



HAL
open science

Méthodes de diagnostic en ligne, embarqué et distribué dans les réseaux filaires complexes

Ousama Osman

► **To cite this version:**

Ousama Osman. Méthodes de diagnostic en ligne, embarqué et distribué dans les réseaux filaires complexes. Electronique. Université Clermont Auvergne [2017-2020], 2020. Français. NNT : 2020CLFAC038 . tel-03156330

HAL Id: tel-03156330

<https://theses.hal.science/tel-03156330>

Submitted on 2 Mar 2021

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.



UNIVERSITÉ CLERMONT AUVERGNE

ECOLE DOCTORALE
SCIENCES POUR L'INGENIEUR DE CLERMONT-FERRAND

Thèse de doctorat

Présentée par

Ousama OSMAN

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR D'UNIVERSITÉ

Spécialité : Électronique et systèmes

Méthodes de diagnostic en ligne, embarqué et distribué dans les réseaux filaires complexes

Soutenue le 07/12/2020 devant les membres de jury :

M. Lionel PICHON	Directeur de recherche CNRS (GeePs)	Rapporteur
M. Alain REINEIX	Directeur de recherche CNRS (XLIM)	Rapporteur
M. Thierry CHATEAU	Professeur à l'Université Clermont Auvergne	Président du jury
M. Pierre BONNET	Professeur à l'Université Clermont Auvergne	Directeur
Mme Françoise PALADIAN	Professeur à l'Université Clermont Auvergne	Co-directeur
M. Moussa KAFAL	Docteur-Ingénieur R&D au CEA	Examineur
Mme Soumaya SALLEM	Docteur-Ingénieur R&D à WiN MS	Encadrante

Avant-propos

Ce manuscrit récapitule les travaux entrepris par son auteur dans le cadre de sa préparation du Doctorat de l'Université Clermont Auvergne (UCA), commencé en octobre 2017 au sein de l'équipe recherche et développement (R&D) de la société WiN MS, financé par WiN MS dans le cadre d'un contrat CDD (bourse CIFRE), sous la direction de M. Pierre BONNET et Mme Françoise PALADIAN (Université Clermont Auvergne), encadré par Mme Soumaya SALLEM (Docteur-Ingénieur R&D à WiN MS).

Ousama OSMAN

Orsay, 07 Décembre 2020

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein de la société WiN MS à Orsay (91400). Je tiens donc à remercier tout d'abord Monsieur Arnaud PELTIER, président-directeur-général (PDG) de WiN MS, et Monsieur Marc OLIVAS, directeur technique de WiN MS pour m'avoir accueilli dans leur entreprise. J'exprime ma profonde reconnaissance à Madame Soumaya SALLEM, docteur-ingénieur R&D chez WiN MS, d'avoir encadré cette thèse et pour son aide compétente qu'il m'a apportée et ses conseils pertinents. Elle a toujours été disponible, à l'écoute de mes nombreuses questions pour mieux faire avancer mes travaux. Je la remercie sincèrement pour son soutien et son aide tant sur le plan humain que professionnel. Je remercie également Monsieur Marc OLIVAS pour les nombreuses discussions que nous avons eues, ainsi que ses remarques et sa sympathie, qui ont permis d'enrichir nos discussions et faire progresser les recherches dans une bonne ambiance.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma plus grande gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur Pierre BONNET, professeur à l'école Clermont Auvergne, pour son soutien crucial, sa confiance et ses conseils. Je le remercie pour la qualité de son encadrement et pour toutes les heures qu'il a consacrées à la direction de cette recherche. J'aimerais également lui dire à quel point j'ai apprécié sa disponibilité et son respect sans faille de délais serrés de relecture des documents que je lui ai adressés. Je tiens également à remercier Madame Françoise PALADIAN, professeur à l'université Clermont Auvergne, d'avoir codirigé cette thèse et pour son aide et ses conseils pertinents.

Mes remerciements vont également aux membres du jury de cette thèse et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail, en commençant par Monsieur Thierry CHATEAU, professeur à l'université Clermont Auvergne, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Je suis également très reconnaissant envers Monsieur Lionel PICHON, directeur de recherche CNRS (GeePs), et Monsieur Alain REINEIX, directeur de recherche CNRS (XLIM), qui ont accepté de rapporter cette thèse et pour le temps qu'ils sont consacrés à ce travail. Je remercie très sincèrement Monsieur Moussa KAFAL, Docteur-ingénieur R&D au CEA, Paris-Saclay Campus-Nano-INNOV d'avoir accepté d'être membre du jury.

Ma gratitude va également à mes collègues dont l'entreprise a contribué à rendre ces années de travail vivantes et agréables, particulièrement à Dina Elio, Pierre Girard, Guillaume Ladeuille, Gael Meriadec, Thibaut Gondran et Mathieu Peretti. Je remercie également Pierre Girard pour sa précieuse aide pour la réalisation de la partie expérimentale. J'exprime également ma profonde reconnaissance à Laurent Sommervogel pour sa disponibilité et l'aide précieuse qu'il m'a apportée

au cours de mes trois années de thèse, les relectures pointilleuses, les nombreuses discussions que nous avons eues ainsi que ses précieux conseils qui ont eu un impact considérable sur le résultat final de ce travail.

Je remercie profondément ma famille, mes parents qui voient aujourd'hui leurs efforts et leurs sacrifices couronnés par ce mémoire de thèse. Un grand merci à ma femme Sara pour son amour, compagnie et encouragement. Je remercie aussi mon frère Saleh et ma sœur Manal qui m'ont supporté et soutenu jusqu'au bout et qui n'ont jamais douté de moi. Enfin, je tiens à remercier mes proches et mes amis, dont les encouragements et le soutien ont été indispensables à l'aboutissement de mes études.

Table de matières

Résumé.....	ix
Abstract.....	x
Table des figures	xi
Liste de tableaux	xvii
Liste des abréviations	xviii
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Diagnostic filaire par réflectométrie : contexte, problématique et état de l'art.....	6
1.1 Introduction	7
1.2 Rappel sur les types de câbles électriques et leurs applications.....	7
1.2.1 Le câble coaxial	10
1.2.2 La paire torsadée	11
1.2.3 Le câble d'énergie	12
1.3 Typologie des défauts dans les câbles.....	13
1.3.1 Défauts francs	14
1.3.2 Défauts non francs	15
1.4 Détection du défaut : technique de la réflectométrie.....	16
1.4.1 Rappel sur la théorie des lignes de transmission.....	17
1.4.2 Méthodes d'analyse des réseaux filaires	20
1.4.3 Introduction des méthodes de réflectométrie	24
1.4.4 Analyse des performances de la réflectométrie	28
1.5 Conclusion.....	29
Chapitre 2 : Présentation des méthodes de diagnostic appliquées aux réseaux filaires complexes.....	31
2.1 Introduction	32
2.2 Génération et acquisition du signal de test.....	32
2.2.1 Analyse temporelle et discrétisation	32
2.2.2 Traitement des signaux de mesure	34

2.3	Présentation des méthodes du diagnostic en lignes.....	35
2.3.1	Réflectométrie STDR/SSTDR.....	36
2.3.2	La réflectométrie multiporteuses dans le domaine fréquentiel.....	36
2.3.3	Réflectométrie multiporteuses MCTDR.....	38
2.3.4	Réflectométrie multiporteuses OMTDR.....	41
2.3.5	Synthèse des méthodes de diagnostic en ligne.....	43
2.4	Présentation des méthodes de diagnostic distribué.....	45
2.4.1	Application de la réflectométrie par séquence M.....	46
2.4.2	Application des moyennes sélectives.....	47
2.4.3	Réflectométrie CTDR.....	49
2.4.4	Réflectométrie BTDR.....	51
2.4.5	Synthèse des méthodes de diagnostic distribuées.....	51
2.4.6	Conclusion.....	54
Chapitre 3 : Détection, localisation et caractérisation du défaut dans un réseau filaire complexe.....		55
3.1	Introduction.....	56
3.2	Placement de réflectomètres.....	56
3.3	Proposition des nouvelles méthodes de localisation du défaut dans un réseau complexe.....	57
3.3.1	Procédure de diagnostic dans un réseau filaire complexe.....	58
3.3.2	Algorithme d'identification de la branche défectueuse.....	59
3.4	Méthode combinant la réflectométrie avec la théorie des graphes.....	61
3.4.1	Théorie des graphes.....	62
3.4.2	Représentation du réseau filaire sous forme d'un graphe.....	62
3.4.3	Localisation d'un défaut franc sur un réseau complexe.....	63
3.4.4	Localisation d'un défaut non franc sur un réseau complexe.....	65
3.5	Localisation du défaut en utilisant l'amplitude du signal réfléchi.....	69
3.5.1	Application de la méthode sur un réseau filaire complexe.....	70
3.6	Caractérisation du défaut.....	73
3.6.1	Réponse du câble.....	73
3.6.2	Estimation de l'impédance du défaut.....	75
3.6.3	Résultats expérimentaux.....	76
3.7	Conclusion.....	80
Chapitre 4 : Fusion de réflectomètres pour identifier plusieurs défauts dans un réseau filaire complexe.....		81

4.1	Introduction	82
4.2	Rappel sur les algorithmes génétiques	83
4.2.1	Principe général.....	83
4.2.2	Les opérateurs génétiques	83
4.2.3	Les principales étapes de l'AG	84
4.3	Rappel sur les réseaux de neurones	85
4.3.1	Principe général.....	85
4.3.2	Réseaux de neurones artificiels MLP	86
4.3.3	Apprentissage du RN-MLP.....	87
4.4	Diagnostic de l'état d'un réseau filaire complexe	89
4.4.1	Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts francs	90
4.4.2	Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts non francs	95
4.5	Fusion des données des réflectomètres	99
4.5.1	Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-AG	100
4.5.2	Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-RN	112
4.5.3	Comparaison AG-RN.....	118
4.6	Conclusion.....	119
Chapitre 5 : Intégration de la communication entre les réflectomètres distribués via les phases du signal de diagnostic MCTDR		120
5.1	Introduction	121
5.2	Intégration de la communication entre les réflectomètres.....	122
5.2.1	Procédé de communication par la modulation de phase du signal MCTDR ..	122
5.2.2	Analyse fréquentielle du signal MCTDR.....	124
5.2.3	Méthodologie C-MCTDR : Diagnostic et communication.....	126
5.2.4	Robustesse de la méthode	131
5.2.5	Détection et correction des erreurs de transmission.....	135
5.3	Élimination de l'interférence entre les réflectomètres distribués	136
5.3.1	Le bruit d'interférence	136
5.3.2	Méthodes et solutions existantes.....	137
5.3.3	Proposition d'une nouvelle méthode d'élimination de l'interférence	139
5.3.4	Traitement à la réception.....	141
5.3.5	Résultats expérimentaux	143
5.4	Développement d'un protocole de communication	144
5.5	Développement d'un algorithme de détection et de localisation des défauts.....	147
5.6	Conclusion.....	151

Conclusion générale et perspectives	152
Annexe A : Modélisation des lignes de transmission	156
Annexe B : Modélisation des défauts non francs	161
Annexe C : Phénomènes d'atténuation et de dispersion	165
Liste des publications.....	172
Références bibliographiques	173

Résumé

Les recherches menées dans cette thèse portent sur le diagnostic de réseaux filaires complexes à l'aide de la réflectométrie distribuée. L'objectif est de développer de nouvelles technologies de diagnostic en ligne, distribuées des réseaux complexes permettant la fusion de données ainsi que la communication entre les réflectomètres pour détecter, localiser et caractériser les défauts électriques (francs et non francs). Cette collaboration entre les réflectomètres permet de résoudre le problème d'ambiguïté de localisation des défauts et d'améliorer la qualité du diagnostic.

La première contribution concerne la proposition d'une méthode basée sur la théorie des graphes permettant la combinaison de données entre les réflectomètres distribués afin de faciliter la localisation d'un défaut. L'amplitude du signal réfléchi est ensuite utilisée pour identifier le type du défaut et estimer son impédance. Cette estimation est basée sur la régénération du signal en compensant la dégradation subie par le signal de diagnostic au cours de sa propagation à travers le réseau.

La deuxième contribution permet la fusion des données de réflectomètres distribués dans des réseaux complexes affectés par de multiples défauts. Pour atteindre cet objectif, deux méthodes ont été proposées et développées : la première est basée sur les algorithmes génétiques (AG) et la deuxième est basée sur les réseaux de neurones (RN). Ces outils combinés avec la réflectométrie distribuée permettent la détection automatique, la localisation et la caractérisation de plusieurs défauts dans différents types et topologies des réseaux filaires.

La troisième contribution propose d'intégrer la communication entre les réflectomètres via le signal de diagnostic porteur d'informations. Elle utilise adéquatement les phases du signal multiporteuses MCTDR pour transmettre des données. Cette communication assure l'échange d'informations utiles entre les réflectomètres sur l'état des câbles, permettant ainsi la fusion de données et la localisation des défauts sans ambiguïtés. Les problèmes d'interférence entre les réflectomètres sont également abordés lorsqu'ils injectent simultanément leurs signaux de test dans le réseau.

Ces travaux de thèse ont montré l'efficacité des méthodes proposées pour améliorer les performances des systèmes de diagnostic filaire actuels en termes de diagnostic de certains défauts encore difficiles à détecter aujourd'hui, et d'assurer la sécurité de fonctionnement des systèmes électriques.

Abstract

The research conducted in this thesis focuses on the diagnosis of complex wired networks using distributed reflectometry. It aims to develop new distributed diagnostic techniques for complex networks that allow data fusion as well as communication between reflectometers to detect, locate and characterize electrical faults (soft and hard faults). This collaboration between reflectometers solves the problem of fault location ambiguity and improves the quality of diagnosis.

The first contribution is the development of a graph theory-based method for combining data between distributed reflectometers, thus facilitating the location of the fault. Then, the amplitude of the reflected signal is used to identify the type of fault and estimate its impedance. The latter is based on the regeneration of the signal by compensating for the degradation suffered by the diagnosis signal during its propagation through the network.

The second contribution enables data fusion between distributed reflectometers in complex networks affected by multiple faults. To achieve this objective, two methods have been proposed and developed: the first is based on genetic algorithms (GA) and the second is based on neural networks (RN). These tools combined with distributed reflectometry allow automatic detection, location, and characterization of several faults in different types and topologies of wired networks.

The third contribution proposes the use of information-carrying diagnosis signal to integrate communication between distributed reflectometers. It properly uses the phases of the MCTDR multi-carrier signal to transmit data. This communication ensures the exchange of useful information (such as fault location and amplitude) between reflectometers on the state of the cables, thus enabling data fusion and unambiguous fault location. Interference problems between the reflectometers are also addressed when they simultaneously inject their test signals into the network.

These studies illustrate the efficiency and applicability of the proposed methods. They also demonstrate their potential to improve the performance of the current wired diagnosis systems to meet the need and the problem of detecting and locating faults that manufacturers and users face today in electrical systems to improve their operational safety.

Table des figures

Figure 1.1 : Faisceau électrique complet d'une voiture moderne [26].	8
Figure 1.2 : Installations de kilomètres de câbles spéciaux à bord d'un Airbus [28].	9
Figure 1.3 : Longueurs cumulées de câbles dans les différentes applications (en km).	10
Figure 1.4 : Description matérielle d'un câble coaxial (source : Wikipédia).	11
Figure 1.5 : Description matérielle d'une paire torsadée	12
Figure 1.6 : Exemple de section de câble d'alimentation, montrant 7 parties différentes : (1) : conducteur (2) : semi-conducteur interne (3) : isolation (4) semi-conducteur externe (5) : écran métallique, et (6) : gaine de protection externe [36].	12
Figure 1.7 : Câbles de transmission d'énergie sous-marine [37].	13
Figure 1.8 : Répartition de types des défauts sur des câbles aéronautiques selon la base de données de la NASA [41].	14
Figure 1.9 : Exemples de défauts non francs.	15
Figure 1.10 : Principe de la réflectométrie	16
Figure 1.11 : Schéma du modèle RLCG équivalent à un segment de ligne de transmission.	17
Figure 1.12 : Modèle d'une ligne de transmission de longueur L et d'impédance caractéristique Z_c .	19
Figure 1.13 : Matrice de répartition d'un quadripôle à deux ports.	21
Figure 1.14 : Schéma d'une jonction en étoile.	22
Figure 1.15 : Chemins multiples dans un réseau en Y	23
Figure 1.16 : Réflectogramme d'un réseau en Y avec un circuit ouvert à la fin de la ligne L_2 et L_3	24
Figure 1.17 Signal "Chirp" linéaire en fréquence pour application FDR.	26
Figure 1.18 : Dispersion et atténuation du signal de test.	27
Figure 2.1 : Principe de la réflectométrie MCR.	37
Figure 2.2 : Principe de la réflectométrie MCTDR.	39
Figure 2.3 : Signal généré avec la méthode de Schroeder avec $N = 256$ et $ck = 1$ pour tout k .	39
Figure 2.4 : Spectre du signal MCTDR avec $N = 256$, $f_s = 200 \text{ MHz}$ et $ck = 0$ pour $k \in \{95, \dots, 128\}$.	40
Figure 2.5 : Autocorrélation du signal de test : spectre complet et spectre modifié (annulation des certains coefficients ck).	40
Figure 2.6 : Principe général de la méthode de réflectométrie OMTDR	41
Figure 2.7 : Signal de test basé sur OMTDR dans le domaine temporel.	42

Figure 2.8 : Fonction d'autocorrélation du signal OMTDR dans le cas de 512 échantillons et modulation 4-QAM [67].	43
Figure 2.9 : Ambiguïté de localisation de défaut dans un réseau ramifié	45
Figure 2.10 : Ambiguïté de localisation du circuit ouvert sur la branche $B3$.	45
Figure 2.11 : Principe de la méthode des moyennes sélectives.	48
Figure 3.1 : Placement de réflectomètres (en bleu) dans un réseau complexe.	57
Figure 3.2 : Procédure du diagnostic afin de lever l'ambiguïté de localisation de défaut.	58
Figure 3.3 : Réseau filaire de topologie complexe.	60
Figure 3.4 : Algorithme de détection et localisation du défaut dans un réseau de topologie complexe	61
Figure 3.5 : Réseau filaire complexe.	63
Figure 3.6 : Réflectogramme de $R1$.	64
Figure 3.7 : Réflectogramme de $R2$.	64
Figure 3.8 : Réflectogramme de $R3$.	64
Figure 3.9 : Réseau simplifié de $R1$.	65
Figure 3.10 : Réseau simplifié de $R2$.	65
Figure 3.11 : Réseau filaire complexe affecté par deux défauts non francs.	66
Figure 3.12 : Réflectogramme de $R1$.	67
Figure 3.13 : Réflectogramme de $R2$.	68
Figure 3.14 : Réflectogramme de $R3$.	68
Figure 3.15 : Réseau filaire complexe affecté par deux défauts non francs.	70
Figure 3.16 : Implémentation du réseau de la Figure 3.15 en utilisant des câbles coaxiaux connectés au VNA pour effectuer la mesure TDR.	71
Figure 3.17 : Comparaison des réflectogrammes obtenus par mesure et simulation pour un réseau sain en Y-Y constitué de câbles coaxiaux.	72
Figure 3.18 : Réflectogramme de $R1$ pour un réseau défectueux en Y-Y constitué de câbles coaxiaux.	72
Figure 3.19 : Réflectogramme de $R2$ pour un réseau défectueux en Y-Y constitué de câbles coaxiaux.	73
Figure 3.20 : Coefficients de transmissions et de réflexions dans le câble.	74
Figure 3.21 : Coefficients de transmissions et de réflexions dans un réseau à plusieurs discontinuités d'impédances.	74
Figure 3.22 : Caractérisation des défauts non francs $d1$ et $d2$ par le réflectomètre $R1$.	78
Figure 3.23 : Caractérisation des défauts non francs $d1$ et $d2$ par le réflectomètre $R2$.	78
Figure 3.24 : Signal de différence entre l'état défectueux et sain du réseau obtenu par le réflectomètre $R1$.	79
Figure 4.1 : Principe général d'un algorithme génétique.	85

Figure 4.2 : Schéma d'un neurone formel.....	86
Figure 4.3 : Exemple d'un RN MLP à 3 couches.	87
Figure 4.4 : Schéma du principe d'apprentissage d'un RN.....	88
Figure 4.5 : Réseau filaire complexe composé des câbles coaxiaux (a) et sa configuration expérimentale (b) avec un VNA pour effectuer des mesures TDR.....	89
Figure 4.6 : Réflectogrammes correspondant au réseau de la Figure 4.5 sans défauts dans le cas du réseau désadapté (a) et adapté (b).....	90
Figure 4.7 : (a) réseau filaire complexe affecté par deux défauts francs (CC et CO), (b) les réflectogrammes mesurés sans et avec les défauts.....	90
Figure 4.8 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.....	92
Figure 4.9 : Schéma fonctionnel de la procédure de localisation des défauts.....	93
Figure 4.10 : Quelques exemples de données d'apprentissage.	94
Figure 4.11 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.	94
Figure 4.12 : (a) réseau filaire complexe désadapté et affecté par deux défauts non francs, (b) les réflectogrammes du réseau complexe sans et avec défauts.....	95
Figure 4.13 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par AG.	97
Figure 4.14 : (a) réseau filaire complexe adapté et affecté par deux défauts non francs, (b) les réflectogrammes du réseau complexe sans et avec défauts.....	97
Figure 4.15 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par AG.	98
Figure 4.16 : Profil d'impédance pour une modification des paramètres RLCG.	99
Figure 4.17 : Réseau en YY composé de câbles coaxiaux et affecté par trois défauts non francs.	99
Figure 4.18 : Schéma fonctionnel du processus d'optimisation.	101
Figure 4.19 : Diagramme illustrant les différentes étapes suivies par l'approche MCTDR-AG.	101
Figure 4.20 : Configuration expérimentale du réseau de la Figure 4.18 en utilisant des câbles coaxiaux et deux réflectomètres $R1$ et $R1$ pour effectuer les mesures MCTDR.	102
Figure 4.21 : Réflectogramme de $R1$	103
Figure 4.22 : Réflectogramme de $R2$	104
Figure 4.23 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R1$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.....	104
Figure 4.24 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R2$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.....	104
Figure 4.25 : Réseau en YY composé de paires torsadées et affecté par deux défauts non francs.	105
Figure 4.26 : Mise en œuvre du réseau de la Figure 4.25 constitué de paires torsadées (MLB24), affecté par deux défauts non francs et connecté aux réflectomètres $R1$ et $R2$	105

Figure 4.27 : Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau sain obtenue par $R1$.	107
Figure 4.28 : Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau sain obtenue par $R2$.	107
Figure 4.29 : Réponse MCTDR mesurée par $R1$ dans l'état défectueux et sain du réseau.	107
Figure 4.30 : Réponse MCTDR mesurée par $R2$ dans l'état défectueux et sain du réseau.	107
Figure 4.31 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R1$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.	108
Figure 4.32 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R2$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.	108
Figure 4.33 : Réseau filaire complexe.	108
Figure 4.34 : Réflectogramme de $R1$.	110
Figure 4.35 : Réflectogramme de $R2$.	110
Figure 4.36 : Réflectogramme de $R3$.	111
Figure 4.37 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R1$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.	112
Figure 4.38 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R2$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.	112
Figure 4.39 : Réflectogramme différentiel obtenu par $R3$ montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.	112
Figure 4.40 : Schéma fonctionnel de la procédure de localisation des défauts.	113
Figure 4.41 : Détection, localisation et caractérisation de défauts non francs à l'aide de MLP-NN.	114
Figure 4.42 : Quelques exemples de données d'apprentissage.	114
Figure 4.43 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.	114
Figure 4.44 : Quelques exemples de données d'apprentissage.	116
Figure 4.45 : Comparaison des données estimées avec celles contenues dans la base de test.	116
Figure 4.46 : Quelques exemples de données d'apprentissage.	117
Figure 4.47 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.	117
Figure 5.1 : Schéma bloc de la procédure de diagnostic et de communication via le signal C-MCTDR.	123
Figure 5.2 : Signal C-MCTDR dans le domaine temporel composé de $N = 256$ sous-porteuses et les phases sont générées avec une modulation numérique PSK.	123
Figure 5.3 : Réseau filaire complexe.	126

Figure 5.4 : Configuration expérimentale du réseau de la Figure 5.3 avec des câbles coaxiaux connectés à deux capteurs $R1$ et $R2$ afin d'injecter, recevoir et traiter des signaux porteurs d'informations C-MCTDR.	127
Figure 5.5 : Comparaison entre la réponse de signaux MCTDR et C-MCTDR pour un réseau sain obtenue par le réflectomètre $R1$ (a) et $R2$ (b).....	128
Figure 5.6 : Configuration expérimentale de deux réflectomètres $R1$ et $R2$ injectant des signaux C-MCTDR et connectés à un câble à paire torsadée.....	129
Figure 5.7 : Réflectogrammes obtenus par le réflectomètre $R1$, comparant la réponse du signal MCTD et C-MCTD pour un câble à paire torsadée.	129
Figure 5.8 : Signal C-MCTDR dans le domaine temporel reçu par le réflectomètre $R2$	130
Figure 5.9 : Une séquence de 256 phases envoyée par le réflectomètre $R1$ et reçue par le réflectomètre $R2$	131
Figure 5.10 : Communication des capteurs : Évolution du BER en fonction du SNR dans le cas d'une connexion sans défaut entre les capteurs $R1$ et $R2$	132
Figure 5.11 : Communication des capteurs : Variation du BER en fonction du SNR pour différentes valeurs de l'impédance caractéristique du défaut non franc injecté entre $R1$ et $R2$. .	133
Figure 5.12 : Communication des capteurs : évolution du BER en fonction du SNR pour différentes valeurs de la distance séparant les deux capteurs $R1$ et $R2$	134
Figure 5.13 : Schéma bloc d'un système de réflectométrie distribuée composé de N réflectomètres injectant leurs signaux de test simultanément sur le réseau filaire.....	137
Figure 5.14 : Méthodes d'allocation de sous-porteuses pour plusieurs utilisateurs (3 utilisateurs, 12 sous-porteuses et 4 sous-porteuses attribuées par utilisateur) [118].	138
Figure 5.15 : Génération du spectre du signal MCTDR dont les sous-porteuses sont réparties entre plusieurs réflectomètres.....	140
Figure 5.16 : Illustration spectrale du signal MCTDR ($f_e=200$ MHz) avec une allocation distribuée de 24 sous-porteuses entre trois réflectomètres.	140
Figure 5.17 : (a) et (b) Deux signaux MCTDR dans le domaine temporel, générés en utilisant de sous-porteuses orthogonales ; (c) l'autocorrélation et l'intercorrélacion entre les signaux (a) et (b).	142
Figure 5.18 : Réseau filaire complexe composé de câbles coaxiaux (a) et sa configuration expérimentale (b) avec trois réflectomètres injectant simultanément leurs signaux de test.	143
Figure 5.19 : Réflectogramme de $R1$	144
Figure 5.20 : Réflectogramme de $R2$	144
Figure 5.21 : Réflectogramme de $R3$	144
Figure 5.22 : Architecture maître-esclave.	145
Figure 5.23 : Architecture maître-esclave dans un réseau filaire complexe.	145
Figure 5.24 : Structure d'une trame de communication.	146

Figure 5.25 : Protocole de communication utilisé pour transférer des données entre un réflectomètre maître et un réflectomètre esclave.	147
Figure 5.26 : Algorithme de diagnostic appliqué par le réflectomètre esclave.	149
Figure 5.27 : Algorithme de diagnostic appliqué par le réflectomètre maître.	150
Figure A.1 : Schéma du modèle RLCG équivalent à un court segment de câble de longueur dx.	157
Figure A.2 : Ligne bifilaire.	158
Figure A.3 : Câble coaxiale.	159
Figure A.4 : Câble à paire torsadée blindé et non blindé.	159
Figure B.1 : Profil d'impédance pour une modification des paramètres RLCG.	162
Figure B.2 : Profil d'impédance pour un défaut résistif série.	163
Figure B.3 : Profil d'impédance pour un défaut résistif parallèle.	164
Figure C.1 : Atténuation et dispersion du signal de diagnostic.	165
Figure C.2 : Vitesse de propagation estimée.	167
Figure C.3 : Réflectogrammes simulés avec et sans compensation de dispersion en injectant un signal MCTDR à 200 MHz dans un câble à paire torsadée de 500 m de longueur.	169
Figure C.4 : Réflectogrammes simulés avec et sans compensation de dispersion en injectant une impulsion gaussienne (largeur à mi-hauteur égale à 1 μ s) dans un câble de 3000 m de longueur.	170

Liste de tableaux

Table 2.1 : Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic en ligne.....	44
Table 2.2 : Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic distribué.	53
Table 3.1 : Estimation de l'impédance du défaut non franc $d1$	79
Table 4.1 : Type et position des défauts estimés par RN.	95
Table 4.2 : Impédance et position générées par l'AG.	96
Table 4.3 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-AG.	103
Table 4.4 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-AG.	106
Table 4.5 : Position et impédance des défauts générés par AG.	111
Table 4.6 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-RN.	115
Table 4.7 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-RN.	116
Table 4.8 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-RN.	117
Table 5.1 : Variation du BER en fonction du nombre de jonctions.	134

Liste des abréviations

ADC	Analog-to-Digital Converter
AG	Algorithme Génétique
ANN	Artificial Neural Network
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BER	Bit Error Rate
BFS	Breadth First Search
BTDR	Binary TDR
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDMA	Code Division Multiple Access
CEM	Comptabilité électromagnétique
C-MCTDR	Communication-MCTDR
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CRC	Cyclic Redundancy Check
CTDR	Chaos TDR
DAC	Digital Analog Converter
DSP	Digital Signal Processor
ECC	Error Correction Code
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FDR	Frequency Domain Reflectometry

FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GUI	Graphical User Interface
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
I-FDMA	Interleaved-FDMA
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
L-FDMA	Localized FDMA
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LIN	Local Interconnect Network
MCR	MultiCarrier Reflectometry
MCTDR	Multi-Carrier TDR
MLP	Multi Layer Perceptron
MLP-NN	Multi-Layer Perceptron Neural Network
MSE	Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMTDR	Orthogonal Multi-Tone-TDR
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDFDR	Phase Detection Frequency Domain Reflectometry
PN	Pseudo-Noise
PSK	Phase-shift keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RN	Réseaux de Neurones
SC-FDMA	Signal-Carrier Frequency Division Multiple Access

SSTDR	Spread Spectrum TDR
STDR	Sequence Time Domain Reflectometry
STP	Shielded Twisted Pair
SWR	Standing Wave Reflectometry
TDMA	Time Domain Multiple Access
TDR	Time Domain Reflectometry
UTP	Unshielded Twisted Pair
VNA	Vector Network Analyzer

Introduction générale

Contexte général

Les câbles électriques sont présents dans presque tous les systèmes électriques et électroniques, où l'énergie et l'information circulent entre les différentes parties du système. Ils sont devenus l'un des composants les plus importants du système électrique, et ils doivent garantir la transmission fiable des informations du système. L'augmentation de l'intégration des systèmes électroniques embarqués dans les systèmes électriques a conduit à une forte augmentation de la complexité des supports de communication. Ainsi, l'augmentation des liaisons filaires va de pair avec une évolution et une présence de plus en plus massive des dispositifs électroniques, ce qui augmente la probabilité d'avoir des défauts sur le réseau de câbles.

Au cours de leur vie, les réseaux de câbles sont soumis à l'usure du temps et à diverses contraintes (erreurs de manipulation, incidents techniques, etc.) pouvant conduire à leur dégradation. Ces défauts entraînent une détérioration prématurée du système et peuvent, à terme, engendrer des pannes plus ou moins importantes conduisant au dysfonctionnement du système. En outre, l'apparition de certains défauts électriques peut avoir des conséquences catastrophiques (incendies, crash aérien, etc.) [1], [2]. Il est ainsi nécessaire de mettre en place une surveillance permanente et en temps réel de l'état du réseau filaire. Ceci implique l'intégration de la fonction diagnostic dans le réseau de câbles. On parle de "diagnostic embarqué" [3]. L'intégration du système de diagnostic permet d'effectuer un diagnostic du réseau en cours de fonctionnement (diagnostic en ligne) [3]–[6]. Le diagnostic en ligne permet de se trouver dans des conditions réelles du système et conduit à un meilleur diagnostic. Cependant, les signaux de test ne doivent pas interférer avec les signaux du système afin d'éviter de perturber son fonctionnement.

La réflectométrie est une méthode de diagnostic filaire bien connue et utilisée dans la recherche de défauts dans les câbles électriques [7]–[9]. Elle reprend le principe du radar en injectant un signal de test dans un câble, et en analysant les échos produits par des discontinuités d'impédances (jonctions, défauts, etc.) rencontrées. Les méthodes de réflectométrie sont facilement embarquables, et présentent de bonnes performances face à des dégradations significatives de la ligne comme les défauts francs (circuit ouvert, court-circuit). En ce qui concerne la détection des défauts non francs (dommages d'isolation, fissures, etc.), des améliorations en termes de mesure et de post-traitement sont nécessaires pour ces méthodes, surtout pour les réseaux filaires complexes.

Jusqu'à présent, très peu de travaux se sont penchés sur ce sujet en raison de la difficulté de détecter un défaut non franc dans les réseaux complexes. Ce type de défaut peut se situer à la limite du bruit de mesure ainsi que dans des zones aveugles (noyé dans des lobes secondaires, près des pics de circuits ouverts, court-circuit, etc.) qui rendent sa détection plus difficile. De plus, l'utilisation d'un seul point de mesure ne peut pas couvrir l'ensemble du réseau complexe. D'où la nécessité d'étudier de nouvelles méthodes : celles que nous proposons ici sont basées sur le diagnostic distribué en plusieurs points du réseau complexe.

Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles méthodes de diagnostic embarqué permettant de diagnostiquer (détecter, localiser et caractériser des défauts électriques) rapidement, automatiquement et avec précision l'état des réseaux filaires de topologies complexes. Ces travaux de thèse visent à étudier ces méthodes, à les simuler et à évaluer leurs performances, puis à étudier leur mise en œuvre. Les simulations s'appuieront sur un modèle numérique de réseaux complexes développés sur des codes existants, la mise en œuvre sera implémentée et testée sur des réflectomètres (capteurs) développés par l'entreprise.

Dans les réseaux complexes, l'utilisation d'un seul point d'injection ne permet pas forcément de couvrir l'intégralité du réseau à cause de phénomène d'atténuation. En plus, la multitude des branches dans le réseau entraîne une ambiguïté de localisation du défaut. La réflectométrie distribuée [4], [10], constitue une solution à ces problèmes en permettant d'améliorer la précision et la qualité du diagnostic. Elle consiste à distribuer la mesure de diagnostic en plusieurs points du réseau. De nombreuses solutions sont proposées dans la littérature pour l'analyse d'une simple ligne de transmission [11]–[15], ainsi que l'analyse de réseaux filaires de topologies complexes [3]–[5], [16]. Lors d'un diagnostic en ligne distribué où plusieurs réflectomètres injectent simultanément leurs signaux de test, plusieurs contraintes surviennent, telles que le coût de diagnostic, les problèmes d'interférences entre les réflectomètres, les interférences entre les signaux de test et les signaux utiles du système, etc. Les signaux de test doivent donc être choisis de manière à respecter les contraintes d'innocuité du diagnostic. Dans ce contexte, plusieurs méthodes sont conçues pour répondre à ces limitations [10], [17]–[19]. Désormais, quels que soient le type du diagnostic et les signaux de test utilisés, le but essentiel reste toujours la détection et la localisation de défauts. Cependant, les solutions développées jusqu'à présent restent limitées dans certaines circonstances, en particulier pour la détection et la localisation de défauts non francs dans les réseaux complexes. Motivés par ce constat, nous avons donc choisi d'orienter nos travaux vers deux axes principaux de recherche qui sont, d'une part, la fusion de données des réflectomètres distribués, et d'autre part, le diagnostic en ligne avec la communication entre les réflectomètres.

Le premier axe de recherche porte ainsi sur la fusion des données (réflectogrammes) provenant de différents réflectomètres distribués dans le réseau complexe. La fusion de données permet de centraliser les informations, d'éliminer les ambiguïtés et de faciliter la prise de décision sur la localisation d'un défaut. Pour ce faire, nous proposons plusieurs méthodes permettant de combiner les données entre les réflectomètres distribués. La première est basée sur la théorie des graphes ainsi que sur l'amplitude des signaux réfléchis dus aux défauts rencontrés. La théorie des graphes permet de représenter le réseau complexe sous forme d'une matrice de connexion, puis ses principaux algorithmes assurent la fusion des données pour lever l'ambiguïté de la localisation d'un défaut. Ensuite, nous utilisons l'amplitude du signal réfléchi causé par un défaut pour estimer son impédance. Cette estimation est basée sur la compensation de la dégradation subie par le signal de test lors de sa propagation dans le réseau.

Nous proposons également deux autres méthodes de fusion de données basées sur les algorithmes génétiques (AG) et les réseaux de neurones (RN). Dans la littérature, ces deux outils ont été utilisés pour localiser et caractériser (impédance) les défauts francs dans les réseaux filaires complexes [20]–[22]. Cependant, ils ne peuvent pas résoudre le problème de l'ambiguïté de localisation des défauts en utilisant un unique point de mesure [23], en particulier dans le cas d'un défaut non franc caractérisé par une faible variation. Ce dernier est difficile à détecter, surtout s'il se trouve dans une zone aveugle. Pour s'affranchir de cette limitation, nous proposons de distribuer les mesures en plusieurs points du réseau et, par suite, de fusionner les données entre les réflectomètres distribués en utilisant les AG et les RN. Ces méthodes proposées permettent de détecter, localiser et caractériser de multiples défauts francs et non francs. À notre connaissance, très peu de travaux ont été publiés dans la littérature [16] concernant la localisation et la caractérisation de multiples défauts non francs dans des réseaux complexes.

Le deuxième axe de recherche de cette thèse portera sur les réseaux filaires du futur qui pourront s'auto-diagnostiquer. L'idée est d'intégrer un module de communications entre les capteurs qui permet de surveiller en temps réel l'état de santé du système sans perturber son fonctionnement naturel. Ainsi, les capteurs ont la possibilité de communiquer entre eux à l'aide de signaux de diagnostic. Les signaux utilisés doivent être ainsi capables de porter de l'information. Plus récemment, le principe de l'OFDM¹ bien connu dans le domaine des communications numériques a été utilisé pour le diagnostic en ligne des câbles. Il s'agit de la méthode de réflectométrie multiporteuses OMTDR² [5]. Cette méthode donne aux réflectomètres distribués la possibilité de communiquer entre eux via la partie transmise du signal de test OMTDR. Cependant, elle nécessite une phase complexe de post-traitement de différents blocs de la méthode OFDM. De plus, elle

¹ OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

² OMTDR : Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry

présente des lobes secondaires autour du pic central qui peuvent gêner la détection des défauts non francs, et nécessite ainsi une étape de filtration. Dans notre étude, nous proposons une nouvelle stratégie de diagnostic distribué, consistant en l'intégration de la communication entre les réflectomètres via la partie transmise du signal de réflectométrie multiporteuses MCTDR³ [17]. Nous proposons d'utiliser les phases du signal MCTDR pour communiquer des informations sans dégrader ses bonnes caractéristiques de diagnostic. Cette communication permet la fusion des données de réflectomètres, améliorant ainsi la qualité du diagnostic. La nouveauté est d'injecter un signal MCTDR porteur d'informations permettant à la fois le diagnostic et la communication entre les réflectomètres.

Dans le cas du diagnostic en ligne distribué, plusieurs réflectomètres sont connectés au réseau et effectuent leurs mesures simultanément. Il en résulte donc des interférences entre les réflectomètres [17], [19]. Pour résoudre ce problème, nous proposons une nouvelle approche qui permet l'injection des signaux de test d'une façon simultanée par plusieurs réflectomètres sans interférence. Cette approche basée sur la méthode SC-FDMA⁴ [24], permet de générer des signaux MCTDR orthogonaux entre les réflectomètres distribués. La bande de fréquence du signal MCTDR sera partagée entre plusieurs réflectomètres distribués. Pour gérer l'opération de communication, un protocole de communication doit également être mis en place. Enfin, nous proposons un algorithme qui automatise l'échange de données entre les réflectomètres, ainsi que la détection et la localisation d'un ou plusieurs défaut(s).

Organisation du mémoire

Le plan de ce manuscrit est constitué de cinq chapitres et est organisé comme suit :

Le premier chapitre évoque l'état de l'art général des techniques de diagnostic filaire. Il est consacré à la présentation du contexte de cette étude, ainsi qu'à la problématique. Nous introduisons les typologies des câbles et des défauts telles que les défauts francs et non francs. Ensuite, nous présentons les méthodes de réflectométrie dans le domaine temporel et fréquentiel ainsi que les performances et les limites auxquelles elles se confrontent actuellement.

Le deuxième chapitre présente en détail les méthodes de réflectométrie dans le domaine temporel existantes sur lesquelles repose notre étude. Celles-ci incluent les méthodes développées pour effectuer le diagnostic en ligne ainsi que celles adaptées au diagnostic distribué dans les réseaux complexes. Le principe général des différentes techniques sera présenté en illustrant leurs principaux avantages et limitations.

³ MCTDR : Multi-Carrier Time Domain Reflectometry

⁴ SC-FDMA : Signal-Carrier Frequency Division Multiple Access

Le troisième chapitre aborde la problématique de l'ambiguïté de la localisation d'un défaut dans les réseaux complexes. Pour cela, nous proposons une nouvelle méthode de diagnostic distribué basée sur la théorie des graphes ainsi que sur l'amplitude des signaux réfléchis pour combiner les données entre les réflectomètres distribués. Ensuite, nous proposons d'exploiter l'onde réfléchie causée par un défaut pour estimer son impédance. Cette estimation est basée sur la compensation d'atténuation subie par le signal de test lors de sa propagation dans le réseau.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons de nouvelles stratégies de fusion des données de réflectomètres distribués afin de détecter, localiser et caractériser de multiples défauts francs et non francs dans les réseaux complexes. La fusion est assurée par deux méthodes, les algorithmes génétiques (AG) et les réseaux de neurones (RN). Les performances des approches proposées sont validées par des résultats de simulation et des résultats expérimentaux pour différents types et configurations des réseaux ramifiés.

Le cinquième chapitre présente une nouvelle stratégie de diagnostic en ligne qui permet aux capteurs de communiquer entre eux via les signaux de diagnostic. Ces signaux doivent être ainsi capables de porter de l'information. Cette communication permet l'échange de données et améliore la qualité du diagnostic. Dans le cas de diagnostic en ligne, nous proposons également une nouvelle méthode permettant la distribution orthogonale de sous-porteuses du signal MCTDR entre les réflectomètres distribués pour résoudre les problèmes d'interférence.

Ce mémoire se termine par une conclusion générale qui fait le point sur l'essentiel de ce travail et ouvre de nouvelles perspectives.

Chapitre 1

Diagnostic filaire par réflectométrie : contexte, problématique et état de l'art

Table des matières

1.1	Introduction	7
1.2	Rappel sur les types de câbles électriques et leurs applications	7
1.2.1	Le câble coaxial	10
1.2.2	La paire torsadée	11
1.2.3	Le câble d'énergie	12
1.3	Typologie des défauts dans les câbles	13
1.3.1	Défauts francs	14
1.3.2	Défauts non francs	15
1.4	Détection du défaut : technique de la réflectométrie.....	16
1.4.1	Rappel sur la théorie des lignes de transmission.....	17
1.4.2	Méthodes d'analyse des réseaux filaires	20
1.4.3	Introduction des méthodes de réflectométrie	24
1.4.3.1	Réflectométrie dans le domaine fréquentiel.....	25
1.4.3.2	Réflectométrie dans le domaine temporel.....	26
1.4.4	Analyse des performances de la réflectométrie	28
1.5	Conclusion.....	29

1.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, nous avons pu constater une forte augmentation de l'intégration et de l'utilisation des systèmes embarqués en temps réel. Ces systèmes sont largement plébiscités pour effectuer des opérations complexes et « intelligentes », notamment en termes de contrôle, de surveillance et de communication. Cette évolution croissante a entraîné une forte augmentation de la complexité des systèmes électroniques et des supports de communication. Ainsi, les liaisons filaires utilisées pour l'alimentation et le transfert de l'information sont en quantité croissante ce qui augmente mécaniquement la probabilité d'avoir un réseau électrique défectueux. Après installation, les câbles électriques vieillissent, deviennent fragiles et peuvent montrer des signes de faiblesse pouvant conduire à l'apparition de défauts. Ils peuvent également être exposés à des facteurs environnementaux agressifs (humidité, chauffage, corrosion, etc.) ou à des conditions opérationnelles agressives (agressions mécaniques), conduisant à des dégradations et d'autres conséquences graves. Il est donc nécessaire de surveiller leur état de fonctionnement et d'apporter des informations sur la présence de défauts afin de faciliter la maintenance.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les problèmes rencontrés dans les câbles électriques et les différentes méthodes de diagnostic permettant la détection et la localisation des défauts. Nous introduisons, dans un premier temps, les différents types de câbles ainsi que leurs domaines d'applications. Dans un deuxième temps, nous présentons les différents défauts dans les câbles qui peuvent être classés selon leur sévérité dans deux types de défauts : un défaut franc et un défaut non franc. Nous introduisons ensuite la théorie des lignes de transmission et les solutions possibles des équations de propagation. Nous nous intéressons finalement à la méthode de réflectométrie, dont le principe général sera détaillé. Cet exposé permettra de dresser un état de l'art des techniques de réflectométries en présentant les principes théoriques de chacune de ces techniques. Elles sont réparties en deux grandes familles telles que les méthodes dans le domaine fréquentiel et celles dans le domaine temporel. Enfin, les performances de la réflectométrie sont évaluées et discutées.

1.2 Rappel sur les types de câbles électriques et leurs applications

Depuis l'émergence des systèmes électriques, l'utilisation des câbles électriques est devenue primordiale. Les câbles électriques sont largement utilisés dans presque tous les systèmes modernes, où l'acheminement des données et de l'énergie est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement d'un système. Nous pouvons citer plusieurs domaines, tels que les systèmes de transport, les centrales nucléaires, les machines industrielles, les réseaux de transport d'électricité, etc. Par ailleurs, au cours des dernières années, nous avons assisté à une évolution vers un nouveau concept dans les industries automobiles et aéronautiques mieux connu sous le nom de technologie "by-Wire" [25]. La tendance est au développement de systèmes dits "Fly-by-Wire" dans

l'aéronautique et "X-by-Wire" dans l'automobile, où les principaux systèmes de contrôle mécaniques et hydrauliques (direction, freinage, suspension, etc.) sont remplacés par des systèmes électriques ou électromécaniques. Ceci a pour effet d'augmenter considérablement le nombre des systèmes embarqués à interconnecter. La Figure 1.1 est une illustration d'un réseau de câbles électriques dans un véhicule actuel, montrant des faisceaux de câbles avec leurs connecteurs. Afin de réduire le nombre de liaisons filaires, les constructeurs automobiles ont adopté la technique de multiplexage qui permet de multiplier les transmissions numériques sur un même support (fils) sans augmenter le nombre de liaisons filaires [26]. Dans l'automobile "plus électrique" la longueur des câbles embarqués est d'environ 4 km et ce nombre ne cesse d'augmenter.



Figure 1.1 : Faisceau électrique complet d'une voiture moderne [26].

Ces évolutions se combinent au développement de nouveaux équipements de confort et de divertissement (climatisation, radio, télévision, systèmes de navigation, etc.), ce qui entraîne une augmentation du nombre de connecteurs et de liaisons filaires du réseau électrique. En effet, les systèmes électriques permettent non seulement des gains financiers en simplifiant et raccourcissant les opérations de maintenance, mais également des gains de masse qui se traduisent directement en économie de carburant.

Le secteur aéronautique est le meilleur exemple pour illustrer la complexité des réseaux filaires, où les câbles sont largement présents dans toute l'architecture d'un appareil. Plusieurs types de câbles sont utilisés avec des longueurs cumulées [27] pouvant atteindre plusieurs centaines de kilomètres. Le réseau électrique dans un Airbus A380 atteint 10000 câbles et 40300 connecteurs. Cette complexité est due à l'utilisation de plus en plus fréquente de l'énergie électrique qui remplace les énergies pneumatiques, hydrauliques et mécaniques. L'avantage est que les systèmes électriques sont moins coûteux, moins complexes et plus fiables que les mécanismes mécaniques et hydrauliques. La Figure 1.2 montre des exemples des différents types de câbles utilisés et de leur complexité dans le domaine aéronautique.

La complexité des réseaux filaires a impacté non seulement le domaine des transports, mais aussi les télécommunications à cause de l'explosion du nombre des abonnés, ainsi que des services fournis par les opérateurs de télécommunications (télévision numérique, vidéo-communication, services mobiles, etc.) pour répondre aux exigences accrues des abonnés (très haut débit, couverture maximale, etc.). L'introduction de systèmes embarqués ne s'est pas limitée au secteur de l'automobile et de l'avionique comme on vient de le voir, mais a touché d'autres secteurs dans les transports tels que le ferroviaire, le maritime, etc. Ces derniers sont aussi confrontés au problème de l'augmentation du nombre de liaisons filaires.

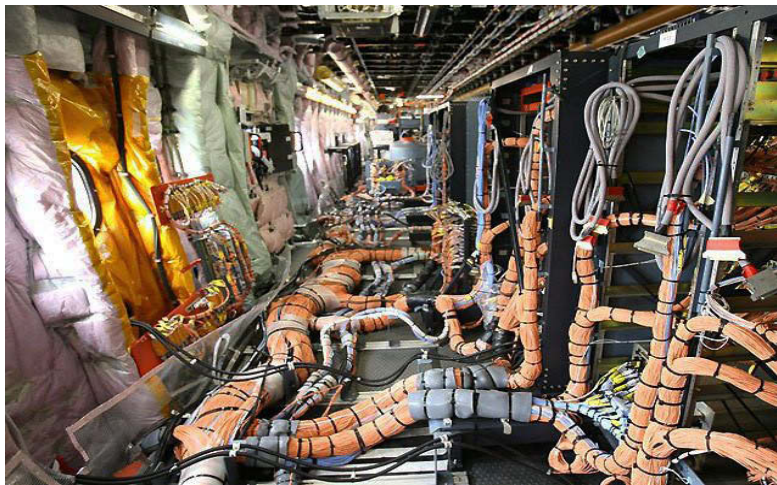


Figure 1.2 : Installations de kilomètres de câbles spéciaux à bord d'un Airbus [28].

La Figure 1.3 résume l'augmentation des longueurs cumulées de câbles dans différents systèmes de transport. Cette augmentation a entraîné la complexité dans les réseaux filaires rendant l'opération de maintenance très complexe [29].

Dans le domaine aéronautique, nous trouvons plusieurs types de câbles qui ont chacun leurs propriétés chimiques, thermiques et mécaniques selon leur emplacement ainsi que des fonctions qu'ils remplissent dans un avion. À titre d'exemple, dans un avion Airbus 340-600, les câbles correspondent à différentes applications : des câbles coaxiaux pour les systèmes de transmission hautes fréquences (radar, données, radio), des câbles résistants au feu et pour des applications en haute température (dans les nacelles et moteurs), des câbles pour les zones pressurisées, et des câbles de puissance pour l'alimentation, etc. [30]. De plus, des câbles de bus de transport d'informations (CAN (Controller Area Network), LIN (Local Interconnect Network), FlexRay, etc.) pour les systèmes de divertissement à bord ainsi que les câbles de transmission de données à haut débit sont installés.

Généralement, le choix des câbles dépend de la nature des signaux transmis qui peuvent être analogiques ou numériques, de faibles ou fortes puissances, et de basses, moyennes ou hautes fréquences [31]. Il dépend également de l'environnement dans lequel les câbles sont placés ainsi

que de la longueur du réseau et le débit souhaité. Dans ce contexte, on peut identifier trois familles principales de câbles les plus couramment rencontrés : le câble coaxial, la paire torsadée et le câble de puissance (d'alimentation).

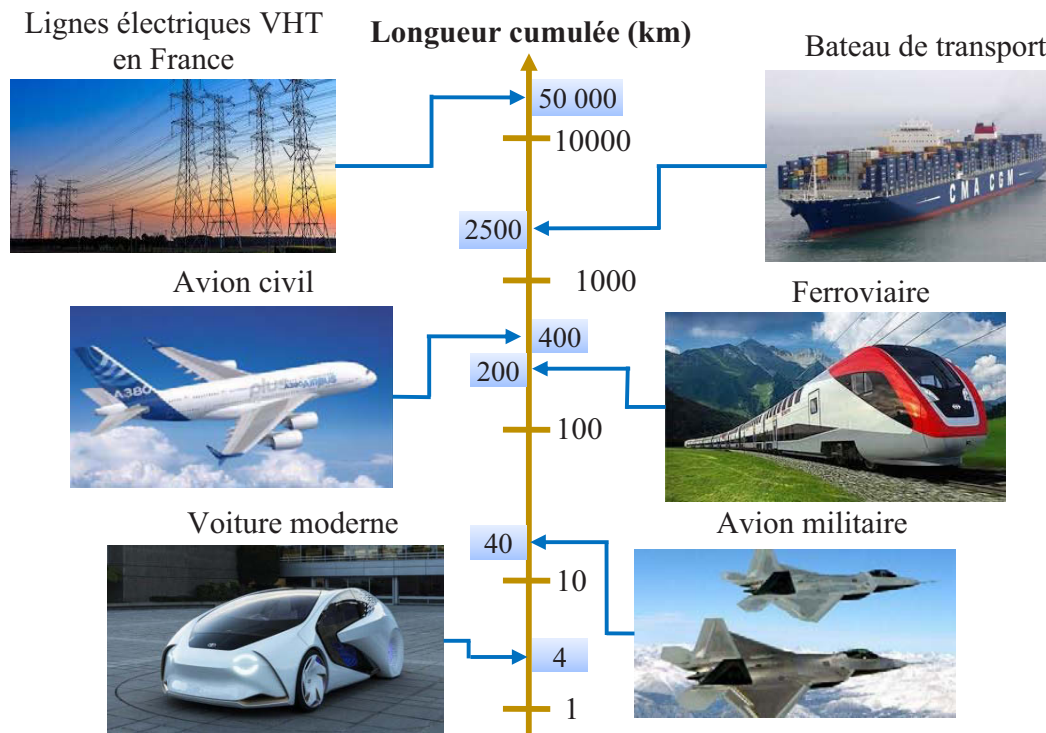


Figure 1.3 : Longueurs cumulées de câbles dans les différentes applications (en km).

1.2.1 Le câble coaxial

Le câble coaxial, inventé en 1930 par l'américain Herman Affel [32], est composé de quatre parties principales, dont une âme (conducteur central) constituée d'un seul brin en cuivre ou de plusieurs brins torsadés pour la transmission des données. Cette âme est enrobée dans un matériau diélectrique isolant afin d'éviter tout contact avec le blindage métallique tressé (masse). Ce blindage peut être une feuille d'aluminium ou une tresse de cuivre permettant de protéger les données contre les parasites (le bruit et les interférences extérieures), et d'assurer une transmission à haut débit et sur de longues distances [33]. Enfin, on trouve, la gaine isolante externe non conductrice qui protège le câble de son environnement extérieur comme décrit dans la Figure 1.4. Ce type de câble est utilisé dans le domaine de l'informatique, de l'électronique basse fréquence, le câblage vidéo, et aussi dans le domaine des hyper fréquences jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz. L'utilisation du câble coaxial s'étend, généralement, à toute application où le signal doit subir le minimum d'affaiblissement et de distorsion telle que l'informatique, les

télécommunications, l'aérospatiale, le militaire, etc. [34]. La modélisation théorique du câble coaxiale est détaillée dans l'Annexe A.

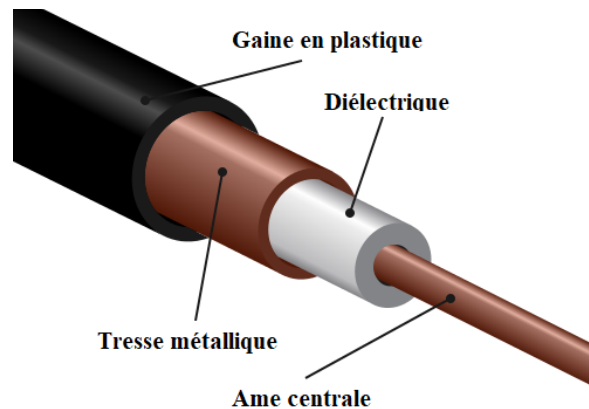


Figure 1.4 : Description matérielle d'un câble coaxial (source : Wikipédia).

Le câble coaxial est désormais remplacé par la fibre optique sur les longues distances (supérieures à quelques kilomètres).

1.2.2 La paire torsadée

Le câble à paire torsadée (en anglais Twisted pair cable) est constitué de deux brins de cuivre entrelacés en torsade. Cet entrelacement a pour but de maintenir la distance entre les fils et de diminuer la diaphonie (interférences électromagnétiques) entre paires, dues aux sources situées à proximité [35]. Plus le nombre de torsades est important, plus la diaphonie inductive est réduite. La paire torsadée est utilisée comme support de transmission pour les réseaux automobiles embarqués (CAN, FlexRay, etc.). Il existe plusieurs catégories de paires torsadées selon le blindage : paire torsadée non blindée (UTP), paire torsadée écrantée, paire torsadée blindée (STP), etc.

- La paire torsadée non blindée (en anglais Unshielded Twisted Pair ou UTP) n'est pas protégée par un blindage. Elle est souvent utilisée pour les installations téléphoniques et les réseaux informatiques domestiques.
- La paire torsadée écrantée (en anglais Foiled Twisted Pair ou FTP), l'ensemble des paires torsadées peuvent être entourées par une gaine commune de blindage. On en fait usage pour le téléphone et les réseaux informatiques.
- La paire torsadée blindée (en anglais Shielded Twisted Pair ou STP), chaque paire torsadée est entourée d'une couche conductrice de blindage pour une meilleure immunité contre les perturbations électromagnétiques.

La modélisation théorique de différents types de câbles à paires torsadées est détaillée dans l'Annexe A.

La Figure 1.5 montre la description matérielle de différents types de paires torsadées.

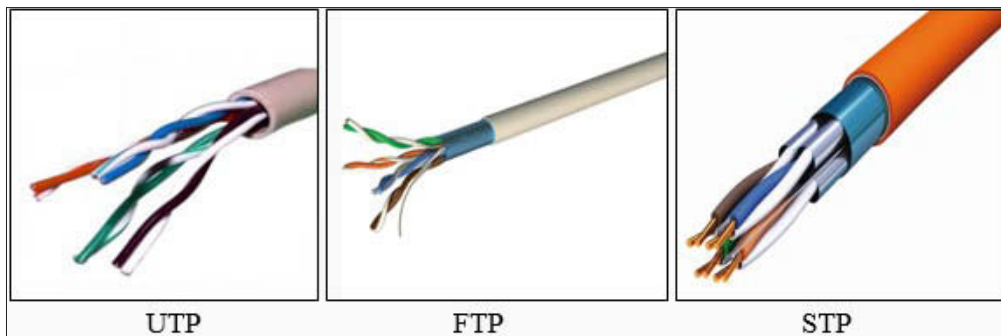


Figure 1.5 : Description matérielle d'une paire torsadée

1.2.3 Le câble d'énergie

Ce type de câbles est utilisé pour transmettre de l'énergie électrique à haute tension, que ce soit une transmission de courant alternatif ou continu. Un câble à haute tension comporte une couche de blindage métallique sur l'isolant, relié à la terre et conçu pour égaliser la contrainte diélectrique sur la couche d'isolation. La Figure 1.6 présente une coupe transversale d'un câble d'alimentation haute tension, indiquant ses éléments principaux. Le conducteur interne doit résister à des contraintes de traction lors de la pose du câble, et l'écran métallique contribue également à la protection mécanique du câble. La gaine de protection externe en matériau polymère, jouant un rôle de protection contre la corrosion, favorisant l'étanchéité, la protection mécanique à la pose et, lorsque cela est nécessaire, assurant une isolation électrique de l'écran par rapport au sol. La Figure 1.7 montre un exemple de câbles sous-marins utilisés pour la transmission de puissance.

Après avoir introduit certains types de câbles ainsi que leurs domaines d'application, nous allons maintenant introduire les principaux types de défauts pouvant affecter un câble et les principales raisons de leur apparition.

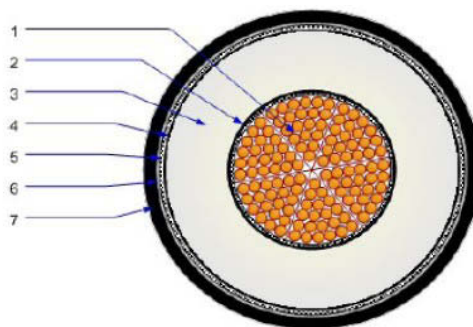


Figure 1.6 : Exemple de section de câble d'alimentation, montrant 7 parties différentes : (1) : conducteur (2) : semi-conducteur interne (3) : isolation (4) semi-conducteur externe (5) : écran métallique, et (6) : gaine de protection externe [36].



Figure 1.7 : Câbles de transmission d'énergie sous-marine [37].

1.3 Typologie des défauts dans les câbles

De nos jours, on se trouve face à une augmentation continue des systèmes embarqués et des réseaux de communications, et le nombre de liaisons filaires et de connecteurs ne cessent d'augmenter. Le réseau filaire devient alors un système vital incontournable et ne doit plus être négligé afin de garantir une sûreté de fonctionnement des systèmes connectés aux différents nœuds du réseau [4]. Bien que les fabricants de câbles aient effectué de nombreuses recherches et efforts pour protéger les câbles contre les facteurs dommageables, les câbles se fragilisent et se dégradent en augmentant ainsi la probabilité d'apparition de défauts graves de tous types. Dans de nombreux secteurs, un grand nombre de systèmes embarqués dédiés à la sécurité et au confort communiquent avec des débits de données de plus en plus importants afin de répondre à des contraintes temps réel sévères. Ces contraintes impliquent de disposer d'un support physique fiable pour garantir à la fois la qualité de service et la fiabilité. Selon les domaines d'application, les défauts de câbles peuvent entraîner l'apparition d'anomalies plus ou moins graves telles que la déformation de l'information, la perte du signal électrique, la surtension, le dysfonctionnement du système, la fumée, l'incendie, etc. Malheureusement, ces défauts peuvent avoir des conséquences catastrophiques et fatales si les câbles font partie de systèmes critiques pour la sécurité des personnes.

Le problème de défauts de câblage a fait l'objet d'une grande attention à la fin des années 90 en raison de deux accidents tragiques : les crashes des vols TWA 800 (en 1996) et Swissair 111 (1998) pour lesquels les câbles sont mis en cause [38], [39]. On peut noter un nombre considérable d'incidents, qui n'ont pas abouti à des accidents catastrophiques, mais ont été attribués à des défaillances de câblage [40].

Avec le temps, les propriétés des câbles se fragilisent et se détériorent en raison du vieillissement naturel après avoir été utilisées pendant une certaine durée. Néanmoins, ce dernier peut être accéléré par un environnement agressif conduisant à la dégradation et à la fin de vie prématurée d'un câble. Les causes de défauts sur un câble peuvent être liées à des facteurs externes (agression mécanique due aux interventions humaines, défauts de montage, corrosion, oxydation,

humidité, etc.) ou des facteurs internes (vieillessement, défauts de fabrication, échauffement local, etc.) [23]. L'ensemble de ces facteurs provoque des changements dans les paramètres intrinsèques du câble et se traduit par l'apparition de défauts. La Figure 1.8 montre les différents types de défauts rencontrés sur les câbles aéronautiques américains lors des opérations de maintenance entre 1980 et 1999 [41]. Elle montre que les défauts issus de frottements (37%) (ex. fissures, éraflure), les courts-circuits (18%), et les circuits ouverts (11%) sont les plus fréquemment rencontrés.

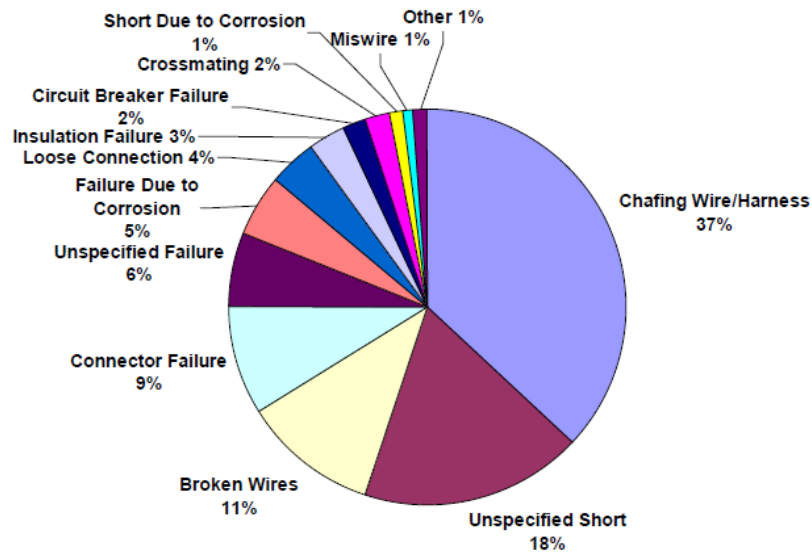


Figure 1.8 : Répartition de types des défauts sur des câbles aéronautiques selon la base de données de la NASA [41].

Les défauts dans les câbles sont généralement classifiés en deux grandes familles par rapport à leur degré de sévérité : les défauts “francs” (en anglais, “hard defects”) et les défauts “non francs” (en anglais, “soft defects”).

1.3.1 Défauts francs

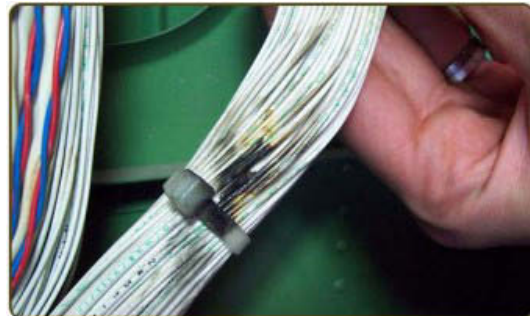
Les défauts francs sont des défauts sévères et ils se traduisent par une variation importante de l'impédance caractéristique du câble. Ils se manifestent par une interruption totale de la circulation de données et de l'énergie dans le câble défectueux. Ces défauts correspondent à des situations de court-circuit et de circuit ouvert causés par de faux contacts dans un réseau. Le court-circuit est la mise en connexion à faible résistance de deux conducteurs à la suite de l'endommagement des isolants. Le circuit ouvert se manifeste par la rupture d'un ou plusieurs conducteurs à la suite des coupures du câble ou des dommages mécaniques. Les défauts francs peuvent entraîner des accidents tragiques suite au dysfonctionnement brutal du système.

1.3.2 Défauts non francs

Les défauts non francs sont des défauts plus subtils tels que l'usure des câbles, rupture de brins pour un câble multibrin, fissure de la graine, etc. Ils se caractérisent par une faible variation de l'impédance caractéristique du câble ce qui les rend plus difficiles à détecter. Ces dégradations n'empêchent pas la propagation de l'énergie ou des données et ils peuvent évoluer à long terme vers des défauts francs. Ces types de défauts sont la conséquence de plusieurs facteurs externes (erreurs de manipulation, corrosion, oxydation, environnement, etc.) ou internes (défauts de fabrication, vieillissement du câble, etc.). La modélisation théorique de différents types de défauts non francs est détaillée dans l'Annexe B. La détection de ces défauts naissants permettrait de réduire les coûts, le temps de réparation et d'éviter de graves accidents, c'est pourquoi cela reste un enjeu actuel majeur du diagnostic filaire. La Figure 1.9 illustre des cas typiques de défauts non francs dans les câbles électriques.



(a) Exemple de fissures dans les câbles



(b) Exemple de frottements dans les câbles



(c) Défaut dû à un arc intermittent



(d) Abrasion de l'isolant

Figure 1.9 : Exemples de défauts non francs.

En raison de l'omniprésence des réseaux filaires dans de nombreux domaines (automobile, aéronautique, télécommunication, etc.) et de leur rôle essentiel dans la sûreté des systèmes, il est primordial de surveiller étroitement leur état afin de rendre plus efficaces les opérations de maintenance. L'objectif est ainsi de détecter et localiser les défauts avec précision spatiale afin d'éviter les interventions inutiles causant une perte de ressources (main d'œuvre, argent, temps, etc.). Ceci a encouragé de nombreux chercheurs et fabricants à trouver de nouvelles technologies

de diagnostic des défauts dans les réseaux filaires. Les défauts ont chacun leurs particularités (type, nature) et peuvent être détectés et localisés par diverses techniques qui se différencient par leurs principes de mesures et les types de signaux utilisés. Par conséquent, la mise en place d'un système de diagnostic approprié et efficace peut prolonger la durée de vie d'un système électrique, évitant ainsi d'éventuelles conséquences graves.

1.4 Détection du défaut : technique de la réflectométrie

Dans la section précédente, nous avons présenté les différents types de défauts rencontrés dans les câbles électriques, et leurs raisons d'apparition. Il est donc nécessaire de disposer d'un système de diagnostic de réseaux de câbles afin de détecter et localiser l'apparition d'éventuels défauts. Plusieurs méthodes de diagnostic filaires ont été développées pour tester l'état des câbles [14]–[16], [42]. Parmi ces différentes méthodes, les méthodes basées sur la réflectométrie se révèlent les plus efficaces. La réflectométrie est une méthode couramment utilisée pour surveiller l'état de câbles, elle permet de fournir des informations pour la détection, la localisation et la caractérisation de défauts électriques. La réflectométrie reprend le principe du radar en s'appuyant sur la propagation des ondes électromagnétiques au sein d'un système ou milieu à diagnostiquer. Elle consiste à injecter une onde dans un câble, cette onde se propage selon les lois de propagation du milieu étudié et lorsqu'elle rencontre une discontinuité d'impédance, une partie de son énergie est réfléchie vers le point d'injection (Figure 1.10). L'analyse des signaux réfléchis permet de déduire des informations sur cette discontinuité [7].

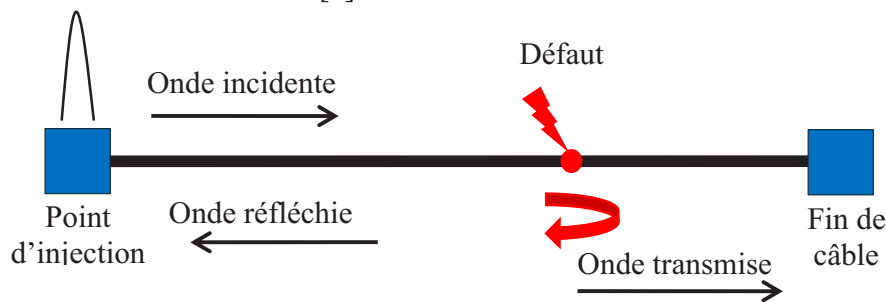


Figure 1.10 : Principe de la réflectométrie

Afin de mieux comprendre le principe de la réflectométrie appliquée au diagnostic filaire, un rappel préalable sur la théorie des lignes de transmission est nécessaire pour comprendre le phénomène de propagation d'une onde électromagnétique dans une ligne de transmission. Ensuite, les différentes méthodes de réflectométrie seront exposées et leurs performances de détection seront évaluées.

1.4.1 Rappel sur la théorie des lignes de transmission

Les méthodes de réflectométrie reposent sur la propagation des signaux électriques dans une ligne de transmission. Il est donc nécessaire de comprendre comment se propage une onde électromagnétique dans une ligne. Afin de modéliser le comportement électrique de la ligne de transmission, les bases de la théorie des lignes sont exposées ici dans un cas simple : une ligne de transmission à deux conducteurs de longueur l . La théorie des lignes permet de modéliser un réseau filaire permettant notamment l'analyse des signaux en tout point. Davantage de détails sur la théorie des lignes pourront être trouvés dans [43]. Si l'on considère un élément de ligne de longueur dx , où dx représente un infiniment petit du 1^{er} ordre de l'abscisse x de la ligne, son schéma équivalent est donné par la Figure 1.11.

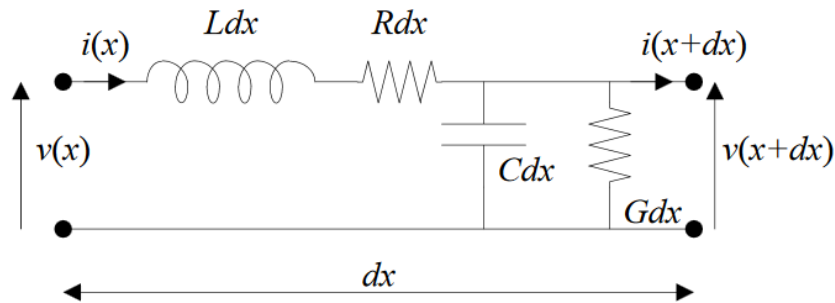


Figure 1.11 : Schéma du modèle RLCG équivalent à un segment de ligne de transmission.

En haute fréquence, une ligne de transmission peut être modélisée par la mise en cascade de quadripôles de longueurs dx (modèle dit à constantes réparties). Chacun de ces quadripôles est décrit par un modèle RLCG constitué des paramètres suivants : résistance linéique (R en $\Omega \cdot m^{-1}$), inductance linéique (L en $H \cdot m^{-1}$), capacité linéique (C en $F \cdot m^{-1}$), et conductance linéique (G en $S \cdot m^{-1}$) [44] comme le montre la Figure 1.11. Dans ce modèle, les éléments RLCG sont appelés *paramètres primaires* d'une ligne de propagation.

Pour ce circuit, l'écriture des équations de Kirchoff, permet d'obtenir, en considérant que les variations en fonction du temps de $v(x)$ et de $v(x + dx)$ sont identiques, dx étant une longueur infinitésimale :

$$v(x + dx, t) - v(x, t) = -Rdx i(x, t) - Ldx \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$i(x + dx, t) - i(x, t) = -Gdx v(x, t) - Cdx \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (1.2)$$

où i et v représentent, respectivement, le courant et la tension à l'instant t dans la ligne de longueur dx . En divisant chaque terme des équations (1.1) et (1.2) par dx , et en faisant tendre dx vers 0, on obtient ;

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (1.3)$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (1.4)$$

En dérivant successivement ces équations par rapport à x et à t , on obtient l'équation des télégraphistes [45] que l'on propose de résoudre en régime harmonique, en considérant que la ligne est soumise à une onde sinusoïdale de pulsation $\omega = 2\pi f$ ($rad. s^{-1}$). La tension et le courant en tout point de la ligne peuvent s'écrire :

$$v(x, \omega, t) = V(x, \omega)e^{j\omega t} \quad (1.5)$$

$$i(x, \omega, t) = I(x, \omega)e^{j\omega t} \quad (1.6)$$

où v et i sont les valeurs complexes instantanées et V et I représentent les amplitudes de la tension et du courant respectivement. En remplaçant $v(x, t)$ et $i(x, t)$ dans (1.5) et (1.6) par leurs expressions complexes respectives, on obtient :

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -(R + jL\omega)I(x, t) \quad (1.7)$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -(G + jC\omega)V(x, t) \quad (1.8)$$

En associant (1.7) et (1.8) on obtient les équations de propagation :

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 V(x, t) = 0 \quad (1.9)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 I(x, t) = 0 \quad (1.10)$$

où γ , l'exposant linéique de propagation. Elle peut être définie comme suit :

$$\gamma = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} = \alpha + j\beta \quad (1.11)$$

où α est la constante d'atténuation linéique (Neper/m) et β est la constante de phase (radian/m). La résolution de ces équations, dans le cas d'une onde sinusoïdale, aboutit aux expressions suivantes :

$$V(x, t) = V^{(+)}e^{-\gamma x} + V^{(-)}e^{\gamma x} = Z_c(\omega)I(x, t) \quad (1.12)$$

$$I(x, t) = I^+e^{-\gamma x} + I^-e^{\gamma x} \quad (1.13)$$

Les ondes de tension $V(x, t)$ et de courant $I(x, t)$ sont reliées par une impédance caractéristique de la ligne Z_c exprimée comme suit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.14)$$

Dans le cas d'une ligne sans perte ($R = 0 \Omega \cdot m^{-1}$ et $G = 0 S \cdot m^{-1}$), la constante de propagation est imaginaire pure : $\gamma = j\omega\sqrt{LC} = j\beta$ et l'expression de l'impédance caractéristique devient :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.15)$$

L'équation (1.12) montre que l'onde de tension se décompose en une deux ondes : *onde progressive* $V^{(+)}e^{-\gamma x}$ et une *onde rétrograde* $V^{(-)}e^{+\gamma x}$. Le rapport entre ces deux composantes est appelé *coefficient de réflexion*. Cette réflexion est liée à la variation de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi, dans le cas d'une ligne uniforme ($Z_c(x) = cste$), il n'y a pas de réflexion en un point de la ligne.

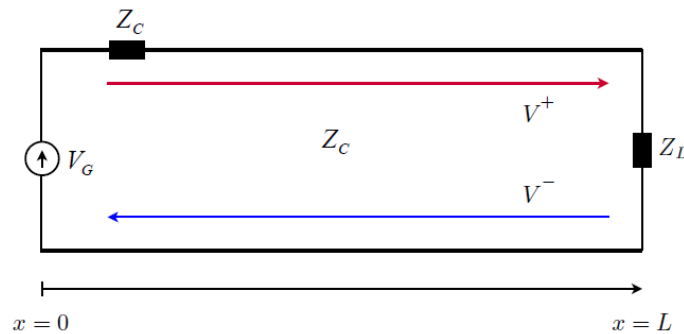


Figure 1.12 : Modèle d'une ligne de transmission de longueur L et d'impédance caractéristique Z_c .

Chaque discontinuité d'impédance (variation d'impédance) rencontrée donne naissance à une onde réfléchi. Dans ce contexte, on considère une ligne de transmission, de longueur L , d'impédance caractéristique Z_c , alimentée à une extrémité par un générateur de tension et chargée à l'autre extrémité par une impédance Z_L (Figure 1.12). L'onde incidente sera réfléchi sur la charge avec un coefficient de réflexion Γ_L . Ce coefficient est défini par le rapport d'une onde réfléchi (ou régressive) sur une onde incidente (ou progressive) comme suit :

$$\Gamma_L = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (1.16)$$

Le principe de la réflectométrie s'appuie sur le phénomène de réflexion pour effectuer le diagnostic de câbles. L'amplitude et le signe des signaux réfléchis renseignent sur la nature de la discontinuité selon la valeur de l'impédance de charge Z_L . Dans le cas d'un défaut franc (circuit ouvert $|Z_L| = \infty$), l'onde incidente est réfléchi avec un coefficient $\Gamma_L = +1$, alors que l'onde incidente est réfléchi avec un coefficient $\Gamma_L = -1$ dans le cas d'un défaut franc (court-circuit

$|Z_L| = 0\Omega$). Lorsque $Z_c = Z_L$ on dit qu'il y a *adaptation d'impédance*, cette adaptation entraîne une réflexion nulle ($\Gamma_L = 0$). Ainsi le rôle de l'impédance Z_G mise en série avec la source de tension dans le schéma de la Figure 1.12 est d'éviter qu'il y ait des réflexions au niveau du point d'injection⁵.

Dans le cas d'un défaut non franc, l'amplitude des échos est généralement faible par rapport à celle d'un défaut franc, ce qui les rend plus difficiles à détecter. Dans ce cas, une partie de l'onde est réfléchiée vers le point d'injection alors que l'autre partie de l'onde poursuit sa propagation dans la ligne de transmission. On définit ainsi un coefficient de transmission par le rapport entre l'onde de tension transmise à une charge et l'onde de tension incidente comme suit :

$$T_L = \frac{V(x, t)}{V^{(+)}e^{-\gamma x}} = \frac{V^{(+)}e^{-\gamma x} + V^{(-)}e^{\gamma x}}{V^{(+)}e^{-\gamma x}} = 1 + \Gamma_L \quad (1.17)$$

La réflectométrie permet aussi de localiser la discontinuité d'impédance du point d'injection grâce à la relation suivante :

$$d = \frac{\tau v_p}{2} \quad (1.18)$$

où τ , le temps nécessaire pour parcourir la ligne (aller-retour) ; v_p , la vitesse de propagation dans la ligne. Dans le cas d'une ligne sans perte ($R = G = 0$ du modèle de la Figure 1.11), on peut écrire :

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \Rightarrow v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.19)$$

Bien que la connaissance de L et C ne soit pas garantie, ce qui rend délicate l'estimation de la vitesse de propagation qui est souvent donnée par le constructeur du câble.

Dans ce qui précède, nous avons considéré le cas d'une ligne de transmission à deux conducteurs uniformes comme celui présenté sur la Figure 1.12. Dans notre étude, nous considérerons des réseaux filaires complexes composés de plusieurs branches et jonctions. La méthode permettant de modéliser ces réseaux ramifiés sera présentée dans la section suivante. L'objectif sera de simuler la présence d'un défaut franc ou non franc dans un réseau de simple topologie (ligne de transmission) ou de topologie complexe.

1.4.2 Méthodes d'analyse des réseaux filaires

Plusieurs méthodes ont été développées pour modéliser des réseaux filaires. La méthode la plus courante consiste à utiliser la matrice de paramètres S , appelée *matrice de répartition* ou « Scattering matrix » [46]–[48]. Toutefois, pour les réseaux en cascade, nous pouvons utiliser aussi la matrice ABCD [49], [50], puisque la représentation matricielle d'un réseau cascadié est obtenue par une simple multiplication des matrices ABCD.

⁵ Ces réflexions seraient le siège d'une perte inutile d'énergie

Pour tenir compte des phénomènes de rayonnement en trois dimensions (couplages, diaphonie...), des approches « full-wave » de type différences finies [51] ou volumes finis [52] peuvent aussi être envisagées.

Les réseaux filaires complexes peuvent être modélisés par un modèle fréquentiel basé sur l'utilisation de la matrice S . Cette modélisation permet d'analyser les signaux obtenus aux extrémités d'un réseau de topologie complexe. La matrice de répartition permet de décrire le comportement électrique d'un réseau linéaire. Les paramètres S dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux. Ils sont obtenus en injectant une onde à un port et en mesurant par suite l'onde réfléchi au même port et l'onde sortante aux autres ports dans un circuit à N ports.

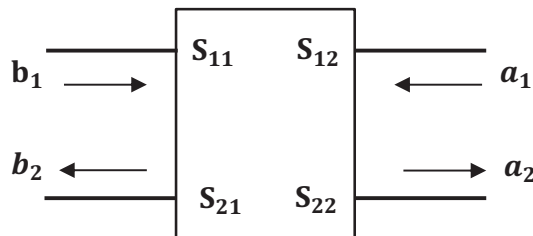


Figure 1.13 : Matrice de répartition d'un quadripôle à deux ports.

Chaque segment de câble est considéré comme un quadripôle à deux ports, caractérisé par une matrice S d'ordre 2. La Figure 1.13 montre la matrice de répartition d'un segment de câbles. Les paramètres S relient les ondes sortantes aux ondes entrantes, pour chaque port. La matrice de répartition est alors définie par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

où S_{ii} correspond au coefficient de réflexion mesuré sur le port i lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées. S_{ij} correspond au coefficient de transmission entre le port i et le port j lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées.

On peut aussi écrire la relation matricielle de (1.20) de la façon suivante :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (1.21)$$

Dans le cas d'une ligne de transmission terminée par une charge non adaptée à son extrémité, l'onde V_2^- est regardée comme une onde incidente de la charge et l'onde V_2^+ devient l'onde réfléchi à la charge. Dans ce cas, le coefficient de réflexion au niveau du port 2 est donné comme suit :

$$\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c} \quad (1.22)$$

Avec Z_l , l'impédance de la charge et Z_c , l'impédance caractéristique de la ligne. La relation de l'équation (1.21) devient alors :

$$\begin{aligned} b_1 - S_{11}a_1 &= S_{12}a_2 = S_{12}\Gamma_2 b_2 \\ b_2 - S_{21}a_1 &= S_{22}a_2 = S_{22}\Gamma_2 b_2 \end{aligned} \quad (1.23)$$

On peut ainsi déduire le coefficient de réflexion au niveau du port 1 lorsque la fin de la ligne n'est pas adaptée. Il s'écrit sous la forme suivante :

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \quad (1.24)$$

S'il existe un circuit ouvert à la fin de la ligne ($\Gamma_2 = 1$), on a alors :

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{22}} \quad (1.25)$$

S'il existe un court-circuit à la fin de la ligne ($\Gamma_2 = -1$), on obtient :

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}} \quad (1.26)$$

La réflectométrie peut être appliquée à des réseaux filaires de topologies complexes. En outre, ce modèle fréquentiel permet aussi de calculer les coefficients de réflexion dans le cas d'un réseau ramifié. Pour cela, on prend le cas d'une topologie en étoile. Elle est définie comme la jonction de n lignes ($n > 2$) comme illustré par la Figure 1.14. Chaque ligne est chargée à son extrémité par une impédance Z_l telle que $Z_l \neq Z_c$. Elle présente ainsi un coefficient de réflexion Γ'_i à son extrémité.

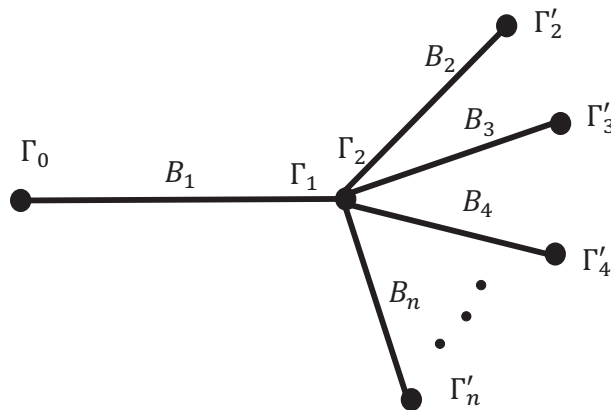


Figure 1.14 : Schéma d'une jonction en étoile.

La matrice S au niveau de la jonction peut s'écrire de la façon suivante [7]:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{2-n}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \frac{2}{n} & \frac{2-n}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{2}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2-n}{n} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

On obtient ainsi l'expression du coefficient de réflexion équivalent à la jonction :

$$\Gamma_1 = \frac{2-n}{n} + \frac{4}{n} \frac{\sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i}}{n - 2 \sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i}} \quad (1.28)$$

Les détails du calcul effectué pour obtenir la matrice S , et la relation (1.28) sont données en [7].

On remarque que le coefficient de réflexion équivalent à la jonction, calculé dans l'équation (1.28) est la généralisation du coefficient de réflexion ramené à la jonction de la topologie en Y. Pour cela il suffit de remplacer n par 3 dans l'équation (1.28). À titre d'exemple, on considère un réseau en Y composé de câbles coaxiaux d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$. Les trois lignes sont de longueurs respectives $L_1 = 10\text{ m}$, $L_2 = 15\text{ m}$ et $L_3 = 20\text{ m}$. Elles sont supposées de caractéristiques primaires et secondaires identiques. Nous injectons une impulsion gaussienne de largeur de bande $B = 200\text{ MHz}$ au port d'entrée de la ligne L_1 , les extrémités des lignes L_2 et L_3 pourront être chargées soit par un circuit ouvert (CO) soit par un court-circuit (CC), Figure 1.15. Le générateur d'impulsions est adapté à l'impédance caractéristique du câble coaxial.

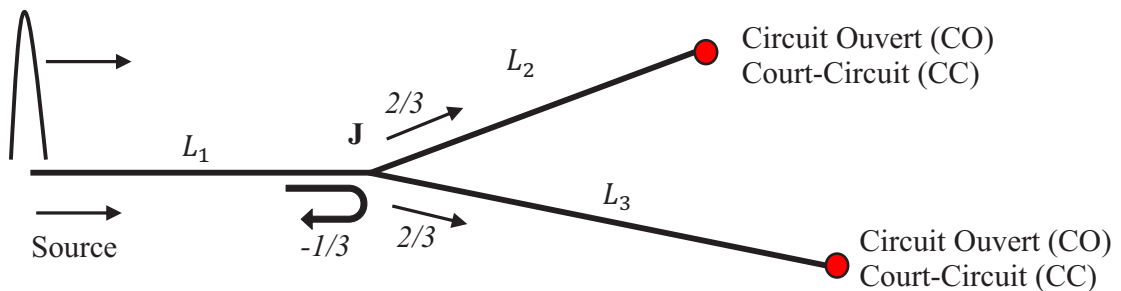


Figure 1.15 : Chemins multiples dans un réseau en Y

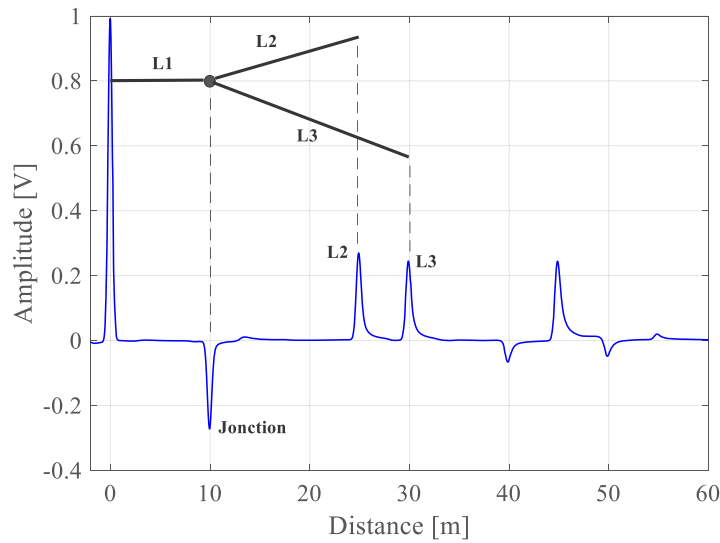


Figure 1.16 : Réflectogramme d'un réseau en Y avec un circuit ouvert à la fin de la ligne L_2 et L_3

La Figure 1.16 montre le réflectogramme dans le réseau en Y illustré dans la Figure 1.15. Le premier pic dans le sens négatif correspond à la jonction. Ensuite, le deuxième pic correspond au circuit ouvert à la fin de la ligne L_2 . Il est situé à 25 m du point d'injection. De même, le troisième pic correspond au circuit ouvert à la fin de la ligne L_3 positionné à 30 m du point d'injection. Enfin, les autres pics sont les différents allers-retours du signal de diagnostic dans le réseau jusqu'à son atténuation.

En pratique, les réseaux filaires sont plus complexes qu'une simple forme générique (ligne de transmission, réseau en Y et réseau en étoile). Pour complexifier les interprétations, on peut étendre le réseau en Y en un réseau plus complexe à n ($n > 2$) lignes. Dans ce cas, on peut imaginer la complexité du calcul du coefficient de réflexion et de transmission. En outre, l'analyse du réflectogramme devient de plus en plus complexe, surtout dans le cas de présence d'un défaut sur une ou plusieurs des lignes du réseau.

1.4.3 Introduction des méthodes de réflectométrie

Dans le cas d'un modèle simple d'une ligne de transmission, la réponse du canal est approximée par une succession d'impulsions de Dirac. Chaque impulsion k représente l'écho du signal incident renvoyé par une discontinuité d'impédance. Chaque impulsion k est retardée par un temps de propagation τ_k et pondérée par un coefficient d'atténuation α_k . La réponse impulsionnelle $h(t)$ d'une ligne de transmission est donc donnée par :

$$h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (1.29)$$

L'injection d'un signal $e(t)$ à l'entrée de la ligne avec la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ donne lieu à un signal réfléchi $s(t)$ qui s'exprime de la façon suivante :

$$s(t) = e(t) * h(t) = \sum_k \alpha_k e(t) * \delta(t - \tau_k) = \sum_k \alpha_k e(t - \tau_k) \quad (1.30)$$

L'opérateur (*) représente le produit de convolution. L'amplitude du signal incident $e(t)$ est donc atténuée par un facteur α_k et retardée de τ_k à chaque discontinuité k . L'analyse par suite des échos permet de détecter, localiser et caractériser la nature de la discontinuité.

La différence entre les méthodes de réflectométrie réside dans la nature du signal injecté ainsi que celle du signal réfléchi. La réflectométrie se divise en deux grandes familles : la réflectométrie dans le domaine fréquentiel et la réflectométrie dans le domaine temporel.

1.4.3.1 Réflectométrie dans le domaine fréquentiel

La réflectométrie dans le domaine fréquentiel (FDR : Frequency Domain Reflectometry) consiste à injecter un signal sinusoïdal modulé en fréquence (la fréquence de ce signal varie linéairement au cours du temps [4]) et d'analyser l'onde stationnaire, superposition de l'onde réfléchie et de l'onde injectée. Ce signal, connu sous le nom d'un signal "Chirp" (Figure 1.17), est donné par l'expression suivante :

$$x(t) = A \cos(\theta(t) + \varnothing) \quad (1.31)$$

Le signal injecté dans le réseau est mesuré directement dans le domaine fréquentiel en évaluant le gain complexe (amplitude et phase) du réseau pour chaque fréquence séparée par un intervalle Δf de la bande désirée. Les signaux sinusoïdaux sont injectés de manière consécutive à des fréquences différentes. C'est ainsi que procèdent les *analyseurs de réseaux vectoriels*.

Nous pouvons distinguer trois techniques dérivées de la FDR dont l'analyse repose sur différents paramètres : fréquence, phase ou amplitude, pour déterminer la position d'une discontinuité d'impédance dans le câble. La FMCW [53] (Frequency Modulated Continuous Wave) mesure le décalage en fréquence entre l'onde émise et l'onde réfléchie, récupéré dans le plan d'incidence, alors que la PDFDR [54] (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) mesure le décalage de phase entre les deux. La SWR [55] (Standing Wave Reflectometry) consiste à injecter un signal sinusoïdal haute fréquence dans le câble, puis à mesurer l'onde stationnaire à la source qui est la superposition de l'onde incidente et de l'onde réfléchie.

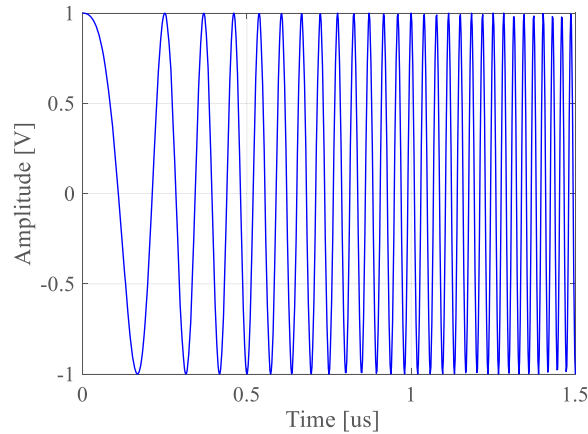


Figure 1.17 Signal “Chirp” linéaire en fréquence pour application FDR.

Les méthodes de réflectométrie dans le domaine fréquentiel présentent l’avantage de permettre une analyse spectrale, et d’exploiter le comportement fréquentiel du réseau pour lequel les traitements tels que les opérations de calibration et de compensation (rencontrées dans les analyseurs de réseaux vectoriels) sont immédiats. Cependant, ces méthodes sont difficiles à interpréter et nécessitent un traitement mathématique avec des techniques avancées. De plus, l’analyse finale des défauts se faisant dans le domaine temporel, des traitements complexes de passages fréquences-temps sont requis. Pour cette raison, on préfère généralement les méthodes dérivées de la réflectométrie dans le domaine temporel pour le diagnostic de câbles, en particulier lorsqu’il est embarqué.

1.4.3.2 Réflectométrie dans le domaine temporel

La réflectométrie dans le domaine temporel (Time Domain Reflectometry ou TDR) est basée sur l’injection d’une impulsion ou un échelon dans la ligne et à analyser le signal réfléchi au niveau du point d’injection. Le signal mesuré contient les échos sous forme d’impulsions brèves, plus ou moins retardés dans le temps, ce qui permet une analyse directe. L’analyse du signal réfléchi se fait à travers un réflectogramme. Chaque écho apparaît aux instants correspondant à la durée d’un aller-retour entre le point d’injection et la discontinuité d’impédance rencontrée. Ensuite, en connaissant la vitesse de propagation v_p dans le câble à tester, l’analyse du réflectogramme permet de localiser la discontinuité. De plus, l’amplitude et la forme de chaque écho dans le réflectogramme peuvent être utilisées pour identifier le type de la discontinuité.

Plusieurs types de signaux peuvent être injectés tels que la fonction échelon, la fonction porte ou la fonction gaussienne qui s’écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = Ae^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2} \quad (1.32)$$

où A , l'amplitude de la gaussienne et σ , le facteur d'étalement définissant la largeur à mi-hauteur de l'impulsion gaussienne comme égale à $2\sqrt{2\ln(2)}\sigma$.

Par ailleurs, la propagation en haute fréquence des signaux de la réflectométrie TDR, peuvent subir deux phénomènes : l'atténuation et la dispersion comme le montre la Figure 1.18. L'atténuation du signal est liée principalement à la résistance linéique qui augmente avec la fréquence. Elle se manifeste par la diminution de l'amplitude du signal injecté au cours de sa propagation. La dispersion est due au fait que toutes les fréquences du signal injecté ne se propagent pas à la même vitesse, plus l'impulsion est étroite (large bande) et plus la dispersion est importante. Ce phénomène se traduit par la déformation et l'étalement de l'impulsion. Ces deux phénomènes limitent les performances du diagnostic ainsi que la précision de localisation des signaux réfléchis surtout dans les câbles de longues distances [15] (voir Annexe C).

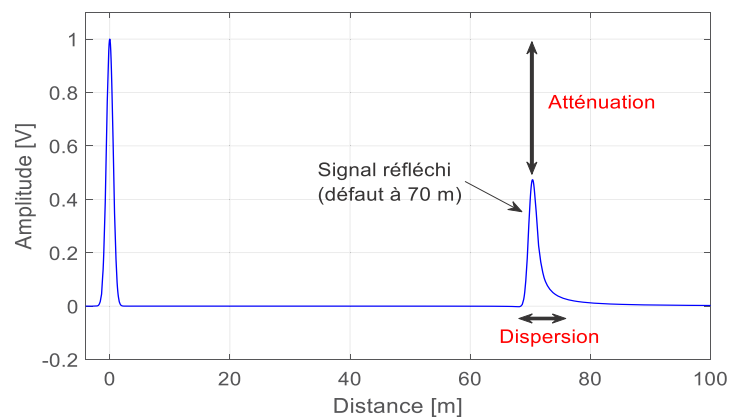


Figure 1.18 : Dispersion et atténuation du signal de test

Pour une ligne en fonctionnement, la méthode de base de réflectométrie dans le domaine temporel n'est pas recommandée, car la puissance du signal injecté peut perturber ou détériorer les systèmes électroniques connectés au câble [19]. Donc, pour faire face à ce problème plusieurs méthodes de diagnostic qui sont dérivées de la TDR ont été développées, telles que la réflectométrie directe (ou STDR⁶), la réflectométrie par étalement de spectre (ou SSTDR⁷) et la réflectométrie multiporteuses (MCTDR⁸, OMTDR⁹), CTDR¹⁰ et BTDR¹¹. Les techniques d'étalement de spectre reposent sur le principe de fonctionnement similaire à la méthode de la réflectométrie classique qui est décrite précédemment. La différence réside dans le fait que le signal injecté consiste en une

⁶ STDR : Sequence Time Domain Reflectometry

⁷ SSTDR : Spread Spectrum TDR

⁸ MCTDR : Multi-Carrier TDR

⁹ OMTDR : Orthogonal Multi-Tone-TDR

¹⁰ CTDR : Chaos TDR

¹¹ BTDR : Binary TDR

séquence numérique pseudo-aléatoire qui est une série d'éléments binaires dont la distribution est aléatoire. Toutes ces méthodes seront présentées de façon plus détaillée dans le chapitre 2.

Bien que les techniques FDR soient plus faciles et moins coûteuses à mettre en œuvre, le développement et l'amélioration considérables des composants électroniques au cours de la dernière décennie (FPGA (Field-Programmable Gate Array), DSP (Digital Signal Processor), etc.) ont simplifié la mise en œuvre des méthodes basées sur la TDR. Ces méthodes sont très bien adaptées pour détecter et localiser les défauts francs et non francs. En outre, la construction d'un réflectogramme dans le domaine temporel permet de localiser et identifier facilement le type de défauts, où chaque écho est associé à un défaut présent sur le câble. De plus, les mesures dans le domaine temporel peuvent être beaucoup plus rapides que les méthodes fréquentielles.

1.4.4 Analyse des performances de la réflectométrie

L'efficacité d'une méthode de diagnostic est évaluée par sa capacité à détecter et à localiser les défauts avec précision. Le diagnostic de défauts de câbles devient une opération de plus en plus difficile, longue, et coûteuse surtout dans le cas d'un système complexe embarquant des centaines de kilomètres de câbles comme dans le cas de l'avionique. En plus, la fiabilité de systèmes électriques embarqués repose en partie sur la fiabilité des réseaux câblés. C'est ce constat qui est à l'origine de la motivation à mettre au point des systèmes de diagnostic automatique permettant la détection, la localisation et la caractérisation d'un éventuel défaut.

Les méthodes de réflectométrie ont prouvé leur efficacité à détecter et localiser les défauts dans les réseaux filaires, même de topologies complexes. Cependant, la surveillance permanente implique d'embarquer les systèmes de diagnostic dans l'environnement natif du réseau de câbles. Ces systèmes se trouvent donc confronter à certaines contraintes telles que le bruit de mesure, l'ambiguïté de localisation dans le cas des réseaux ramifiés, les problèmes d'interférence, l'autonomie, le coût, etc.

La surveillance en continu de l'état de réseaux filaires conduit à l'intégration des systèmes de diagnostic permettant d'effectuer un diagnostic de câbles en ligne [3], et ce de manière concurrente au fonctionnement du système cible. Ce type de diagnostic reflète les conditions réelles du système et conduit à un meilleur diagnostic assurant la détection et la localisation de défauts intermittents¹² [56]. Cependant, cette détection concurrente doit se faire en respectant la contrainte d'innocuité du diagnostic sur le réseau. En effet, les signaux de diagnostic ne doivent pas interférer avec les signaux utiles du système cible afin d'éviter de perturber son fonctionnement.

¹² Les défauts intermittents ou transitoires sont des défauts de très courte durée (d'environ 1 μ s) qui peuvent apparaître pendant que le système est en fonctionnement, mais qui ne sont pas faciles à reproduire lors de la maintenance du système.

Lors de la propagation d'un signal de diagnostic dans une certaine longueur de câble, ou dans un réseau filaire complexe (plusieurs jonctions sont traversées), comme indiqué précédemment, deux phénomènes principaux agissent sur le signal réfléchi : l'atténuation et la dispersion. Ces phénomènes constituent une limite de précision physique pour la localisation des défauts [57], [58]. De plus, dans le cas où le système de diagnostic n'est pas adapté au réseau de câbles, une partie du signal de diagnostic est réfléchi directement au niveau du point d'injection sans se propager dans le réseau. Cette réflexion est le siège d'une perte inutile d'énergie qui se traduit par un pic au début du réflectogramme, et qui peut ainsi masquer la présence d'un défaut proche du point d'injection (zone aveugle). Dans ce cas, il est nécessaire d'appliquer un traitement spécifique aux signaux de test à l'injection pour compenser cette perte d'énergie, ou distribuer les mesures en différents points du réseau. On parle ici du "diagnostic distribué" [4].

Le diagnostic distribué résout les problèmes liés à la zone aveugle et à l'ambiguïté de localisation du défaut dans un réseau filaire complexe. L'idée consiste à effectuer la mesure de réflectométrie simultanément en plusieurs points du réseau. Cette technique de mise en œuvre lève plusieurs contraintes telles que le coût du diagnostic, la complexité des signaux à analyser, et les problèmes d'interférences entre les modules connectés au réseau, ce qui peut impliquer d'autres traitements spécifiques.

Un autre point critique qui peut avoir un impact sur la précision de la localisation des défauts est la vitesse de propagation comme décrite dans l'équation (1.18). En effet, cette vitesse dépend de l'état du câble. Par exemple, le vieillissement du câble peut faire varier la vitesse de propagation [15]. Les méthodes par réflectométrie semblent être le meilleur choix pour le diagnostic embarqué. Néanmoins, son intégration est confrontée aux sévères contraintes liées à la complexité des traitements (fréquence d'échantillonnage, bande passante, déconvolution, etc.) d'une part, et au coût du système de diagnostic d'une autre part.

La détection et la localisation de défauts (francs ou non francs) restent toujours un but essentiel des méthodes de réflectométrie. Quel que soit le type du diagnostic externe ou interne, embarqué ou en ligne, appliqué à un réseau de topologie simple ou complexe, la mise en œuvre de différentes méthodes de diagnostic embarqué dans les réseaux de câbles ramifiés est nécessaire pour garantir un meilleur résultat.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté le contexte de l'étude, ainsi que les problématiques rencontrées. Il a essentiellement été consacré à l'état de l'art sur les différents types de câbles électriques qui sont devenus largement utilisés dans presque tous les systèmes modernes. Par ailleurs, l'augmentation de la longueur cumulée des câbles a entraîné l'augmentation de la complexité des réseaux filaires, et par conséquent l'augmentation de l'apparition de défauts francs et non francs. Dans ce contexte,

la méthode de réflectométrie semble être l'une des plus adaptées pour détecter et localiser un ou plusieurs défauts dans les réseaux filaires.

Ce chapitre a décrit l'étude des phénomènes de propagation dans les lignes de transmission qui permet de mieux comprendre le principe de la réflectométrie, ainsi que d'appréhender la mise en œuvre concrète de la détection de défauts. En outre, il a également été démontré que la réponse de la réflectométrie peut être modélisée même pour les réseaux filaires de topologie complexe. Cependant, la complexité du réseau rend de plus en plus difficile l'analyse de la réponse de la réflectométrie. Cela est dû aux réflexions multiples qui deviennent difficilement identifiables (jonctions multiples, aller-retour, défauts, etc.) et qui peuvent masquer la réflexion d'un éventuel défaut. Ce dernier sera "noyé" dans les différents échos du signal, surtout si le défaut est de type non franc. Par conséquent, la précision de localisation de défauts est dégradée ainsi que la qualité du diagnostic.

Ce chapitre a souligné ensuite que l'analyse d'un réseau peut aussi bien être réalisée hors ligne ou en ligne permettant de surveiller en continu l'état d'un réseau filaire afin de détecter et localiser les défauts en temps réel. Cette surveillance permanente implique d'embarquer le diagnostic dans les systèmes où les réseaux de câbles opèrent. Ceci fait apparaître des problèmes d'interférences qui s'aggravent dans le cas d'un réseau ramifié, d'où un problème d'ambiguïté, lié à la localisation du défaut venant se rajouter. Ces problématiques nécessitent de développer de nouvelles méthodes pour le diagnostic en ligne des réseaux de câbles électriques. Dans le Chapitre 2, nous présenterons en détail les différentes techniques de diagnostic à base de réflectométrie.

Chapitre 2

Présentation des méthodes de diagnostic appliquées aux réseaux filaires complexes

Table des matières

2.1	Introduction	32
2.2	Génération et acquisition du signal de test.....	32
2.2.1	Analyse temporelle et discrétisation	32
2.2.2	Traitement des signaux de mesure	34
2.3	Présentation des méthodes du diagnostic en lignes.....	35
2.3.1	Réflectométrie STDR/SSTDR	36
2.3.2	La réflectométrie multiporteuses dans le domaine fréquentiel	36
2.3.3	Réflectométrie multiporteuses MCTDR	38
2.3.4	Réflectométrie multiporteuses OMTDR.....	41
2.3.5	Synthèse des méthodes de diagnostic en ligne.....	43
2.4	Présentation des méthodes de diagnostic distribué	45
2.4.1	Application de la réflectométrie par séquence M	46
2.4.2	Application des moyennes sélectives.....	47
2.4.3	Réflectométrie CTDR	49
2.4.4	Réflectométrie BTDR	51
2.4.5	Synthèse des méthodes de diagnostic distribuées	51
2.4.6	Conclusion	54

2.1 Introduction

Le diagnostic de défauts en ligne consiste à tester un réseau filaire en continu parallèlement à son utilisation par d'autres systèmes. Ce type de diagnostic permet de surveiller l'état du réseau en temps réel et fournit un outil de diagnostic puissant pour remonter à l'origine d'une panne. Il permet d'une part la détection de défauts intermittents, et d'autre part la simplification de l'interprétation de la réponse impulsionnelle. Cependant, la contrainte de sécurité du diagnostic sur le réseau doit être respectée. En effet, le signal de diagnostic ne doit pas interférer avec le signal du système pour éviter de perturber son fonctionnement.

Ce chapitre a pour but de présenter l'état de l'art des différentes méthodes existantes permettant de résoudre les différentes problématiques posées par le diagnostic en ligne dans les réseaux filaires complexes. Pour chacune de ces approches développées, nous décrivons son principe théorique ainsi que certaines de ses limites.

Dans la première section, nous introduisons le concept de la mise en œuvre des méthodes de réflectométrie temporelle dans un système de diagnostic embarqué. L'architecture numérique de ce système comprend trois principaux modules : génération du signal de diagnostic, acquisition du signal réfléchi et traitement du signal mesuré. Dans la deuxième section, nous présentons les méthodes existantes de réflectométrie pour le diagnostic en ligne. La plupart de ces méthodes ont été adaptées pour assurer un diagnostic distribué dans les réseaux filaires complexes comme présenté dans la troisième section.

2.2 Génération et acquisition du signal de test

La réflectométrie dans le domaine temporel est une solution de diagnostic adéquate pour une application embarquée. D'une part, l'électronique analogique requise est simple et la mesure est rapide, d'autre part, l'analyse finale de défaut se fait dans le domaine temporel. L'architecture du système de diagnostic embarqué est composée principalement de trois modules : un premier module permettant la génération du signal de diagnostic, un module d'acquisition du signal mesuré à une fréquence d'échantillonnage F_s respectant le théorème de Shannon ($F_s \geq 2F_{max}$), et un dernier module de traitement du signal permettant de construire le réflectogramme qui donne une image de l'état du réseau de câbles.

2.2.1 Analyse temporelle et discrétisation

Dans le cas où la mesure est effectuée de manière continue (plusieurs mesures sont réalisées de manière consécutive), le signal de test est émis périodiquement. Chaque période est composée de N échantillons et est définie par le vecteur $s = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1})^T$. Le convertisseur numérique

analogique (CNA) peut être représenté par un échantillonneur-bloqueur¹³ d'ordre 0, le signal $x(t)$ injecté sur le réseau est de la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \prod_{T_s} (t - nT_s - kT_N) \quad (2.1)$$

$$\prod_{T_s} (t) = \begin{cases} 1, & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

où T_s est la période d'échantillonnage du signal émis, $T_N = N \cdot T_s$ est la période du signal.

À la réception, l'expression du signal mesuré est donnée de la façon suivante :

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \int_0^{T_s} h(\tau + nT_s + kT_N) d\tau \quad (2.2)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du réseau testé. Si l'on considère que le signal injecté et le signal mesuré sont échantillonnés à la même fréquence $1/T_s$, on obtient alors un vecteur $\underline{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{N-1})^T$, qui peut être exprimé en fonction du vecteur injecté \underline{s} par la relation matricielle :

$$\underline{y} = H \underline{s} \quad (2.3)$$

où H est la matrice circulante $N \times N$ où N est le nombre d'échantillons. Elle représente l'opération de convolution avec la réponse du réseau :

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & h_{N-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1} & h_{N-2} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les coefficients h_n de la matrice H sont reliés à la réponse du réseau par l'expression :

$$h_n = \int_0^{T_s} h(\tau + nT_s) d\tau \quad (2.5)$$

L'intégrale dans l'équation (2.5) traduit un phénomène de filtrage passe-bas lié à la largeur de l'impulsion de test qui correspond à la période d'échantillonnage T_s du signal injecté [3]. En effet, plus T_s est grande, plus la largeur de l'impulsion est grande et plus l'analyse des pics proches devient difficile. Ainsi, un suréchantillonnage est appliqué afin d'améliorer la précision de mesure. Le signal mesuré sera échantillonné avec une période d'échantillonnage plus fine :

$$T'_s = \frac{T_s}{K} \quad (2.6)$$

¹³ Chaque échantillon en sortie de l'échantillonneur-bloqueur est maintenu pendant une durée T_s .

où K est le facteur de suréchantillonnage. Le suréchantillonnage permet d'augmenter la fréquence d'échantillonnage du signal mesuré à une fréquence F_s très élevée par rapport à celle exigée par le théorème du Shannon ($F_s \geq 2F_{max}$), où F_{max} est la bande passante du signal. Sur une période on obtient un vecteur de mesure de longueur KN : $\underline{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{KN-1})^T$.

Afin de ne pas modifier la fréquence de fonctionnement du convertisseur analogique numérique (CAN) à la réception, le suréchantillonnage est effectué par temps équivalent [3], [59]. L'utilisation du temps équivalent rallonge le temps de mesure, et il peut avoir un impact sur certaines méthodes de diagnostic. La fréquence d'échantillonnage F_s du signal joue un rôle essentiel dans la précision de localisation du défaut :

$$\Delta_x = \frac{v_p}{2F_s} \quad (2.7)$$

où Δ_x , la précision de localisation d'un défaut, et v_p , la vitesse de propagation dans le câble. Par exemple, pour une vitesse de propagation égale à $1,8 \cdot 10^8 m/s$, une fréquence d'échantillonnage de 1 GHz peut donner une précision de près de 9 cm.

2.2.2 Traitement des signaux de mesure

La phase de traitement de la réponse du réseau est essentielle pour extraire des informations sur la présence, l'emplacement et le type des défauts dans le réseau de câbles. Cette phase est responsable des différentes opérations à réaliser sur les signaux réfléchis pour estimer la réponse impulsionnelle du réseau $h(t)$ et en extraire des informations sur son état. De plus, cette phase de traitement prévoit également l'amélioration de la qualité des mesures afin de faciliter l'analyse du réflectogramme. Le traitement est basé sur l'utilisation de la fonction d'intercorrélation ou d'autocorrélation, qui sont des techniques puissantes de traitement du signal. Le réflectogramme sera construit en calculant l'intercorrélation entre le signal injecté et le signal mesuré. Dans le cas d'un signal périodique, l'intercorrélation est calculée à partir d'une mesure de N échantillons. On effectue pour cela une *convolution circulaire* [3]. En effet, on a $x(t + T_N) = x(t)$ et $y(t + T_N) = y(t)$. La fonction d'intercorrélation discrète est donc donnée par :

$$R_{ys}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_{n+k} \cdot s_n = \sum_{n=0}^{N-1-k} y_{(n+k)} \cdot s_n + \sum_{n=N-k}^{N-1} y_{(n+k-N)} \cdot s_n \quad (2.8)$$

Dans le cas du diagnostic en ligne, une partie importante du bruit peut provenir du système cible. Il est donc nécessaire d'appliquer d'autres fonctions spécifiques de traitement du signal pour améliorer la détection et la précision de localisation du défaut. Le rapport signal sur bruit peut être amélioré par une étape de moyennage ou par un filtre numérique adapté afin d'éliminer les artefacts dus à des problèmes de comptabilité électromagnétique (CEM) et de diaphonie, aux appareils

d'acquisitions, etc. Par ailleurs, les signaux de très faibles amplitudes, comme ceux provoqués par les défauts non francs, nécessitent un traitement adapté [42].

Dans le cas d'un réseau filaire complexe, le réflectogramme peut être d'une forme très complexe. Pour faciliter son analyse, l'idée consiste à faire la comparaison différentielle entre la mesure et la référence. Cette dernière est acquise et mémorisée à partir d'un réseau sain, elle doit strictement respecter les mêmes conditions que la mesure du réseau à diagnostiquer.

La génération et l'acquisition des signaux numériques associées à un traitement du signal numérique (corrélateur numérique) constituent un système de diagnostic plus simple, performant et moins coûteux en termes d'architecture. Les signaux numériques peuvent facilement être implémentés dans un FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou d'autres cibles telles que les processeurs DSP (Digital Signal Processor) ou ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Il en est de même pour le module de traitement qui peut aisément être intégré dans un circuit numérique. Le diagnostic embarqué a conduit à d'autres stratégies de contrôle telles que le diagnostic en ligne et le diagnostic distribué. Ces deux méthodologies ont fait l'objet de plusieurs études comme nous le montrerons dans les sections suivantes.

2.3 Présentation des méthodes du diagnostic en lignes

Le diagnostic en ligne consiste à surveiller l'état du réseau des câbles en continu et simultanément avec le fonctionnement du système cible. Il permet la détection et la localisation des défauts intermittents (arcs électriques, décharges partielles, etc.) ou transitoires, plus difficiles à détecter avec les méthodes traditionnelles [56]. Ces types de défauts apparaissent de manière inattendue, et il faut être capable de les localiser avec précision afin d'en identifier la cause. Ils peuvent dégrader rapidement l'isolant du câble et provoquer un claquage du diélectrique et ainsi le dysfonctionnement du système. Les défauts intermittents sont un enjeu important pour les industriels en raison des dégâts énormes qu'ils peuvent entraîner à long terme.

Le diagnostic en ligne permet de se trouver dans les conditions réelles du système ce qui permet de remonter à l'origine d'une panne. Il permet également de simplifier l'interprétation de la réponse impulsionnelle pour détecter et localiser les défauts, car il s'agit d'une comparaison de mesures successives. Si la durée de la mesure est courte (en ms), des défauts transitoires ou intermittents peuvent être instantanément détectés et enregistrés.

Cependant, le fonctionnement concurrent du système de diagnostic et du système cible sur un réseau commun implique diverses contraintes. D'une part, l'immunité au bruit est un critère essentiel du système de diagnostic, car il est soumis à différents types de perturbations pouvant être causées soit par les signaux utiles du système cible, soit par des sources extérieures. D'autre part, le diagnostic en ligne ne doit pas perturber le fonctionnement nominal du système, ce qui peut provoquer de fausses réponses dans certaines circonstances. Par ailleurs, lorsque le réseau filaire

est sous tension, il est nécessaire de distinguer l'apparition d'un défaut non franc ou intermittent du bruit sur le réseau.

Afin d'éliminer les problèmes d'interférences, les signaux de diagnostics sont injectés sur des bandes fréquentielles plus larges ou séparées de celles utilisées par les signaux utiles du réseau. Dans ce contexte, plusieurs méthodes fondées sur le principe de la réflectométrie ont été développées telles que la réflectométrie par séquence directe, la réflectométrie par étalement de spectre, et la réflectométrie multiporteuses. Dans les prochaines sections, nous présenterons les spécificités théoriques et expérimentales de chacune de ces approches de diagnostic en ligne.

2.3.1 Réflectométrie STDR/SSTDR

Les méthodes par séquence directe STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) [60], [61] et par étalement de spectre SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) [62] utilisent des signaux numériques à haut débit au lieu d'utiliser des signaux hautes fréquences analogiques, comme le cas des autres méthodes de réflectométrie classique. Le principe de cette technique est d'injecter dans le câble une séquence de code pseudo-aléatoire PN (Pseudo-Noise) qui est une série d'éléments binaires dont la distribution est aléatoire (STDR), ou la même séquence modulée par une onde sinusoïdale (SSTDR). Puis, on calcule la corrélation entre le signal injecté et le signal réfléchi mesuré à l'extrémité du câble. Le principe de ces deux méthodes est basé sur l'étalement de spectre. Cette technique par étalement de spectre est parfaitement adaptée pour le diagnostic en ligne de câbles embarqués, car les signaux injectés sont de faibles amplitudes et ils n'interfèrent pas avec les signaux utiles du système. La méthode STDR constitue une première solution au diagnostic en ligne, son implémentation sur un circuit intégré a déjà été réalisée aux États-Unis pour le diagnostic embarqué dans les avions [6]. Les principaux avantages de cette méthode sont la détection des défauts intermittents et les défauts courants à condition qu'ils soient francs et produisent des réflexions assez importantes. En outre, les pics de corrélation de la méthode SSTDR sont plus nets que ceux de la méthode STDR, ce qui permet d'augmenter la précision de localisation du défaut. La SSTDR offre également une meilleure immunité au bruit par rapport à la STDR [4]. La stratégie de translation de fréquence par la SSTDR permet d'éviter la bande fréquentielle occupée par les signaux utiles du système et ainsi de réduire les problèmes d'interférence. L'inconvénient majeur de la SSTDR est la présence des lobes secondaires autour du pic central qui impactent la détection de petites réflexions produites par les défauts non francs. De plus, la modulation analogique rend l'intégration de la méthode plus complexe [6].

2.3.2 La réflectométrie multiporteuses dans le domaine fréquentiel

La réflectométrie MCR (MultiCarrier Reflectometry) est basée sur l'injection d'un signal sous forme d'un ensemble pondéré d'excitations sinusoïdales [63]. Ensuite, la réponse en phase du

signal réfléchi est analysée dans le domaine fréquentiel pour en extraire des informations sur l'état du câble. Le signal d'excitation s_k est donné par la relation suivante :

$$s_k = \sum_{n=0}^{N/2} a_n \sin\left(\frac{2\pi n}{N}k + \theta_n\right) \quad (2.9)$$

où a_n et θ_n représentent, respectivement l'amplitude et la phase de la sous-porteuse n . N est le nombre d'échantillons ; k est l'index de l'échantillon. Le signal s_k est périodique de période N , il est aussi réel, par conséquent sa transformée de Fourier est une fonction paire.

Pour résoudre les problèmes d'interférence, une solution consiste à éviter la bande dite *interdite* qui contient les signaux utiles du système cible. Il faut donc injecter un signal de diagnostic sur une bande de fréquence différente de la bande interdite. Pour cela, il suffit d'annuler certains coefficients a_n du signal de diagnostic s_k . La Figure 2.1 montre le principe de la méthode MCR.

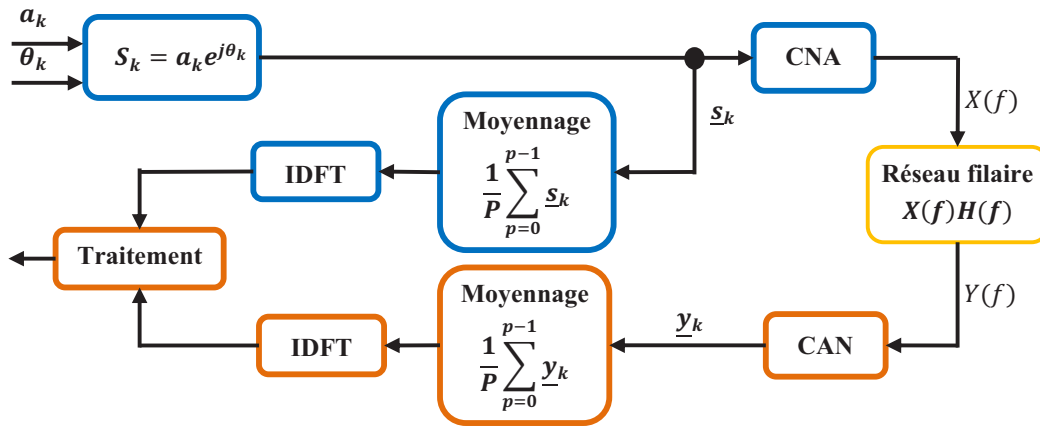


Figure 2.1 : Principe de la réflectométrie MCR.

Dans le cas du diagnostic en ligne, un bruit additif de mesure peut impacter la bande fréquentielle choisie du signal de diagnostic MCR. Pour résoudre ce problème, le signal de diagnostic s_k et le signal reçu y_k sont moyennés sur un nombre de périodes noté P . Cette étape de moyennage sur plusieurs mesures est souvent nécessaire afin d'améliorer le rapport signal sur bruit SNR (Signal-to-Noise-Ratio) et améliorer ainsi la précision de la mesure.

Le convertisseur CNA peut être représenté par un échantillonneur-bloqueur. À l'entrée du réseau, le signal $x(t)$ injecté sur le réseau est obtenu comme le montre l'équation (2.1). Le signal $y(t)$ à l'entrée du convertisseur CAN est décrit par l'expression suivante :

$$y(t) = \alpha_0 x(t) + \alpha_1 x(t - 2\tau) + \alpha_2 x(t - 4\tau) + \dots \quad (2.10)$$

où α_k , le coefficient d'atténuation ; τ , le temps aller-retour entre le point d'injection et la discontinuité d'impédance. Pour faciliter l'estimation des paramètres inconnus α_k et τ , on suppose que les échos secondaires sont d'amplitudes négligeables pour $k > 2$. La transformée de Fourier

Discrète (DFT : Discrete Fourier Transform) du signal mesuré $y(t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$Y(f) = \alpha_0 X(f) + \alpha_1 X(f) e^{-j2\pi f(2\tau)} + \alpha_2 X(f) e^{-j2\pi f(4\tau)} \quad (2.11)$$

La fonction de transfert $H(f)$ dans le domaine fréquentiel est donnée par la relation suivante :

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-j2\pi f(2\tau)} + \alpha_2 e^{-j2\pi f(4\tau)} \quad (2.12)$$

L'estimation des coefficients d'atténuation $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2\}$ ainsi que le temps d'aller-retour τ permet de déduire la fonction de transfert $H(f)$ du réseau considéré. Les détails du calcul de ces paramètres sont donnés en [12].

Le traitement du signal réfléchi est basé sur un algorithme d'optimisation (type moindres carrés) directement appliqué dans le domaine fréquentiel afin d'adapter les coefficients (α, τ) d'un modèle de réponse impulsionnelle simplifié pour le câble. Par ailleurs, le développement de ce modèle dans un réseau complexe est difficile à réaliser.

L'utilisation de la méthode MCR est restreinte à des câbles point à point. Elle entraîne une imprécision de localisation qui peut atteindre 3% à 5% de la longueur d'un câble. De plus, son intégration s'avère complexe à cause de son module de traitement.

Afin de surmonter ces contraintes, une nouvelle méthode de réflectométrie multiporteuses dans le domaine temporel a été développée. Cette technique utilise la stratégie de comparaison des références successives pour faciliter l'intégration de son module de traitement.

2.3.3 Réflectométrie multiporteuses MCTDR

La réflectométrie MCTDR (Multi-Carrier Time Domain Reflectometry) [3] est une méthode de réflectométrie multiporteuses dans le domaine temporel. Elle a pour objectif de faciliter la mise en œuvre du diagnostic en ligne, c'est-à-dire lors du fonctionnement normal du système cible. Le signal de test est modélisé comme une somme de sinusoides afin de pouvoir contrôler son occupation spectrale. Le signal s'écrit sous la forme suivante :

$$s_n = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2} c_k \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n + \theta_k\right) \quad (2.13)$$

où N , le nombre d'échantillons sur une période ; c_k et θ_k représentent l'amplitude et la phase de la sous-porteuse k , respectivement. Le signal de test est paramétré dans le domaine fréquentiel puis on obtient s_n par transformée de Fourier discrète inverse (IDFT). Le schéma de la Figure 2.2 montre les principales étapes de la réflectométrie MCTDR. On regroupera les paramètres dans deux vecteurs $\underline{c} = (c_0, c_1, \dots, c_{N-1})^T$ pour les amplitudes et $\underline{\theta} = (e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{N-1}})^T$ pour les phases. On note que le signal s_n est périodique de période N . Il est aussi réel, par conséquent sa transformée

de Fourier est une fonction paire. Le signal est donc complètement décrit par la moitié ($k = 0, \dots, N/2$) des vecteurs \underline{c} et $\underline{\theta}$ et on a :

$$\begin{cases} \theta_k = -\theta_{N-n} \\ c_k = c_{N-n} \end{cases} \quad (2.14)$$

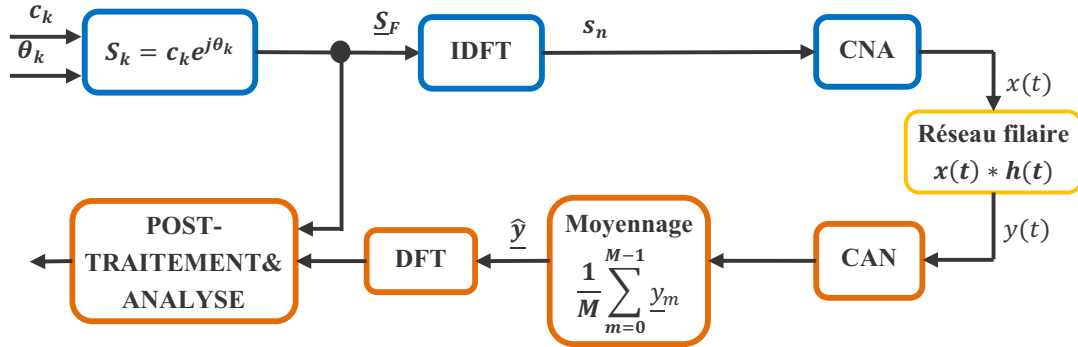


Figure 2.2 : Principe de la réflectométrie MCTDR

L'occupation spectrale étant déterminée par \underline{c} , l'amplitude c_k d'une sous porteuse correspondant à une bande non interdite est posée à 1. La phase θ_k est calculée par la méthode de *Schroeder* [64] afin d'optimiser le facteur de pic ou PAPR (Peak to Average Power Ratio). Elle est exprimée par la relation suivante :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - 2\pi \left(\frac{\sum_{l=1}^{k-1} a_l^2}{\sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} a_n^2} \right) \quad (2.15)$$

Pour k allant de 2 à $N/2$, $\theta_0 = 0$ et θ_1 peut prendre une valeur entre 0 et 2π . La Figure 2.3 montre le signal s_n dans le domaine temporel.

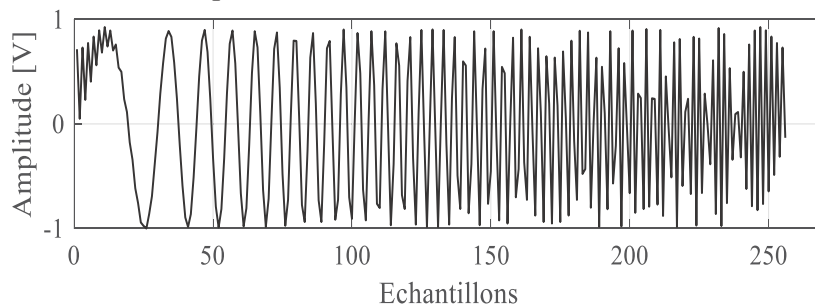


Figure 2.3 : Signal généré avec la méthode de Schroeder avec $N = 256$ et $c_k = 1$ pour tout k .

Dans un système numérique fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e$, la transformée de Fourier (fréquences positives) en sortie d'un convertisseur numérique analogique (CAN) est donnée par :

$$X(f) = \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \quad (2.16)$$

où P représente le nombre considéré de lobes du spectre MCTDR. La Figure 2.4 représente le $|X(f)|$ en fonction de la fréquence. Afin d'éviter une bande interdite, il suffit d'atténuer ou d'annuler le coefficient c_k correspondant. Néanmoins, l'annulation ou la réduction de certains coefficients provoque une perte d'informations qui est traduite par l'apparition des lobes secondaires autour du pic principal [17]. Ces lobes secondaires forment une zone aveugle autour du pic central sur laquelle la détection d'un défaut non franc de faible amplitude est difficile. La Figure 2.5 montre l'autocorrélation R_{xx} du signal de test MCTDR dans deux cas : (1) Spectre complet, toute la bande passante est utilisée par le système de diagnostic et (2) Spectre modifié, le signal est annulé sur 10% de la bande passante totale.

$$R_{xx} = F^{-1}\{|X(f)|^2\} \quad (2.17)$$

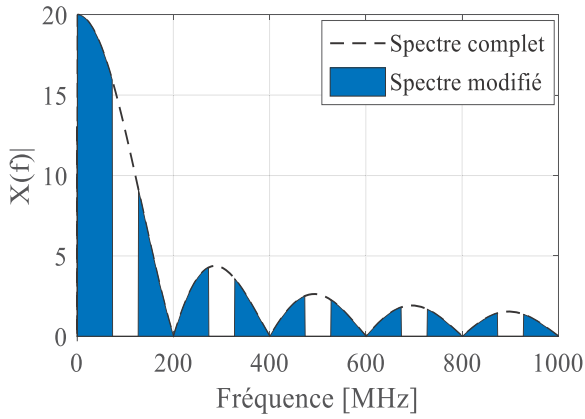


Figure 2.4 : Spectre du signal MCTDR avec $N = 256$, $f_s = 200 \text{ MHz}$ et $c_k = 0$ pour $k \in \{95, \dots, 128\}$.

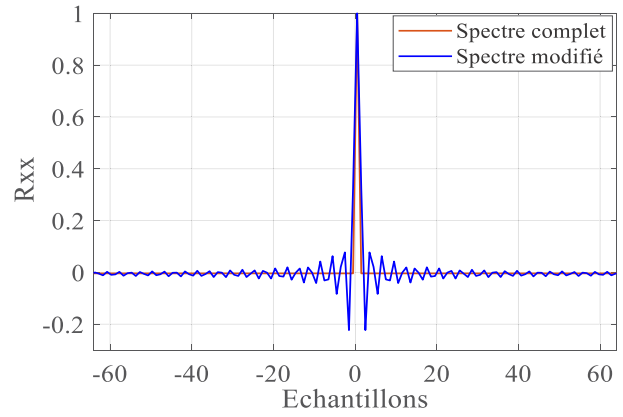


Figure 2.5 : Autocorrélation du signal de test : spectre complet et spectre modifié (annulation des certains coefficients c_k).

De manière générale une étape de moyennage sur plusieurs mesures est nécessaire afin d'augmenter le rapport signal sur bruit. Le signal mesuré est alors donné par :

$$\underline{\hat{y}} = \sum_{m=0}^{M-1} \underline{y}_m \quad (2.18)$$

où \underline{y}_m est le signal reçu de la mesure m ($m \in [0, M]$), M est le nombre de mesures réalisées.

L'analyse de la méthode MCTDR s'effectue dans le domaine temporel grâce à la corrélation entre le signal injecté et celui mesuré, ce qui permet de construire le réflectogramme correspondant. Puis, la perte d'informations, due à l'annulation des fréquences interdites, est compensée par l'utilisation d'un algorithme de déconvolution. L'algorithme *CLEAN* consiste à détecter de manière itérative les pics présents dans le réflectogramme et d'en supprimer la contribution à chaque

détection [3]. Il permet de limiter le nombre de pics à détecter lorsqu'on a une connaissance a priori de la topologie du réseau. La MCTDR permet d'élargir le champ d'application de la TDR aux systèmes embarqués, mais perd son efficacité dans le cas de la détection et la localisation de défauts avec précision dans le cas d'un réseau complexe. Dans ce cas, les réflexions deviennent incontrôlables (jonctions multiples, allers-retours, défauts, etc.) et rendent complexe la détection des défauts non francs caractérisés par leurs faibles amplitudes

2.3.4 Réflectométrie multiporteuses OMTDR

La réflectométrie OMTDR (Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry) [5], [65] est une méthode de réflectométrie multiporteuses dans le domaine temporel. La génération du signal de test OMTDR est basée sur le principe du multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing). En effet, la technique OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales qui se chevauchent sans interférences mutuelles [66]. L'orthogonalité entre les sous-porteuses permet de maximiser l'efficacité spectrale et le contrôle total du spectre. La méthode OMTDR permet d'effectuer un diagnostic en ligne par annulation des sous-porteuses correspondant aux fréquences interdites. La Figure 2.6 illustre les différentes étapes suivies dans la méthode OMTDR depuis la génération du signal de test jusqu'à son injection dans le réseau filaire sous test et enfin la réception du signal réfléchi.

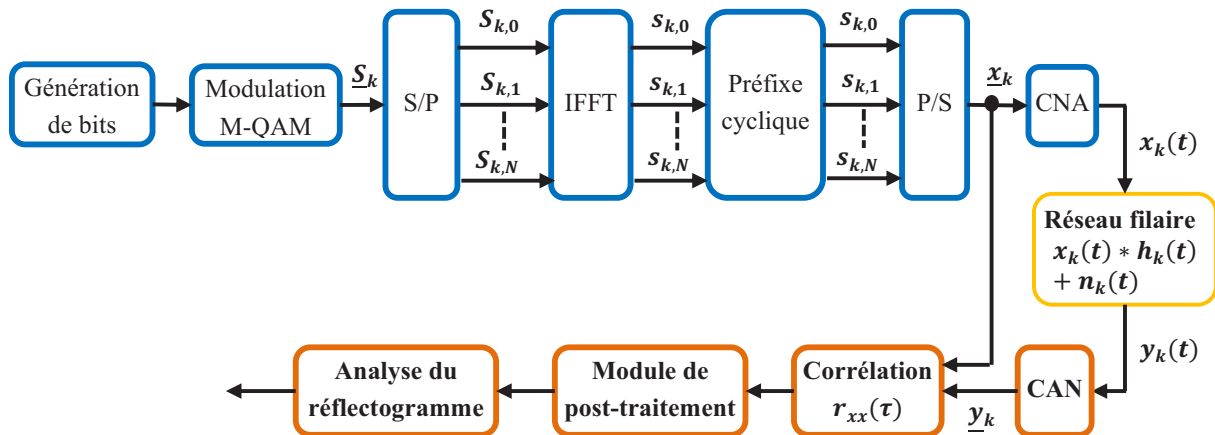


Figure 2.6 : Principe général de la méthode de réflectométrie OMTDR

Après la génération des données (bits aléatoires), chaque sous-porteuse est modulée indépendamment par une modulation numérique (Quadrature Amplitude Modulation (QAM), Phase-shift keying (PSK), etc.) donnant des symboles complexes représentés par le vecteur \underline{S}_k . Ensuite, le convertisseur série-parallèle (S/P) divise les symboles à son entrée en des flux de données parallèles. Dans le domaine fréquentiel, les symboles obtenus sont notés $\{S_0, S_1, \dots, S_{N-1}\}$ correspondant aux fréquences $\{f_0, f_1, \dots, f_{N-1}\}$, où N est le nombre de sous-porteuses. Puis, le bloc IFFT permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. À la sortie de l'IFFT, un

préfixe cyclique est inséré, et est suivi d'un convertisseur parallèle-série (P/S) qui donne le vecteur $\underline{x}_k = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$. Le signal de test est défini comme suit :

$$x(n) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n \Delta f \left(\frac{nT_s}{N}\right)}, n = 0, \dots, N - 1 \quad (2.19)$$

où $T_s = 1/\Delta f$ représente la durée du signal de test. Δf est la distance en fréquence entre deux sous-porteuses consécutives. Après le convertisseur CNA, le signal de test $x(t)$ est injecté dans le canal. La Figure 2.7 montre un signal de test basé sur OMTDR dans le domaine temporel composé de $N = 512$ symboles.

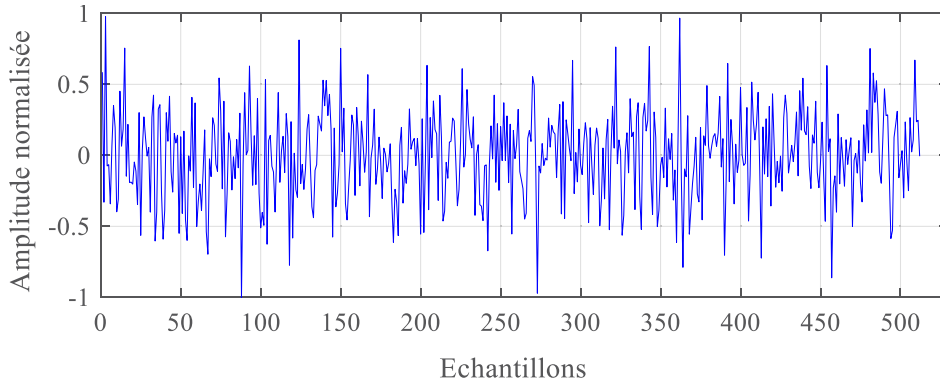


Figure 2.7 : Signal de test basé sur OMTDR dans le domaine temporel.

Le signal multiporteuses $x_k(t)$ est donc injecté dans le réseau filaire sous test et est réfléchi s'il rencontre une ou plusieurs discontinuités d'impédances. À la sortie du convertisseur CAN, le signal reçu est représenté comme la convolution entre le signal de test et la réponse impulsionnelle $h_k(t)$ du canal :

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (2.20)$$

où $n_k(t)$ est le bruit du canal. Le signal \underline{y}_k prélevé au plan d'incidence est corrélé avec le signal de test \underline{s}_k à l'aide d'un corrélateur. Le signal obtenu à la sortie du corrélateur peut être exprimé de la façon suivante :

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{k,i} y_{k,i-\tau}^* \quad (2.21)$$

À partir du réflectogramme obtenu, on peut détecter et localiser les défauts. Cependant, la présence des lobes secondaires (Figure 2.8) peut devenir gênante surtout dans la détection des défauts non francs caractérisés par leurs faibles amplitudes. Ceci nécessite une étape de post-traitement complexe en appliquant un algorithme *CLEAN* ou une fenêtre de filtrage (fenêtre de Hamming, Dolph-Chebyshev, etc.) pour améliorer la qualité du réflectogramme et éliminer les lobes secondaires autour du pic central. Pour plus de détails, on peut consulter [5], [18].

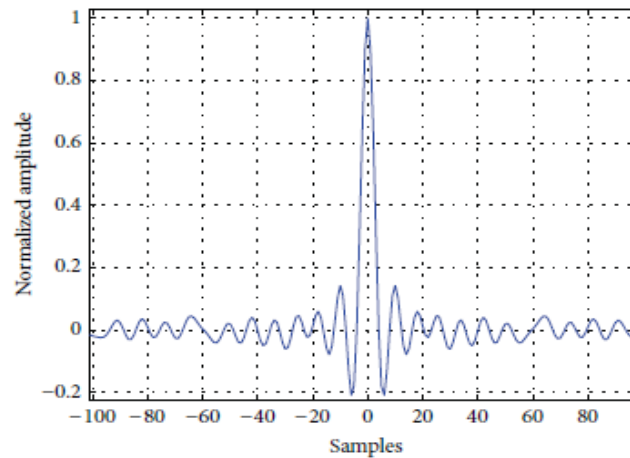


Figure 2.8 : Fonction d'autocorrélation du signal OMTDR dans le cas de 512 échantillons et modulation 4-QAM [67].

Par ailleurs, la méthode OMTDR, comme toute autre méthode de réflectométrie, souffre de l'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau complexe. Le diagnostic distribué s'avère être une bonne solution pour surmonter cette contrainte. Dans ce contexte, la méthode OMTDR donne aux systèmes de diagnostic la possibilité de communiquer entre eux via la partie transmise du signal de diagnostic [68], [69]. Cette communication doit permettre la fusion des données facilitant ainsi la prise de décision sur la localisation du défaut.

2.3.5 Synthèse des méthodes de diagnostic en ligne

Cette section récapitule les différentes méthodes de réflectométrie développées pour assurer un diagnostic en ligne. L'objectif commun est de résoudre les problèmes d'interférence entre le système cible et le système de diagnostic qui fonctionnent tous deux simultanément. Les méthodes de diagnostic par étalement de spectre (STDR/SSTDR) ont montré des résultats intéressants dans certaines applications, mais elles manquent de flexibilité dans le contrôle du spectre. De plus, elles nécessitent une partie analogique (modulation/démodulation), ce qui peut gêner l'intégration du système de diagnostic. Pour davantage de flexibilité dans le contrôle du spectre avec un traitement entièrement numérique, la réflectométrie multiporteuses (MCR/MCTDR/OMTDR) se révèle être une approche prometteuse. Elle permet l'annulation de bandes interdites pour éviter le problème d'interférence. Cependant, les solutions développées jusqu'à présent demeurent limitées dans certaines applications. Le Table 2.1 récapitule les avantages et les inconvénients des méthodes de diagnostic en ligne.

Dans le cas d'un réseau filaire complexe, les problèmes liés au diagnostic en ligne s'aggravent et la simple mesure d'un seul point d'injection n'est pas suffisante. En effet, ce résultat seul conduit à des ambiguïtés sur la localisation exacte du défaut. Pour résoudre ce problème, la réflectométrie

distribuée semble être une bonne solution. Elle consiste à effectuer la mesure simultanément en plusieurs point du réseau. C'est l'objet de la section suivante.

Méthode	Principe	Avantage(s)	Inconvénient(s)
STDR	Injecter des séquences pseudo aléatoire.	<ul style="list-style-type: none"> - Peu d'interférence - Intégration facile - Faible amplitude du signal injecté 	<ul style="list-style-type: none"> - Absence de flexibilité du spectre - Perte de précision - Limitation à un défaut franc
SSTDR	Injecter des séquences pseudo aléatoire modulées par une onde sinusoïdale.	<ul style="list-style-type: none"> - Pas d'interférence - Déplacement du spectre 	<ul style="list-style-type: none"> - Absence de flexibilité du spectre - Intégration difficile - Présence des lobes secondaires - Présence d'une zone aveugle - Limitation à un défaut franc
MCR	Injecter un signal sous forme d'un ensemble pondéré de sinusoïdes dans le domaine temporel.	<ul style="list-style-type: none"> - Contrôle total du spectre - Pas d'interférence - Robustesse au bruit 	<ul style="list-style-type: none"> - Intégration difficile - Besoin d'un module topologique - Limitation à un réseau simple - Limitation à un défaut franc - Besoin d'un moyennage
MCTDR	Injecter un signal multiporteuses sous forme d'une somme de sinusoïdes dans le domaine temporel.	<ul style="list-style-type: none"> - Contrôle total du spectre - Pas d'interférence - Robustesse au bruit - Adaptation au réseau complexe - Bonne propriété d'autocorrélation (pas des lobes secondaires) - Intégration peu difficile 	<ul style="list-style-type: none"> - Besoin d'un moyennage - Présence des lobes secondaires dans le cas d'annulation de certaines sous-porteuses
OMTDR	Injecter un signal multiporteuses orthogonal basé sur la modulation OFDM	<ul style="list-style-type: none"> - Pas d'interférence - Robustesse au bruit et aux interférences intersymboles - Contrôle total du spectre - Augmentation de l'efficacité spectrale et du débit de transmission - Le signal injecté est porteur d'information 	<ul style="list-style-type: none"> - Présence des lobes secondaires et d'une zone aveugle autour de chaque pic - Post-traitement et filtrage (fenêtre de Dolph-Chebyshev) - Besoin d'un moyennage

Table 2.1 : Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic en ligne.

2.4 Présentation des méthodes de diagnostic distribué

Dans le cas d'un réseau filaire complexe, la localisation d'un défaut devient de plus en plus difficile à cause des ramifications qui entraînent de multiples réflexions du signal de test (multiples jonctions, défauts, etc.). La Figure 2.9 montre un exemple d'un réseau complexe composé de 5 branches de mêmes caractéristiques. Les branches B_2 , B_4 et B_5 sont terminées par des circuits ouverts (CO). Un défaut circuit ouvert est situé sur la branche B_3 à une distance de 13 m du réflectomètre R_1 .

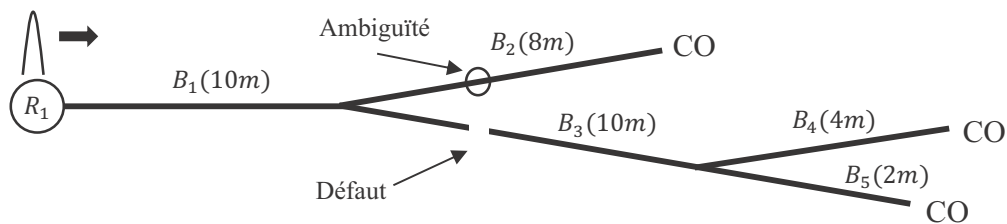


Figure 2.9 : Ambiguïté de localisation de défaut dans un réseau ramifié

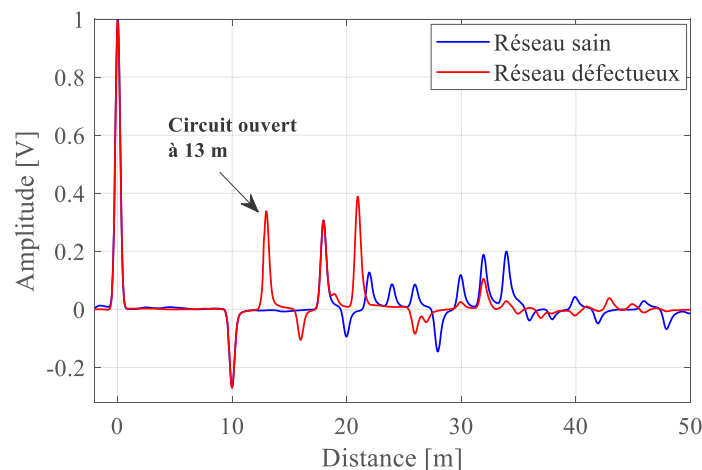


Figure 2.10 : Ambiguïté de localisation du circuit ouvert sur la branche B_3 .

Pour diagnostiquer l'état du réseau ramifié présenté dans la Figure 2.9, une réflectométrie TDR est utilisée en injectant une impulsion gaussienne à l'emplacement du réflectomètre R_1 . La Figure 2.10 montre le réflectogramme obtenu, le premier pic positif correspond à la désadaptation entre le réflectomètre et le réseau sous test. Le deuxième pic négatif correspond à la première jonction à une distance de 10 m du réflectomètre R_1 . Ensuite un défaut est détecté à une distance de 13 m du réflectomètre. En observant le réflectogramme, le défaut peut être situé soit sur la branche B_2 soit sur la branche B_3 . Nous avons donc une ambiguïté de localisation du défaut qui s'aggrave en cas de présence d'autres défauts sur le réseau. Dans le cas d'un réseau filaire ramifié affecté par

plusieurs défauts, seul le premier défaut le plus proche du réflectomètre peut être détecté et localisé. Les autres peuvent être interprétés comme des échos secondaires.

En outre, le signal de test est affecté par des phénomènes d'atténuation et de dispersion au cours de sa propagation dans un réseau filaire ramifié comme décrit dans la section 1.4.3.2 du chapitre 1. Ces phénomènes rendent difficile la détection d'un défaut situé à une distance importante du point d'injection, surtout dans le cas d'un défaut non franc caractérisé par un pic de très faible amplitude. De plus, les ramifications peuvent masquer la détection d'un défaut présent dans une zone aveugle [7].

La réflectométrie distribuée [4], [10] peut très bien répondre à cette problématique. Elle consiste à effectuer la mesure en plusieurs points du réseau. Chaque réflectomètre fournit une vue différente du réseau permettant ainsi de couvrir la zone aveugle et lever des ambiguïtés quant à la localisation d'un défaut. La notion de distributivité va permettre de réduire la difficulté d'analyse en apportant un diagnostic plus efficace sur l'état de santé du réseau par rapport aux autres méthodes classiques [70]–[72]. Cependant, cette technique de mise en œuvre dans un réseau filaire complexe lève une nouvelle problématique concernant l'interférence entre les modules connectés au réseau et implique donc des traitements spécifiques.

2.4.1 Application de la réflectométrie par séquence M

Dans le diagnostic distribué, les réflectomètres injectent simultanément leurs signaux de test sur le réseau, ces signaux ne doivent pas interférer au risque de gêner la mesure. La réflectométrie distribuée par séquences M [4], [19] permettra de répondre à cette problématique. Elle consiste à injecter à chaque extrémité du réseau une séquence numérique pseudo-aléatoire ayant de bonnes propriétés d'autocorrélation (haute amplitude) et d'intercorrélation (amplitude nulle) pour diminuer le degré de complexité du réflectogramme et détecter les défauts. Afin de réduire l'interférence, on injecte des séquences M différentes et décorréelées d'un réflectomètre à un autre. Des séquences M décorréelées impliquent que leur intercorrélation devra être la plus faible possible. L'intercorrélation entre deux sources différentes doit être négligeable devant le pic d'autocorrélation d'une source, c'est-à-dire, $R_{V_i V_j} \ll R_{V_i V_i}$ pour tout $j \neq i$. La décorrélation entre deux séquences M peut être évaluée par un coefficient de corrélation qui est défini comme suit :

$$cc = \frac{\max(R_{V_i V_j}(\tau)) - \min(R_{V_i V_j}(\tau))}{R_{V_i V_j}(0)} \text{ avec } i \neq j \quad (2.22)$$

Une séquence M peut être générée à partir d'une structure à base de registres à décalage avec rétroaction linéaire appelée LFSR (Linear Feedback Shift Register) [73]. Le nombre « n » de registre à décalage constitue la longueur du LFSR. Il permet de générer à sa sortie une séquence

binaire aléatoire constituée de 2^n bits de période $P_m \leq 2^n - 1$. Le LFSR est caractérisé aussi par son polynôme caractéristique $f(x)$ d'ordre n , défini de la façon suivante :

$$f(x) = \sum_{i=0}^n C_i x^i \quad (2.23)$$

où $C_i = \{0, 1\}$, le coefficient du polynôme caractéristique $f(x)$ et $C_0 = 1$. Le polynôme doit être primitif pour générer une séquence M [4].

Pour avoir une faible corrélation, l'objectif principal est de réduire le coefficient de corrélation. Cela peut être obtenu en ajustant les trois paramètres essentiels du LFSR : le polynôme caractéristique, la longueur et le débit. La première méthode consiste à injecter des séquences M ayant des polynômes caractéristiques primitifs différents. La longueur de la séquence M doit être au moins égale à 9 bits pour assurer un coefficient de corrélation faible ($cc < 0.2$). La deuxième méthode propose d'utiliser des séquences M de longueurs différentes. Deux cas pour le calcul de l'intercorrélation peuvent être envisagés. Le premier cas utilise des longueurs de séquences M où ($n \neq 2k$), n et k étant le nombre de registres dans chacun des LFSRs utilisés. Quelle que soit la longueur des séquences M, le coefficient de corrélation est alors faible. En revanche, dans le deuxième cas où la condition ($n = 2k$) est satisfaite, l'augmentation de la longueur des séquences M introduit la diminution du coefficient de corrélation. Enfin, la troisième méthode propose d'utiliser des séquences M de débits différents pour réduire le coefficient de corrélation.

La distributivité de plusieurs sources décorréliées (Séquence M) aux extrémités du réseau filaire complexe permet de détecter et localiser sans ambiguïté un défaut sur n'importe quelle branche. Elle permet également de détecter en temps réel les défauts intermittents puisqu'elle assure un diagnostic en continu du réseau. De plus, l'utilisation des séquences numériques (séquences M) associées à un algorithme de traitement du signal à faible complexité (corrélation) facilite l'intégration de la méthode dans un système embarqué. Le principal inconvénient de cette méthode est la nécessité de synchroniser chacun des réflectomètres entre eux. Cette synchronisation est importante pour la détermination de la topologie du réseau, mais n'est pas nécessaire pour détecter et localiser un défaut. De plus, elle ne permet pas d'annuler totalement le bruit d'interférence. En plus, l'ajout d'un nœud dans le réseau nécessite la réaffectation de toutes les séquences M entre les nœuds [4].

2.4.2 Application des moyennes sélectives

La méthode de moyennes sélectives [10] est totalement indépendante du signal de diagnostic. Le principe consiste à insérer des coefficients de pondération à l'émission du signal et à la réception lors du calcul de la moyenne afin de rendre le filtrage indépendant du signal de test injecté. Chaque réflectomètre noté R_i connecté au réseau est identifié par ses coefficients correspondant au vecteur

$\underline{b}^{(R_i)} = (\beta_0^{(R_i)}, \beta_1^{(R_i)}, \dots, \beta_{M-1}^{(R_i)})^T$, où M , le nombre de mesures. Le signal injecté est de la forme suivante :

$$\underline{x}_m^{(R_i)} = \beta_m^{(R_i)} \underline{s}' = \beta_m^{(R_i)} \begin{pmatrix} \underline{s} \\ \underline{s} \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

Chaque période émise est multipliée par un coefficient β_m . Le signal de test d'origine est défini par le vecteur \underline{s} choisi en fonction de la méthode de réflectométrie utilisée. On remarque ici que deux périodes consécutives sont multipliées par le même coefficient et forment le vecteur \underline{s}' car le régime établi est supposé atteint dès la deuxième période.

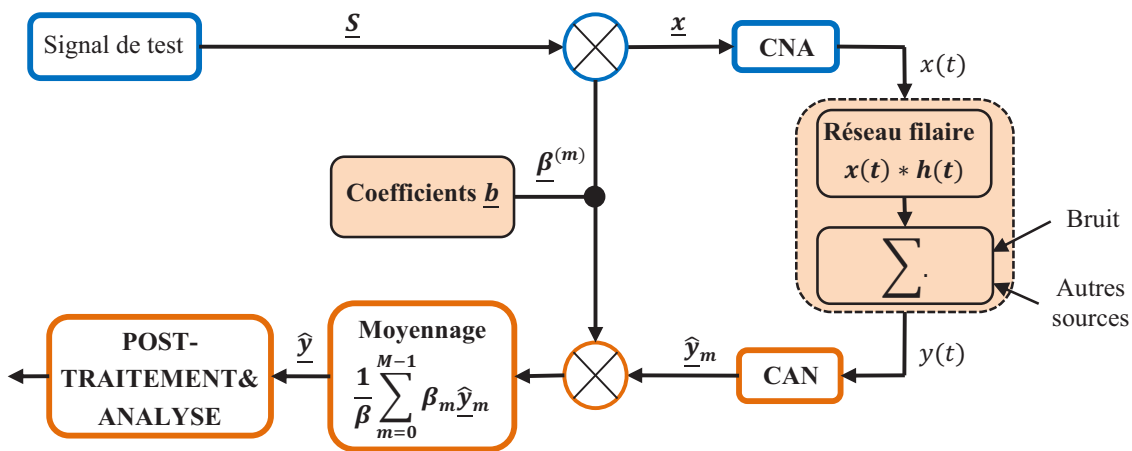


Figure 2.11 : Principe de la méthode des moyennes sélectives.

La Figure 2.11 montre le principe de la méthode des moyennes sélectives. À la réception, les coefficients de pondération sont insérés dans l'étape de moyennage comme suit :

$$\underline{\hat{y}} = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \beta_m \underline{\hat{y}}_m}{\sum_{m=0}^{M-1} \beta_m^2} \quad (2.25)$$

Dans le cas où N_r réflectomètres connectés à un réseau et fonctionnant simultanément, le résultat de l'étape de moyennage devient alors :

$$\underline{\hat{y}} = H \underline{s} + \underline{n} + \underline{\epsilon} \quad (2.26)$$

où \underline{n} , le bruit additif résiduel et $\underline{\epsilon}$, le bruit d'interférence. La matrice H est circulaire de taille $N \times N$ où N , le nombre d'échantillons. Elle présente la convolution avec la réponse du réseau de comme le montre l'équation (2.4).

Afin d'aboutir à un bruit d'interférence nul ($\underline{\epsilon} = 0$), il faut déterminer les valeurs des vecteurs de pondérations $\beta_m^{(R_i)}$ de chaque réflectomètre R_i . Dans le cas, où il y a une synchronisation entre les réflectomètres, le bruit d'interférence peut être annulé par l'utilisation des vecteurs orthogonaux de la façon suivante :

$$\forall (R_i, R_j) \in \{0, 1, \dots, N_r - 1\}^2, \quad \underline{b}^{(R_i)T} \underline{b}^{(R_j)} = 0 \quad (2.27)$$

Cette condition peut être satisfaite par les *séquences de Walsh Hadamard* [74] où :

$$\beta_m^{(R_i)} = [H_p]_{R_i, m} \quad (2.28)$$

Où H_p , la matrice de Hadamard d'ordre N_r . Le nombre de mesures réalisées doit être au moins égal au nombre de réflectomètres placés dans le réseau [3].

Dans le cas où il n'y a pas de synchronisation entre les réflectomètres, le bruit d'interférence peut être annulé par l'utilisation des *séquences de Rademacher* de la façon suivante :

$$\beta_m^{(R_i)} = \pm \left(\cos \left(2^{N_r} \frac{\pi m}{M} \right) \right) \quad (2.29)$$

Ici, le nombre minimum de mesures à réaliser pour le moyennage est égal à $M_{min} = 2^{N_r - 1}$.

Selon l'état de synchronisation entre les réflectomètres, la méthode des moyennes sélectives utilise des *séquences de Walsh-Hadamard* ou *Rademacher* pour obtenir des niveaux de bruit d'interférence négligeables. Un avantage intéressant de l'approche est de pouvoir appliquer le concept de réflectométrie distribuée sans synchronisation entre les réflectomètres. La méthode permet un diagnostic en temps réel distribué assurant la détection des défauts intermittents dans la mesure où tous les réflectomètres peuvent effectuer des mesures simultanément. Cependant, l'étape de moyennage augmente la durée de la mesure, ce qui peut diminuer la capacité de détection. Par ailleurs, la validité des résultats de mesure est conditionnée par l'hypothèse de réponses du réseau identiques pour M mesures. Cette hypothèse ne peut pas être satisfaite dans les cas d'un diagnostic en ligne. Dans de telles applications, la durée de stationnarité du réseau doit être connue pour garantir la validité des résultats [23]. De plus, le temps de calcul des moyennes augmente avec l'augmentation de la complexité du réseau puisque le nombre de mesures M dépend directement du nombre de réflectomètres N_r implémentés dans le réseau. Par conséquent, dans le cas d'un réseau instable, il est difficile d'assurer un diagnostic en temps réel en utilisant les moyennes sélectives.

2.4.3 Réflectométrie CTDR

La théorie du chaos décrit les systèmes dont le comportement dépend fortement des conditions initiales et devient très difficile à prévoir dans le temps. Le météorologue Edward Lorenz a été l'un des premiers à voir ce phénomène au début des années 60 [75]. Cette théorie souvent appelée « effet papillon » qui implique la dépendance sensitive aux conditions initiales. Edward Lorenz a symboliquement traduit le phénomène lors d'une conférence scientifique en 1972, dont le titre était : « Le battement d'ailes d'un papillon au Brésil peut-il provoquer une tornade au Texas ? ». Des petites variations initiales sur un phénomène en évolution provoquent de grands effets.

La théorie du chaos a été appliquée dans de nombreux domaines, de l'astrophysique à l'économie, en météorologie, l'informatique, la chimie et la biologie. Des travaux récents ont également montré son potentiel très prometteur pour la détection et la localisation des défauts dans les câbles [76], [77], conduisant à une nouvelle méthode de réflectométrie dans le domaine temporel appelée CTDR (Chaos Time Domain Reflectometry). Cette nouvelle méthode de diagnostic utilise l'avantage du signal chaotique pour générer un nombre quasi infini de signaux avec de bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation, ainsi qu'une grande robustesse au bruit. Les signaux de diagnostics peuvent être générés par la combinaison entre la séquence logistique et la séquence de Bernoulli [78], [79]. La séquence logistique de l'équation (2.30), avec un jeu des paramètres initial $\{x_1, k\}$, est utilisée pour générer les paramètres de la séquence de Bernoulli (2.31).

$$x_m = kx_{m-1}(1 - x_{m-1}), \quad m = 1 \dots M \text{ et } 0 < x_m < 1 \quad (2.30)$$

$$y_{m,n+1} = \begin{cases} B_m y_{m,n} + 0.5, & \text{if } y_{m,n} < 0 \\ B_m y_{m,n} - 0.5, & \text{if } y_{m,n} \geq 0 \end{cases} \quad n = 1 \dots N \quad (2.31)$$

Ainsi que, pour garantir une propriété chaotique, B_m doit être choisie entre 1.4 et 2 :

$$B_m = 1.4 + 0.6 x_m \quad (2.32)$$

où k est le paramètre de contrôle, x_m affichera un comportement chaotique quand $3.57 < k < 4$. M , est l'ensemble de données $Y_m = [y_{m,1}, y_{m,2}, \dots, y_{m,N}]$ ($|y_{i,j}| \leq 0.5$) qui sont assemblés pour créer le signal chaotique $S_c = [Y_1, Y_2 \dots Y_M]^t$, où l'indice t signifie transposé. Le signal S_c est entièrement décrit par son jeu de paramètres $[x_1, k, N, M]$.

Les lobes secondaires et le niveau du bruit peuvent être réduits en augmentant la longueur des signaux chaotiques générés. Ces signaux sont facilement générés par des systèmes numériques embarqués tels que les FPGA ou les microcontrôleurs. Grâce aux propriétés chaotiques des signaux CTDR, un nombre quasi infini de signaux non corrélés peut être généré, permettant le diagnostic distribué [79], [80] de réseaux de topologie complexes. Les réflectomètres peuvent partager la même bande de fréquence, et injecter simultanément leurs signaux dans les câbles avec un très faible niveau d'interférence. En effet, le spectre de fréquence du signal chaotique S_c est très proche de celui du bruit blanc : il n'y a pas besoin de modulation de fréquence porteuse comme le requiert la méthode SSTDR, ni de contrôle du spectre comme l'exigent les méthodes MCTDR et OMTDR. Cependant, les lobes secondaires constituent les limites de la méthode CTDR, et peuvent devenir gênants dans la détection et la localisation des défauts francs et non francs. De futurs travaux sur la robustesse de la méthode aux bruits, la réduction du bruit d'interférence entre les capteurs est alors nécessaire pour s'affranchir de ces limitations, et rendre plus efficace la détection des petits défauts non francs.

2.4.4 Réflectométrie BTDR

La réflectométrie BTDR (Binary Time Domain Reflectometry) [81], [82] est une méthode purement numérique qui vise à simplifier l'architecture électronique globale et le traitement du signal tout en conservant les performances des systèmes de diagnostic. En utilisant des signaux binaires purs, la méthode BTDR permet de s'affranchir des convertisseurs utilisés dans la plupart des systèmes TDR. En effet, les convertisseurs CNA et CAN sont des composants complexes et coûteux, qui ont un impact important sur les performances et le coût des systèmes de diagnostic. La méthode CTDR génère un signal pseudo-aléatoire S_c dont l'amplitude varie entre -0.5 et +0.5 V. Au lieu de fournir ces valeurs à virgule flottante à un CAN, des valeurs binaires pures sont générées en arrondissant à -1 toutes les valeurs négatives et à +1 toutes les valeurs positives ou nulles. La méthode BTDR est basée sur les principes de la méthode CTDR, le signal BTDR obtenu S_b peut être écrit en utilisant la fonction de Heaviside H (ou fonction échelon unité) dont la valeur est nulle pour un argument négatif et 1 pour un argument positif :

$$S_b = Bin(S_c) = 2 * H(S_c) - 1 \quad (2.33)$$

Ainsi, S_c étant le signal d'origine à spectre étalé, le signal injecté est S_b tel que :

$$\begin{cases} S_b = +1, & \text{if } S_c \geq 0 \\ S_b = -1, & \text{if } S_c < 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

Une transformation similaire est appliquée au signal C réfléchi par le câble testé, conduisant au signal binaire C_b :

$$C_b = Bin(C) = 2 * H(C) - 1 \quad (2.35)$$

Comme pour la plupart des méthodes de réflectométrie TDR, le réflectogramme est obtenu en calculant l'intercorrélacion entre les deux signaux binaires :

$$R(t) = S_b(t) \otimes C_b(t) \quad (2.36)$$

Les opérations impliquées dans ce calcul sont grandement simplifiées compte tenu du fait que les signaux sont binaires : des opérations binaires peuvent être utilisées pour diminuer le temps de calcul. Les signaux BTDR peuvent être générés par un simple GPIO d'un système numérique (FPGA, microcontrôleur) à haut débit, à plusieurs centaines de MHz.

2.4.5 Synthèse des méthodes de diagnostic distribuées

Cette section récapitule les différentes méthodes du diagnostic distribué. L'objectif commun est de résoudre les problèmes d'interférence entre les réflectomètres distribués qui injectent leurs signaux de diagnostics simultanément. La Table 2.2 récapitule les avantages et les inconvénients des méthodes de diagnostic distribué. Pour éviter qu'un signal provenant d'un capteur ne perturbe le fonctionnement d'un autre capteur, les signaux de tous les capteurs doivent avoir des niveaux d'intercorrélacion inférieurs ou similaires au niveau de bruit. Les deux méthodes séquences M et

moyennes sélectives ont utilisé des codes orthogonaux afin de résoudre le problème d'interférence. Par ailleurs, contrairement à d'autres méthodes de réflectométrie, les CTDR/BTDR n'ont pas besoin de contrôle du spectre ou de modulation de fréquence porteuse pour une application en ligne ou distribuée. En effet, grâce aux propriétés chaotiques des signaux CTDR, le spectre de fréquence du signal injecté est très proche de celui du bruit blanc.

Il convient de noter également que la méthode OMTDR est adaptée au diagnostic distribué en allouant les sous-porteuses orthogonales du signal de test à différents réflectomètres distribués [5]. Cependant, les méthodes existantes sont limitées dans certaines applications, car leur efficacité dépend fortement de la complexité du réseau.

Méthode	Principe	Avantage(s)	Inconvénient(s)
Séquence M	Utiliser des séquences M orthogonales	<ul style="list-style-type: none"> - Détection des défauts intermittents - Intégration facile - Adaptation au diagnostic distribué simultané - Faible complexité 	<ul style="list-style-type: none"> - Capacité en mémoire - Synchronisation obligatoire - Mise à jour en cas de changement dans le réseau
Moyennes sélectives	Utiliser des séquences Rademacher et Hadamard selon la synchronisation	<ul style="list-style-type: none"> - Synchronisation non nécessaire - Diagnostic simultané - Robustesse au bruit - Détection des défauts intermittents - Indépendance du signal 	<ul style="list-style-type: none"> - Moyennage nécessaire - Stationnarité obligatoire - Complexité du calcul
CTDR	Injecter un nombre quasi infini de signaux chaotiques décorrélés	<ul style="list-style-type: none"> - Bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion - Grande robustesse au bruit grâce à l'utilisation de signaux chaotiques - Ne nécessite aucun contrôle du spectre ni modulation de fréquence porteuse. - Intégration facile - Peu d'interférence avec le signal utile 	<ul style="list-style-type: none"> - Présence des lobes secondaires - Limitation à un défaut franc - Le niveau du bruit gêne la détection du défaut non franc - N'élimine pas complètement le bruit d'interférence entre les capteurs distribués
BTDR	Injecter un nombre quasi infini de signaux chaotiques binaires décorrélés	<ul style="list-style-type: none"> - Mêmes avantages que la méthode CTDR - Simplification de l'architecture électronique du réflectomètre et diminution du coût en éliminant les convertisseurs CNA et CAN - Les signaux binaires utilisés améliorent considérablement les performances en termes de mémoire requise et de vitesse de traitement - Amplification des signatures de défauts non francs - Peu d'interférence entre les capteurs distribués 	<ul style="list-style-type: none"> - Perte des informations d'amplitude du défaut dans le signal réfléchi à cause du processus de binarisation

Table 2.2 : Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic distribué.

2.4.6 Conclusion

Ce chapitre a essentiellement été consacré à l'état de l'art sur les différentes méthodes du diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes. Il a permis de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chacune des méthodes proposées pour effectuer soit le diagnostic en ligne (réflectométrie par étalement de spectre et réflectométrie multiporteuses) soit le diagnostic distribué (séquences M, moyennes sélectives et CTDR/BTDR).

Nous avons conclu que la réflectométrie multiporteuses constitue une solution fonctionnelle au problème des interférences causées par le diagnostic en ligne grâce à la grande flexibilité dans le contrôle du spectre. De plus, elle permet un traitement entièrement numérique, ce qui facilite son intégration dans un système embarqué. Cependant, elle demeure limitée dans le cas de réseaux filaires de topologie complexes. La distributivité des mesures s'avère être la meilleure solution pour lever les ambiguïtés de localisation d'un défaut. Dans ce contexte, nous avons donc choisi de poursuivre cet axe de recherche en développant des nouvelles approches permettant la fusion des données entre les différents réflectomètres distribués qui seront présentées dans les chapitres 3 et 4 de ce manuscrit.

Dans le cas du diagnostic où l'on cherche à effectuer une mesure en temps réel en plusieurs points du réseau, la nécessité d'établir une communication entre les différents modules permettrait un échange de données sur l'état du réseau. Cet échange permet d'effectuer une configuration, une calibration, une synchronisation ou une centralisation des informations vers un module centrale pour faciliter la prise de décision. Pour une meilleure couverture du réseau, nous avons proposé d'intégrer la communication entre les réflectomètres distribués dans le chapitre 5 de ce manuscrit. Cette communication est basée sur une évolution intéressante de la méthode MCTDR afin d'utiliser ses signaux de test pour transmettre de l'information.

Chapitre 3

Détection, localisation et caractérisation du défaut dans un réseau filaire complexe

Table des matières

3.1	Introduction	56
3.2	Placement de réflectomètres.....	56
3.3	Proposition des nouvelles méthodes de localisation du défaut dans un réseau complexe	57
3.3.1	Procédure de diagnostic dans un réseau filaire complexe.....	58
3.3.2	Algorithme d'identification de la branche défectueuse	59
3.4	Méthode combinant la réflectométrie avec la théorie des graphes	61
3.4.1	Théorie des graphes	62
3.4.2	Représentation du réseau filaire sous forme d'un graphe	62
3.4.3	Localisation d'un défaut franc sur un réseau complexe.....	63
3.4.4	Localisation d'un défaut non franc sur un réseau complexe.....	65
3.5	Localisation du défaut en utilisant l'amplitude du signal réfléchi	69
3.5.1	Application de la méthode sur un réseau filaire complexe	70
3.6	Caractérisation du défaut.....	73
3.6.1	Réponse du câble	73
3.6.2	Estimation de l'impédance du défaut.....	75
3.6.3	Résultats expérimentaux	76
3.7	Conclusion.....	80

3.1 Introduction

Les deux chapitres précédents ont été consacrés à l'état de l'art du diagnostic filaire par réflectométrie. Dans ce chapitre nous proposons des nouvelles méthodes de diagnostic par réflectométrie distribuée. Lorsque l'on travaille sur des réseaux complexes constitués de plusieurs branches, une simple mesure au seul point d'injection n'est pas suffisante. En effet, ce résultat seul peut conduire à des ambiguïtés sur la localisation exacte d'un défaut. Pour cela, la réflectométrie distribuée est une solution intéressante comme nous l'avons expliqué dans la section 2.4 du chapitre 2 de ce manuscrit.

L'objectif de ce chapitre est de proposer des nouvelles méthodes et évaluer leurs performances et leur intérêt par rapport aux méthodes citées dans l'état de l'art. L'objectif est d'éliminer l'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau complexe par fusion de données de réflectomètres. Pour cela nous proposons plusieurs méthodes permettant la combinaison de données entre les réflectomètres distribués sur plusieurs points du réseau complexe. Cette combinaison permet de centraliser les informations afin de faciliter la prise de décision sur la localisation du défaut. En outre, l'amplitude de l'onde réfléchie fournit des informations sur la nature de la discontinuité d'impédance et peut être utilisée pour caractériser la sévérité du défaut (son impédance).

Une fois le défaut localisé, nous proposons une méthode d'estimation de son impédance. Cette méthode est basée sur la compensation d'atténuation subie par le signal de test lors de sa propagation dans le réseau. Nous présenterons des résultats de simulations numériques et expérimentaux pour valider et montrer la faisabilité des méthodes proposées. Nous mettrons en évidence les principaux avantages des méthodes proposées qui sont l'élimination de l'ambiguïté de localisation, la détection du défaut qui était difficile à observer avec une seule mesure et la caractérisation de l'impédance du défaut détecté.

3.2 Placement de réflectomètres

Pour mettre en place un système de réflectométrie distribué dans un réseau complexe, un nombre minimum de réflectomètres (capteurs) est requis, et ces réflectomètres doivent être placés à des points stratégiques du réseau afin de localiser précisément un défaut. Dans la plupart des cas, les réflectomètres sont placés aux extrémités du réseau et non aux jonctions, ce qui facilite l'intégration du réflectomètre dans le système et évite d'ajouter des contraintes supplémentaires aux connecteurs.

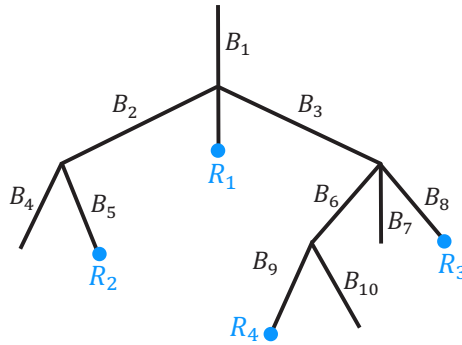


Figure 3.1 : Placement de réflectomètres (en bleu) dans un réseau complexe.

Dans un cas général, pour toute jonction j reliant $N_b(j)$ branches, il est suffisant de placer $(N_b(j) - 1)$ réflectomètres. Dans un réseau à N_j jonctions, le nombre minimal de réflectomètres dépend du nombre de jonctions et du nombre de branches au niveau de chaque jonction. Le nombre minimal de réflectomètres nécessaire est donné par la relation suivante [3] :

$$N_r = \sum_{j=0}^{N_j-1} (N_b(j) - 1) \quad (3.1)$$

où N_j , le nombre total de jonctions et $N_b(j)$, le nombre de branches de la jonction j . Cependant, en pratique il peut être avantageux de disposer de davantage de réflectomètres afin d'améliorer la qualité du diagnostic. En outre, pour optimiser le placement des capteurs, il est généralement conseillé de choisir les câbles les plus courts sur lesquels mettre les capteurs, car ils permettent de donner des informations plus précises sur une discontinuité d'impédance existante après la jonction. Ceci est dû aux phénomènes d'atténuation subis par le signal au cours de sa propagation. La Figure 3.1 montre un exemple de placement des capteurs dans un réseau complexe. Dans ce cas, il est intéressant de noter que la moitié des branches ne possède pas de capteurs. Il est donc parfois conseillé de réduire le coût du diagnostic en optimisant le nombre de capteurs sans impacter la qualité du diagnostic.

3.3 Proposition des nouvelles méthodes de localisation du défaut dans un réseau complexe

La section précédente a permis d'optimiser le nombre et la position des capteurs dans un réseau complexe pour assurer une meilleure couverture du réseau. Il s'agit maintenant d'établir un algorithme qui permettra de combiner les données entre les différents capteurs afin d'identifier la branche défectueuse. Pour ce faire, il est nécessaire d'analyser le réflectogramme complexe (réflectogramme différentiel, seuils de détection, etc.) obtenu par chaque capteur afin de faciliter

l'identification de l'écho du défaut. Ensuite, nous présenterons deux méthodes assurant la combinaison de données entre les capteurs distribués pour automatiser la localisation du défaut dans un réseau ramifié.

3.3.1 Procédure de diagnostic dans un réseau filaire complexe

Dans le cas d'un réseau complexe, plusieurs réflectomètres sont nécessaires pour couvrir l'ensemble du réseau. Chaque réflectomètre R_k , $k \in \{1, 2, \dots, N_R\}$, N_R étant le nombre de réflectomètres, effectue un diagnostic et construit son propre réflectogramme. La Figure 3.2 représente la stratégie adoptée pour la localisation du défaut (franc ou non franc) dans un réseau ramifié.

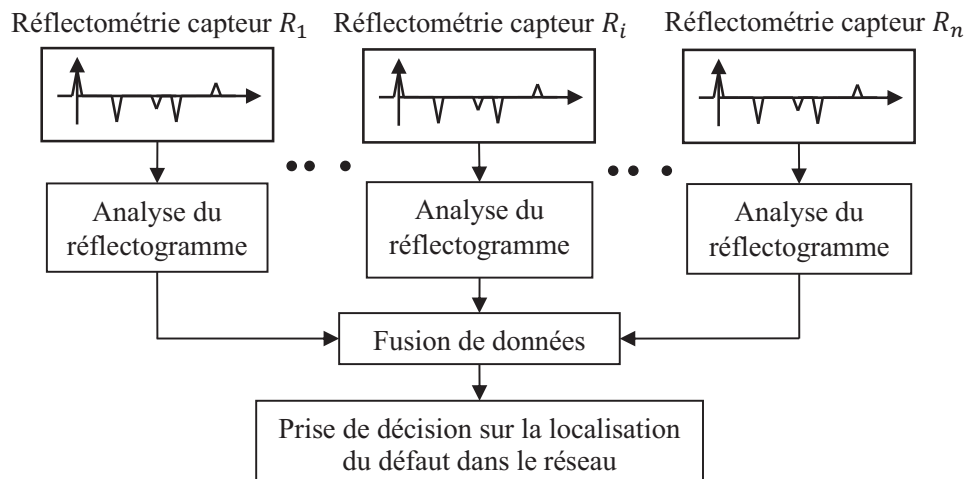


Figure 3.2 : Procédure du diagnostic afin de lever l'ambiguïté de localisation de défaut.

Chaque réflectomètre fournit une vue différente du réseau, éliminant ainsi les ambiguïtés quant à la localisation d'un défaut. Cependant, l'analyse du réflectogramme n'est pas évidente en raison de la ramification du réseau. Cela nécessite une phase de pré-traitement du réflectogramme afin d'en extraire des informations. Ensuite, les données collectées de tous les réflectomètres sur toutes les branches sont fusionnées pour prendre la décision sur la localisation du défaut sur le réseau.

Le réflectogramme associé à un réseau complexe fait apparaître une multitude d'impulsions atténuées et retardées suivant le chemin parcouru. Ces signaux portent des informations sur les trajets du signal de test, et leur ordre d'apparition dépend des longueurs de chaque tronçon du réseau. Dans un réflectogramme, on peut trouver différents types d'impulsions : les « réflexions directes », qui correspondent aux différentes discontinuités d'impédances rencontrées (jonctions, défauts) par le signal de test lors de sa propagation entre le point de mesure et les extrémités ; les « réflexions multi-trajets », qui correspondent à un signal qui fait plusieurs allers-retours entre deux discontinuités d'impédances jusqu'à son atténuation totale ; les « réflexions multiples », qui correspondent à un signal qui fait plusieurs allers-retours entre le point de mesure et une jonction

ou des extrémités. Ces impulsions sont des échos multiples des différentes discontinuités d'impédances rencontrées. Leurs signes sont négatifs ou positifs selon le type de discontinuité d'impédance.

Pour faciliter l'analyse du réflectogramme, la stratégie la plus simple est la comparaison différentielle entre la mesure et une référence. Cette dernière est acquise et mémorisée à partir d'un réseau sain. Nous proposons de sauvegarder uniquement la position des échos les plus significatifs du réflectogramme. Cela évite de mémoriser tous les échantillons du réflectogramme et donc, de gagner en termes de temps de calcul et de capacité de stockage (espace mémoire). Chaque réflectomètre doit appliquer une soustraction entre le réflectogramme obtenu dans le cas défectueux et celui obtenu dans le cas sain. Ce traitement évite généralement les différentes réflexions dues aux ramifications du réseau.

Afin d'identifier les défauts non francs caractérisés par de faibles amplitudes, nous utilisons des seuils de détection qui peuvent être représentés par une décroissance exponentielle en fonction du coefficient d'atténuation (α) du câble comme suit :

$$\begin{aligned} \text{seuil positif} &= \frac{A_{min} e^{-2 \alpha x}}{1 - \Gamma_0^2} \\ \text{seuil négatif} &= - \frac{A_{min} e^{-2 \alpha x}}{1 - \Gamma_0^2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

où $x \in [0 L]$, L est la longueur maximale du câble à partir du point d'injection ; $A_{min} = 4 \cdot 10^{-3}$ est le seuil minimum de détection du capteur, $(1 - \Gamma_0^2)$ est le terme de compensation des pertes de couplage entre le capteur et le réseau sous test. Le coefficient de réflexion Γ_0 est calculé comme suit :

$$\Gamma_0 = (Z_c - Z_s) / (Z_c + Z_s) \quad (3.3)$$

où Z_s , l'impédance du capteur de diagnostic et Z_c , l'impédance caractéristique du câble.

Finalement, bien que la réflectométrie permette de connaître la distance séparant le point d'injection et le défaut, l'identification de la ligne défectueuse reste incertaine. Cette dernière peut être identifiée par une unité centrale de calcul qui combine les informations collectées à partir de différents réflectomètres. On parle ici de la fusion des réflectomètres. C'est l'objet des sections suivantes.

3.3.2 Algorithme d'identification de la branche défectueuse

Dans ce paragraphe, nous présentons un algorithme permettant de localiser le défaut dans un réseau filaire complexe. La Figure 3.3 représente un réseau complexe surveillé par plusieurs capteurs qui sont placés de manière optimale aux extrémités des branches (en bleu). Le réseau est constitué de plusieurs nœuds noté $J_k, k \in \{1, 2, \dots, N_j\}$, où N_j , le nombre de jonctions. Chaque nœud possède plusieurs branches notées $B_i^{J_k} i \in \{1, 2, \dots, N_b\}$, où N_b , le nombre de branches sur le nœud

J_k . Un défaut « d » est placé sur la branche $B_4^{J_3}$. Le capteur sur la branche $B_i^{J_3}$ mesure une distance d_i^3 entre sa position et le défaut « d », et celui sur la branche $B_i^{J_2}$ renvoie la valeur d_i^2 . Chaque capteur effectue son propre diagnostic et applique un post-traitement (décrit dans la section précédente) pour faciliter l'analyse du réflectogramme et détecter le défaut. Les capteurs sur les branches $B_i^{J_3}$ identifient deux branches ambiguës : $B_4^{J_3}$ et J_2J_3 . Pour éliminer cette ambiguïté, nous faisons appel au capteur $B_2^{J_2}$ du nœud J_2 . On sait que :

- Le défaut « d » appartient à $J_3B_i^{J_3}$ si et seulement si $d_i^3 \leq J_3B_i^{J_3}$.
- De même « d » appartient à $J_2B_i^{J_2}$ si et seulement si $d_i^2 \leq J_2B_i^{J_2}$.
- Sinon, « d » appartient à J_2J_3 ou à une branche qui n'a pas de capteur, soit $B_1^{J_2}$ ou $B_4^{J_3}$.

Pour lever l'ambiguïté et identifier la ligne défectueuse, la Figure 3.4 décrit un algorithme de détection et de localisation du défaut. Par la suite, le réseau complexe est modélisé sous forme d'un graphe pour automatiser la localisation et faciliter la recherche dans une structure arborescente. Cela facilite et automatise la mise en œuvre de l'algorithme dans un système de diagnostic.

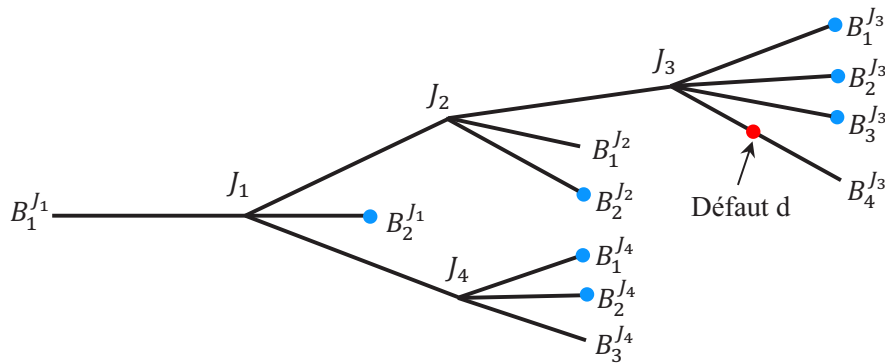


Figure 3.3 : Réseau filaire de topologie complexe.

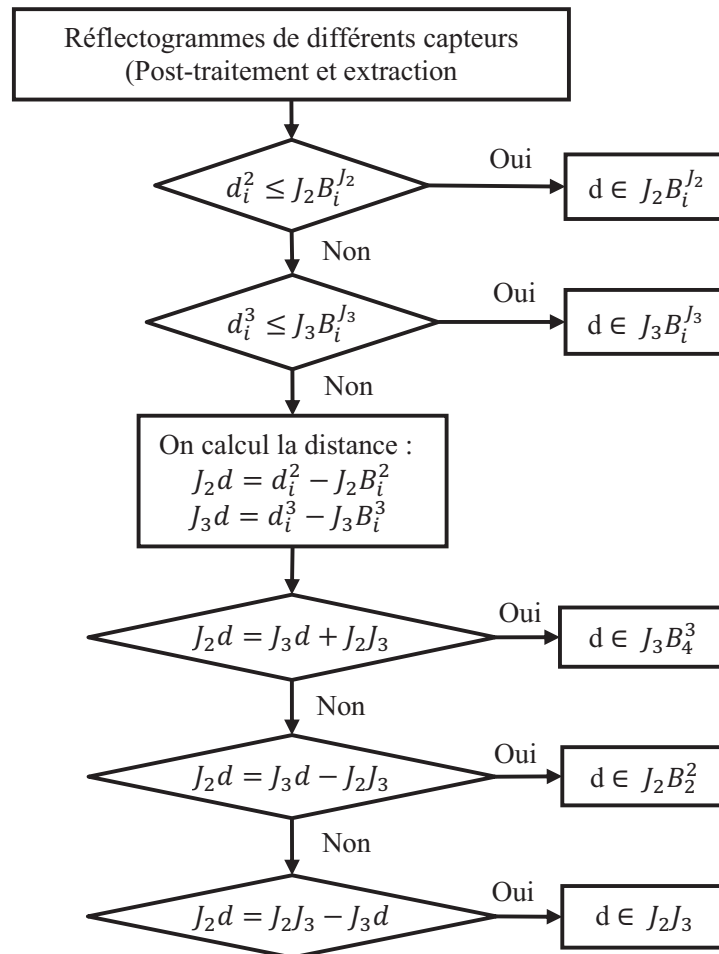


Figure 3.4 : Algorithme de détection et localisation du défaut dans un réseau de topologie complexe

3.4 Méthode combinant la réflectométrie avec la théorie des graphes

Dans cette section, nous proposons une méthode permettant d'automatiser la détection et la localisation du défaut (franc et non franc) dans un réseau complexe. Cette méthode est basée sur la combinaison de la réflectométrie distribuée et de la théorie des graphes. Cette dernière constitue un outil puissant d'investigation des structures combinatoires complexes. Elle permet de représenter le réseau filaire sous forme d'un graphe. Plusieurs algorithmes de la théorie des graphes seront appliqués afin d'effectuer une recherche dans une structure arborescente. Nous mettrons en avant les principaux avantages qui sont la représentation d'un réseau filaire sous forme de graphe, et la modélisation de la connexion entre les différents nœuds dans une matrice de connexion facilitant ainsi l'identification de la branche défectueuse et la localisation des défauts.

3.4.1 Théorie des graphes

La théorie des graphes [83] est développée dans diverses disciplines telles que la chimie, la biologie et les sciences sociales. Les algorithmes élaborés par cette théorie ont de nombreuses applications dans tous les domaines liés à la notion de réseau (réseau social, réseau informatique, télécommunications, etc.) et dans bien d'autres domaines tels que la génétique. La théorie des graphes est une représentation mathématique d'un réseau qui décrit la relation entre les lignes et les points [84], [85]. De manière générale, un graphe permet de représenter la structure et les connexions d'un ensemble complexe en exprimant les relations entre ses éléments : réseau de communication, réseaux routiers, circuits électriques, etc. Le graphe constitue ainsi un outil mathématique qui permet la modélisation des différents problèmes en se ramenant à l'étude de sommets et d'arcs [86], [87]. Un graphe fini $G = (V, E)$ est défini par l'ensemble fini $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ dont les éléments sont appelés *sommets* (*Vertices* en anglais), et par l'ensemble fini $E = \{e_1, e_2, \dots, e_m\}$ dont les éléments sont appelés *arêtes* (*Edges* en anglais). Une arête e de l'ensemble E est définie par une paire non ordonnée de sommets, appelés les extrémités de e . Si l'arête e relie les sommets a et b , on dira que ces sommets sont *adjacents*, ou *incidents* avec e . On appelle *ordre* d'un graphe le nombre de sommets n de ce graphe.

3.4.2 Représentation du réseau filaire sous forme d'un graphe

Un réseau filaire complexe peut être représenté par un graphe $G = (V, E)$ non orienté, où V est l'ensemble des nœuds de G et E est l'ensemble des arêtes. Les charges, jonctions et réflectomètres peuvent être identifiés comme les nœuds " V ", et les arêtes E représentent l'existence d'une liaison, typiquement un canal (câble électrique) entre les différents nœuds associés. Un réseau filaire peut être modélisé par la théorie des graphes en utilisant une matrice de connexion $m = \{a_{ij}\}$, également appelée matrice d'adjacence, où les éléments a_{ij} définissent la connectivité du réseau. La matrice m est une matrice carrée ayant pour taille le nombre de sommets du graphe G . Le couple (i, j) désigne l'intersection de la ligne i et de la colonne j . La matrice d'adjacence est symétrique dans le cas d'un graphe non orienté, les lignes et les colonnes représentent les sommets du graphe. Les poids sur les arêtes sont des longueurs entre les extrémités des arêtes. Une longueur l_{ij} d'une ligne à la position (i, j) signifie que le sommet i est adjacent au sommet j . La matrice est définie par :

$$a_{ij} = \begin{cases} l_{ij} & \text{si } (v_i, v_j) \in E \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.4)$$

La Figure 3.5 représente le synoptique d'un système distribué pour le diagnostic de défauts électriques au sein d'un réseau filaire complexe. Ce réseau peut être représenté par une matrice d'adjacence $(n \times n)$ où n est le nombre de nœuds dans le réseau. La matrice est symétrique dont l'élément non diagonal a_{ij} vaut la longueur de la branche liant le sommet N_i au sommet N_j .

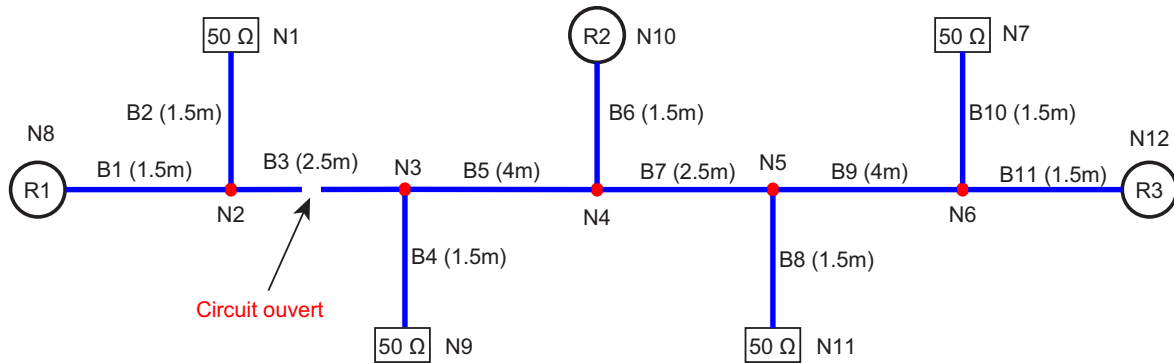


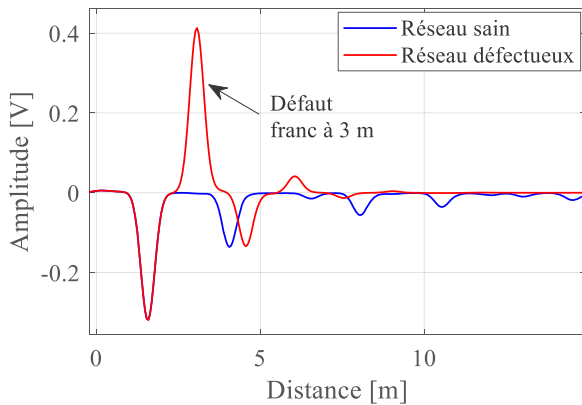
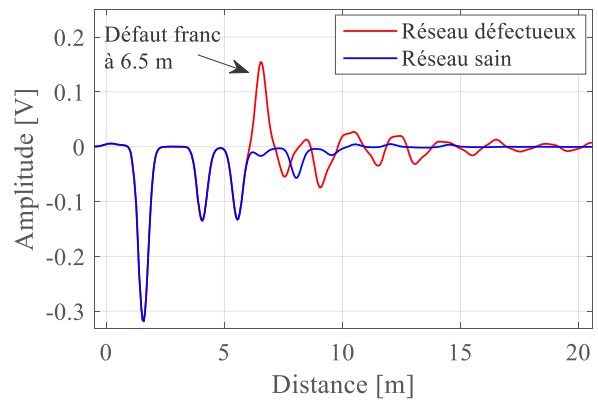
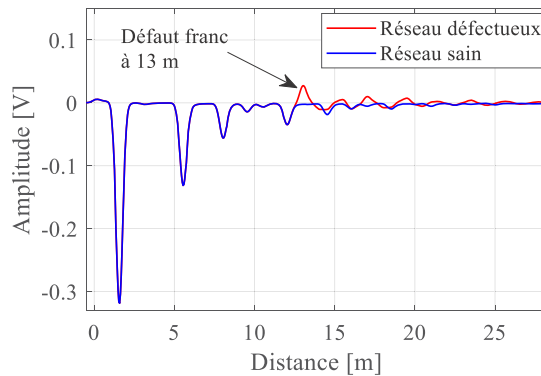
Figure 3.5 : Réseau filaire complexe.

$$m = \begin{matrix} & \begin{matrix} N_1 & N_2 & N_3 & N_4 & N_5 & N_6 & N_7 & N_8 & N_9 & N_{10} & N_{11} & N_{12} \end{matrix} \\ \begin{matrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \\ N_5 \\ N_6 \\ N_7 \\ N_8 \\ N_9 \\ N_{10} \\ N_{11} \\ N_{12} \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.5 & 0 & 2.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.5 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 & 2.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.5 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (3.5)$$

L'idée principale est de représenter le réseau filaire complexe par un graphe avec des nœuds et des arêtes. Ensuite, une matrice de connexion donne une représentation mathématique du réseau filaire. Les différents algorithmes de la théorie des graphes peuvent être appliqués afin d'effectuer une recherche dans une structure arborescente. Cette recherche nous permettra d'identifier les branches défectueuses et de localiser les défauts avec une bonne précision dans un réseau filaire de topologie complexe. Cette nouvelle méthode proposée a fait l'objet d'une publication dans une conférence internationale [88].

3.4.3 Localisation d'un défaut franc sur un réseau complexe

Nous prenons l'exemple du réseau complexe de la Figure 3.5, le réseau est composé de 11 branches $B_i \ i \in \{1, 2, \dots, 11\}$ de mêmes caractéristiques (câbles coaxiaux). Le réseau est surveillé par plusieurs réflectomètres $R_i \ i \in \{1, 2, 3\}$ adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne $Z_c = 50\Omega$. Chaque réflectomètre injecte un signal de test MCTDR dont la gamme de fréquences s'étend jusqu'à 200 MHz. Un circuit ouvert est observé au milieu de la branche B_3 .

Figure 3.6 : Réflectogramme de R_1 .Figure 3.7 : Réflectogramme de R_2 .Figure 3.8 : Réflectogramme de R_3 .

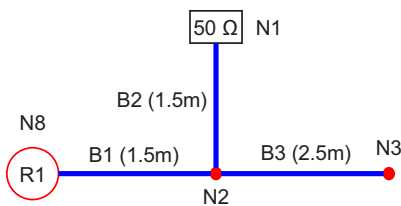
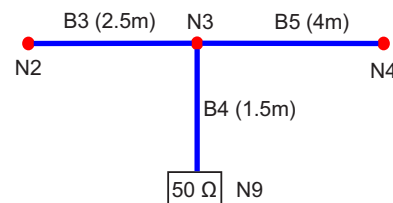
Les figures Figure 3.6, Figure 3.7, et Figure 3.8 montrent les réflectogrammes simulés des réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 , respectivement. Certes, le réflectomètre R_1 a localisé la présence d'un défaut à une distance de 3 m du point d'injection, mais il ne peut pas déterminer si le défaut est présent sur la branche B_2 ou la branche B_3 . Dans ce cas, on peut parler d'ambiguïté de localisation du défaut. Il en est de même pour le réflectomètre R_2 qui ne peut pas définir précisément la position du défaut détecté à une distance de 6.5 m du point d'injection. Le défaut peut être soit sur la branche B_3 , B_4 ou même B_9 . Il y a également une ambiguïté de localisation du défaut sur la branche B_3 ou B_4 pour le réflectomètre R_3 . Pour résumer, les branches ambiguës sont alors : B_2 , B_3 , B_4 et B_9 .

Pour lever l'ambiguïté de localisation du défaut dans le réseau, la combinaison de données entre les réflectomètres est nécessaire. Cette combinaison est réalisée en représentant le réseau filaire sous forme d'une matrice de connexion, et en appliquant ainsi les différents algorithmes de la théorie des graphes. Parmi ces algorithmes nous citons :

- 1) Le parcours en largeur (en anglais Breadth First Search (BFS)) [89] est un algorithme qui permet le parcours d'un graphe en calculant les distances de tous les nœuds accessibles dans un graphe depuis le nœud source (position d'un capteur).

- 2) L'algorithme de Dijkstra [90] sert à résoudre le problème du plus court chemin, il permet de calculer les plus courts chemins à partir d'une source (capteur) vers tous les autres sommets dans un graphe.
- 3) L'algorithme du plus proche voisin (en anglais Nearest Neighbor algorithm) [91].

Pour identifier la branche défectueuse, l'idée principale est de rechercher les deux nœuds sur lesquels la branche défectueuse est connectée. En effet, à partir d'un seul capteur nous sommes capables d'identifier un premier nœud noté N_i connecté sur la ligne défectueuse. Sur la base de cette information et en utilisant la matrice de connexion, nous pouvons simplifier le réseau complexe en n'ayant que des nœuds connectés au nœud N_i . Cela peut être fait en utilisant les valeurs de $i^{\text{ème}}$ ligne de la matrice m . Dans l'exemple de la Figure 3.5, le capteur R_1 détecte le défaut à une distance de 3 m de sa position (Figure 3.6), le nœud N_2 est donc sélectionné comme le premier nœud connecté à la ligne défectueuse. Le réseau simplifié est illustré à la Figure 3.9, il peut être modélisé en utilisant les valeurs de la 3^{ème} ligne de la matrice de connexion, comme indiqué dans l'équation (3.5).

Figure 3.9 : Réseau simplifié de R_1 .Figure 3.10 : Réseau simplifié de R_2 .

À partir du capteur R_2 , nous cherchons à trouver le deuxième nœud connecté à la ligne défectueuse. En observant le réflectogramme de R_2 (Figure 3.7), le défaut est localisé à une distance de 6.5 m du point d'injection, nous pouvons donc identifier le nœud N_3 comme le deuxième nœud connecté à la ligne défectueuse. Le réseau simplifié de la Figure 3.10 peut être modélisé en utilisant les valeurs de la 3^{ème} colonne correspondant au nœud N_3 de la matrice de connexion (3.5). Enfin, l'intersection entre les 2 sélections (ligne et colonne) de la matrice de connexion représente la branche défectueuse, comme le montre l'équation (3.5). Par conséquent, la branche B_3 est identifiée comme défectueuse.

3.4.4 Localisation d'un défaut non franc sur un réseau complexe

Dans cette section, nous considérons maintenant le réseau complexe décrit dans la Figure 3.5. On considère la présence de deux défauts non francs d_1 et d_2 , de longueur 5 cm, sur les branches B_4 et B_5 respectivement, avec une variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique de $\Delta Z_c = 20\%$. Ils sont situés respectivement à une distance de 4.5 m et 6 m du

réflectomètre R_1 . Les réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 injectent simultanément leurs signaux de diagnostic pour effectuer des mesures de réflectométrie. Le problème d'interférence entre les réflectomètres peut être résolu en utilisant la méthode des moyennes sélectives [10] présentée dans la section 2.4.2 du chapitre 2.

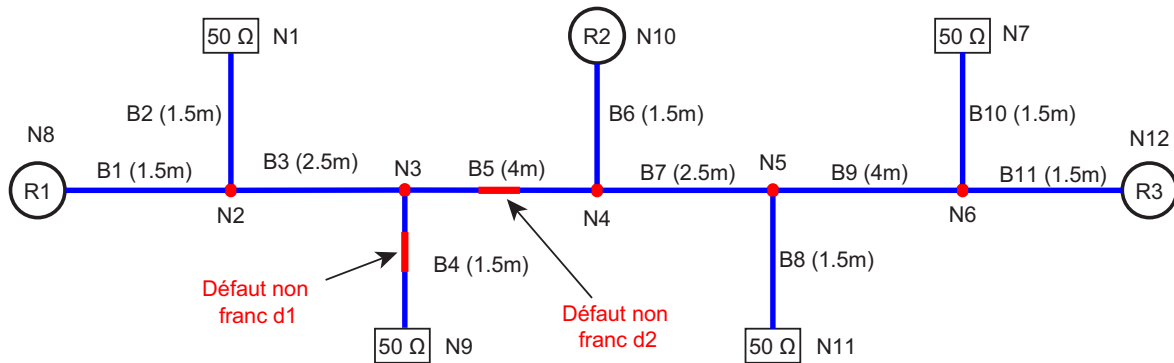


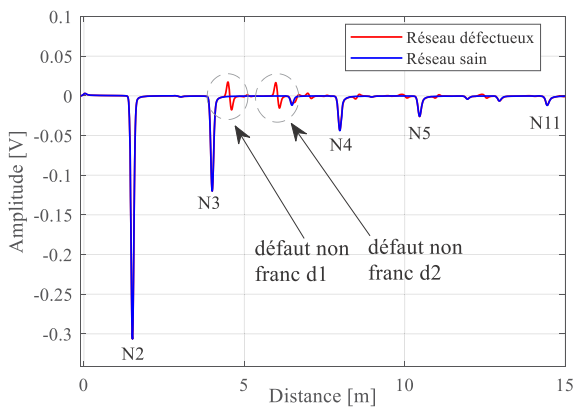
Figure 3.11 : Réseau filaire complexe affecté par deux défauts non francs.

Les figures Figure 3.12, Figure 3.13 et Figure 3.14 montrent les réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 , respectivement. Ils sont obtenus en injectant des signaux de test MCTDR dont la gamme de fréquences s'étend jusqu'à 1 GHz. Le post-traitement appliqué au réflectogramme de chaque capteur facilite la détection et la localisation d'un ou plusieurs défauts non francs dans le réseau. Les deux premiers pics négatifs sur le réflectogramme de la Figure 3.12 (a) correspondent aux jonctions N_2 et N_3 à une distance de 1.5 m et 4 m, respectivement. Ensuite, deux défauts non francs d_1 et d_2 sont détectés à une distance de 4.5 m et 6 m, respectivement. En observant le réflectogramme, le défaut d_2 est localisé sur la branche B_5 , alors que le défaut d_1 peut être localisé sur la branche B_4 ou B_5 . De même, le réflectomètre R_2 (Figure 3.13) détecte la présence de deux défauts non francs d_2 et d_1 à une distance de 3.4 m et 6 m, respectivement. Le défaut d_2 peut-être positionné sur la branche B_5 ou B_7 et le défaut d_1 sur la branche B_3 , B_4 ou encore B_9 . Le réflectomètre R_3 a réussi à détecter la présence d'un seul défaut non franc d_2 à une distance de 10 m comme le montre la Figure 3.14, il peut être localisé sur la branche B_5 ou B_6 . Le défaut d_1 n'est pas détecté par R_3 à cause de l'atténuation du signal de test après 4 jonctions d'une part et de la faible amplitude du défaut non franc d'autre part. Pour résumer, les branches ambiguës sont alors : B_3 , B_4 et B_5 pour le défaut d_1 , et B_5 , B_6 et B_7 pour le défaut d_2 . On peut constater que les ramifications peuvent conduire à des ambiguïtés liées à la localisation des défauts. Ces ambiguïtés ne font que s'aggraver dans le cas d'un réseau complexe affecté par plusieurs défauts non francs qui peuvent être "noyés" dans les différents échos du signal injecté.

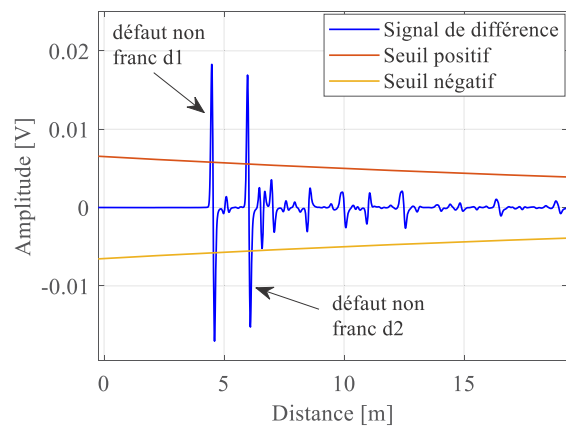
Pour surmonter cette limitation, nous utilisons la fusion d'informations entre les réflectomètres distribués. Celle-ci peut être réalisée en utilisant la matrice de connexion ainsi que les différents

algorithmes de la théorie des graphes. Pour identifier la ligne défectueuse, nous appliquons l’algorithme présenté dans la section précédente, où chaque défaut doit être détecté par au moins deux capteurs. Ensuite, nous recherchons les deux nœuds qui sont connectés à la ligne défectueuse. Enfin, l’intersection entre la ligne et la colonne de la matrice de connexion représente la ligne défectueuse. L’équation (3.6) montre que la branche B_4 et B_5 sont défectueuses. On remarque que grâce à la théorie des graphes, nous avons réussi à combiner les données entre les réflectomètres, et à localiser les défauts non francs sans ambiguïté malgré la complexité du réseau.

$$m = \begin{matrix} & \begin{matrix} N_1 & N_2 & N_3 & N_4 & N_5 & N_6 & N_7 & N_8 & N_9 & N_{10} & N_{11} & N_{12} \end{matrix} \\ \begin{matrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \\ N_5 \\ N_6 \\ N_7 \\ N_8 \\ N_9 \\ N_{10} \\ N_{11} \\ N_{12} \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.5 & 0 & 2.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.5 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 & 2.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.5 & 0 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (3.6)$$

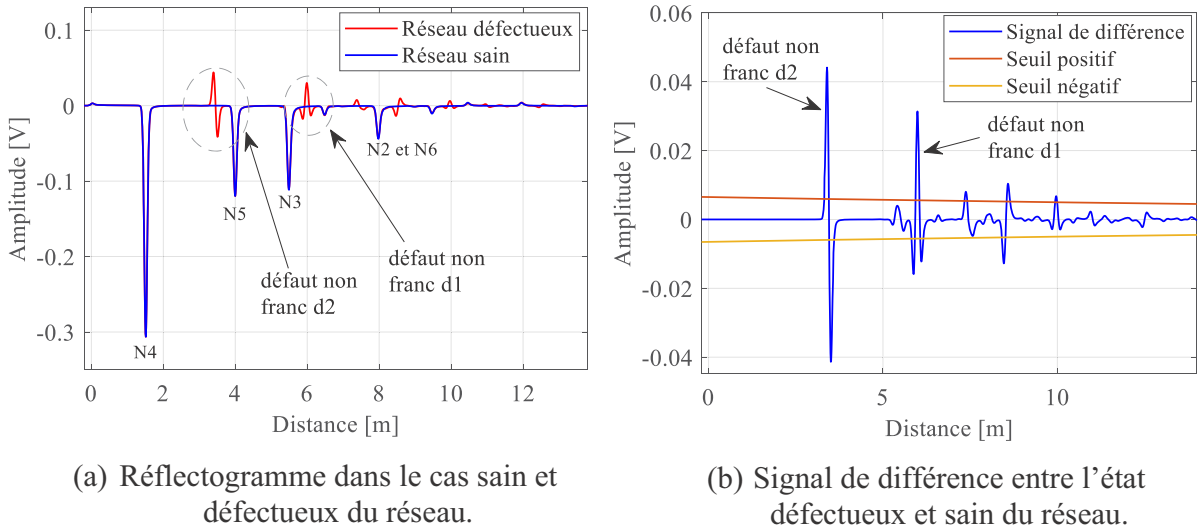
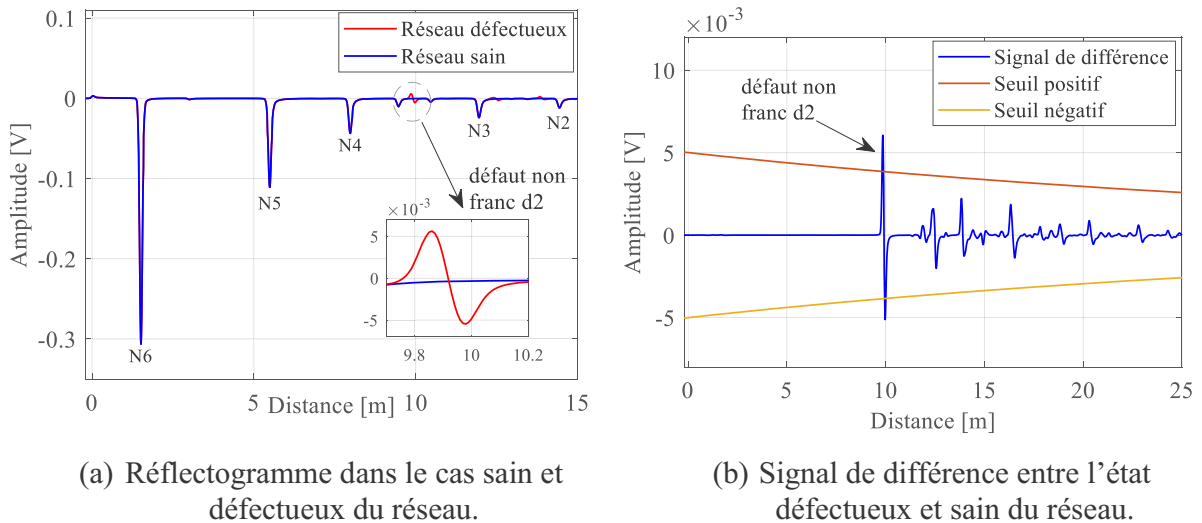


(a) Réflectogramme dans le cas sain et défectueux du réseau.



(b) Signal de différence entre l’état défectueux et sain du réseau.

Figure 3.12 : Réflectogramme de R_1 .

Figure 3.13 : Réflectogramme de R_2 .Figure 3.14 : Réflectogramme de R_3 .

En résumé, pour identifier la branche défectueuse dans un réseau filaire complexe, le défaut (franc ou non franc) doit être détecté et confirmé par plusieurs réflectomètres, le diagnostic comprend les étapes suivantes :

- Représenter le réseau filaire complexe par un graphe et modéliser la distance entre les nœuds dans une matrice de connexion comme indiqué dans l'équation (3.5).
- Injecter les signaux de diagnostic en plusieurs extrémités du réseau.
- Analyser les réflectogrammes obtenus (réflectogramme différentiel, seuils de détection, etc.) afin d'identifier les échos de défauts.

- (d) Identifier un premier nœud noté N_i connecté à la ligne défectueuse en utilisant le réflectogramme du premier capteur et les différents algorithmes de la théorie des graphes. Le réseau peut être simplifié en sélectionnant les branches connectées au nœud N_i à la $i^{\text{ième}}$ ligne de la matrice de connexion m .
- (e) Identifier un deuxième nœud noté N_j connecté à la ligne défectueuse en utilisant le réflectogramme du deuxième capteur et les différents algorithmes de la théorie des graphes. Le réseau peut être simplifié en sélectionnant les branches connectées au nœud N_j à la $j^{\text{ième}}$ ligne de la matrice de connexion m .
- (f) L'intersection entre $i^{\text{ième}}$ ligne et $j^{\text{ième}}$ colonne de la matrice de connexion indique la branche défectueuse.

3.5 Localisation du défaut en utilisant l'amplitude du signal réfléchi

Pour une meilleure couverture, le réseau complexe est surveillé par plusieurs réflectomètres R_j , $j \in \{1, 2, \dots, N_r\}$ où N_r représentent le nombre de réflectomètres. Chaque réflectomètre R_j mesure la distance et l'amplitude de l'écho du défaut détecté. La distance est utilisée pour identifier les branches ambiguës, et l'amplitude donne une indication sur la présence d'un défaut sur une branche. L'identification des branches ambiguës dans le réseau est effectuée en utilisant la théorie des graphes. Ensuite, chaque réflectomètre R_j se verra attribuer un vecteur d'informations incluant les indications de présence du défaut sur les branches, notées $A_{B_k}^{R_j}$. L'ensemble d'informations peut être représenté dans une matrice comme suit :

$$m = \begin{matrix} & B_1 & B_2 & \dots & B_{N_b} \\ \begin{matrix} R_1 \\ \vdots \\ R_2 \\ \vdots \\ R_{N_s} \end{matrix} & \begin{pmatrix} A_{R_1}^{B_1} & A_{R_1}^{B_2} & \dots & A_{R_1}^{B_{N_b}} \\ A_{R_2}^{B_1} & A_{R_2}^{B_2} & \dots & A_{R_2}^{B_{N_b}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ A_{R_{N_s}}^{B_1} & A_{R_{N_s}}^{B_2} & \dots & A_{R_{N_s}}^{B_{N_b}} \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (3.7)$$

Ensuite, nous utilisons la fusion d'informations pour faciliter la prise de décision sur la localisation du défaut. Pour cela, nous combinons les informations des N_r réflectomètres sur les vecteurs colonnes de la matrice. La combinaison se fait dans une seule valeur notée $A(D_{B_k}/R_1, R_2)$ en utilisant la formule (3.8) [92] qui combine les données de deux réflectomètres indépendants :

$$A(D_{B_k}/R_1, R_2) = \frac{a_1 a_2}{a_1 a_2 + (1 - a_1)(1 - a_2)}$$

$$\begin{cases} a_1 = a_1 + k \\ a_2 = a_2 + k \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k = 0.5, & \text{si } a_1, a_2 < 0.5 \\ k = 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.8)$$

où $a_n = A(D_{B_k}/R_n)$ est l'amplitude du défaut détecté par le réflectomètre R_n sur la branche B_k ; $a_1 = A_{B_k}^{R_1}$ et $a_2 = A_{B_k}^{R_2}$, cela signifie que a_1 et a_2 sont d'abord calculés. Ensuite, ils sont immédiatement fusionnés pour obtenir $A(D_{B_k}/R_1, R_2)$. Puis, $A(D_{B_k}/R_1, R_2)$ et $A_{B_k}^{R_3}$ sont fusionnés pour obtenir $A(D_{B_k}/R_1, R_2, R_3)$ et ainsi de suite.

Enfin, l'amplitude $A(D_{B_k}/R_1, \dots, R_{N_s})$ compile les informations collectées par les différents réflectomètres. La branche qui représente la plus grande valeur de combinaison sera considérée comme défectueuse.

3.5.1 Application de la méthode sur un réseau filaire complexe

Pour valider l'approche proposée, nous l'avons testée expérimentalement sur un réseau filaire à double jonction composé de câbles coaxiaux (50Ω) comme le montre la Figure 3.15. Le réseau est diagnostiqué par deux réflectomètres R_1 et R_2 . Les réflectomètres et les extrémités du réseau sont adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne ($Z_c = 50 \Omega$). Le réseau est affecté par deux défauts non francs d_1 et d_2 . d_1 est situé sur la branche B_3 à 0.5 m de la jonction J_1 , d_2 est sur la branche B_4 à 0.5 m de la jonction J_2 . Les défauts non francs sont représentés par une variation locale, d'une longueur $\Delta L = 3 \text{ cm}$, de l'impédance caractéristique de la ligne : $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ ($20\% < \Delta Z_c < 25\%$).

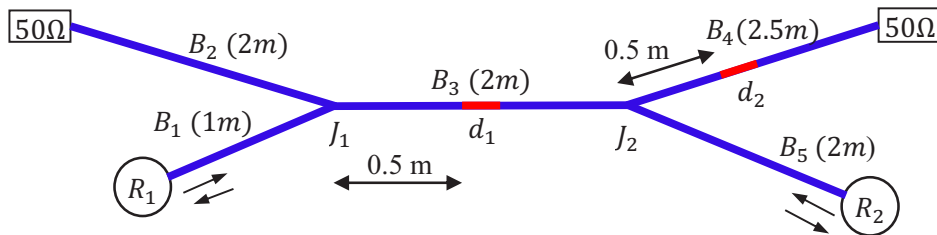


Figure 3.15 : Réseau filaire complexe affecté par deux défauts non francs.

Les mesures de réflectométrie TDR ont été effectuées en injectant une impulsion gaussienne de largeur de bande 4 GHz dans les ports de test du réseau. La réponse TDR est récupérée par un analyseur de réseau vectoriel VNA (Vector Network Analyzer), couvrant une gamme de fréquences de 300 kHz à 6 GHz. La réponse TDR dans le domaine temporel du réseau testé est obtenue en appliquant une transformée de Fourier inverse (IFFT) à la réponse mesurée dans le domaine fréquentiel. La configuration expérimentale est illustrée dans la mise en œuvre de la Figure 3.16. Les réflectogrammes de la Figure 3.17 (a) et (b) correspondent au réseau présenté dans la Figure 3.15. Ils montrent une bonne concordance entre les résultats numériques et expérimentaux pour les réponses TDR du réseau sain.

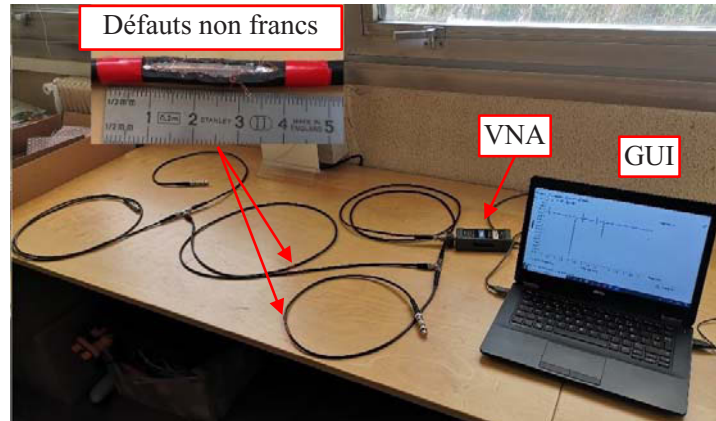


Figure 3.16 : Implémentation du réseau de la Figure 3.15 en utilisant des câbles coaxiaux connectés au VNA pour effectuer la mesure TDR.

La Figure 3.18 (a) montre le réflectogramme obtenu par R_1 . La première réflexion correspond à la désadaptation d'impédance entre le réflectomètre et le réseau sous test. Les impulsions négatives correspondent aux jonctions situées à 1 m et 3 m du point d'injection. Les défauts non francs d_1 et d_2 sont détectés respectivement à 1.53 m et 3.54 m du capteur R_1 (Figure 3.18 (b)). Le défaut d_1 peut être localisé sur la branche B_2 ou B_3 , et le défaut d_2 sur la branche B_4 ou B_5 . On peut dire qu'il y a une ambiguïté dans la localisation des défauts dans ce cas. Le réflectomètre R_2 de son côté localise les défauts d_1 à 2.52 m et d_2 à 3.51 m (Figure 3.19). Les deux défauts peuvent être localisés sur la branche B_3 ou B_4 . Pour résumer, B_2, B_3 sont les branches ambiguës pour le défaut d_1 , et B_4, B_5 pour le défaut d_2 .

$$\begin{array}{ccc}
 & B_2 & B_3 & B_4 \\
 R_1 & (0.529 & 0.529 & 0.5) \\
 R_2 & (0.5 & 0.523 & 0.523) \\
 & \boxed{0.529} & \boxed{0.552} & \boxed{0.523}
 \end{array} \quad (3.9)$$

$$\begin{array}{ccc}
 & B_3 & B_4 & B_5 \\
 R_1 & (0.5 & 0.512 & 0.512) \\
 R_2 & (0.527 & 0.527 & 0.5) \\
 & \boxed{0.529} & \boxed{0.552} & \boxed{0.523}
 \end{array} \quad (3.10)$$

Les différentes amplitudes des défauts obtenues par chaque réflectomètre sont présentées dans une matrice, comme illustrée dans les équations (3.9) et (3.10) pour les défauts d_1 et d_2 respectivement. Les autres éléments de la matrice seront remplis avec 0.5 ce qui signifie que l'état de la branche est inconnu. De plus, en utilisant l'équation (3.8) pour fusionner $a_1 = 0.5$ et $a_2 = a$, $a \in [0,1]$, la valeur 0.5 ne changera pas la valeur numérique de l'amplitude [93].

$$A(D_{B_k}/R_1, R_2) = \frac{0.5 \cdot a}{0.5 \cdot a + (1 - 0.5)(1 - a)} = a \quad (3.11)$$

Enfin, on peut déduire que B_3 et B_4 sont les branches défectueuses, car elles représentent la combinaison la plus élevée. Après avoir localisé les défauts non francs en utilisant la méthode présentée ci-dessus, la section suivante est consacrée à la caractérisation de leurs impédances.

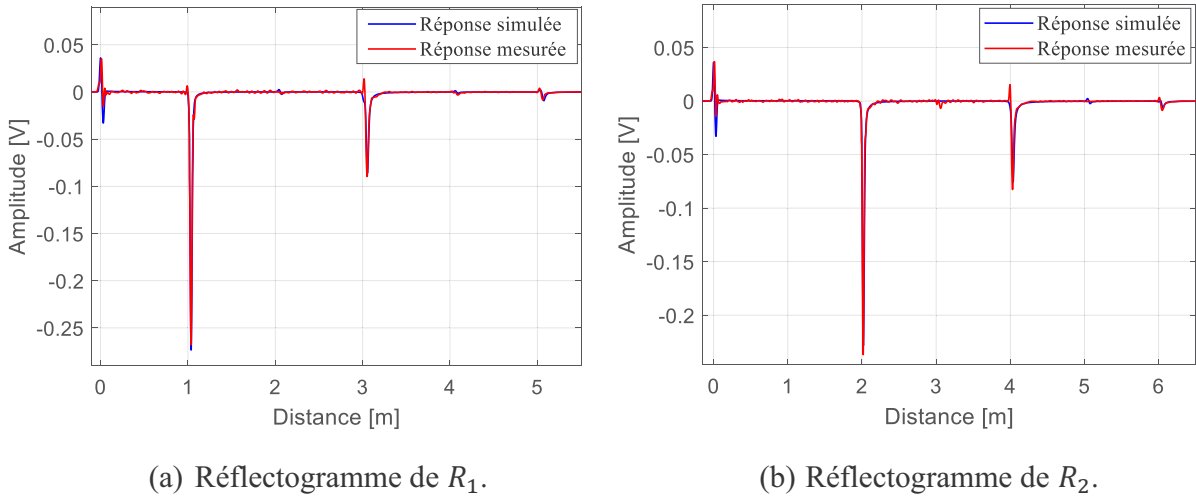


Figure 3.17 : Comparaison des réflectogrammes obtenus par mesure et simulation pour un réseau sain en Y-Y constitué de câbles coaxiaux.

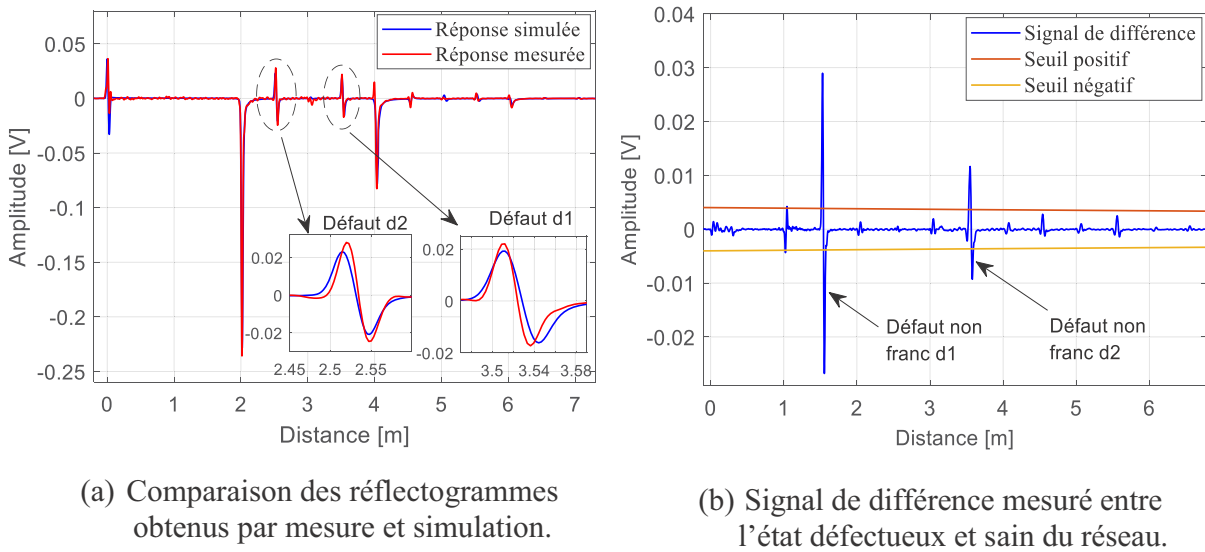
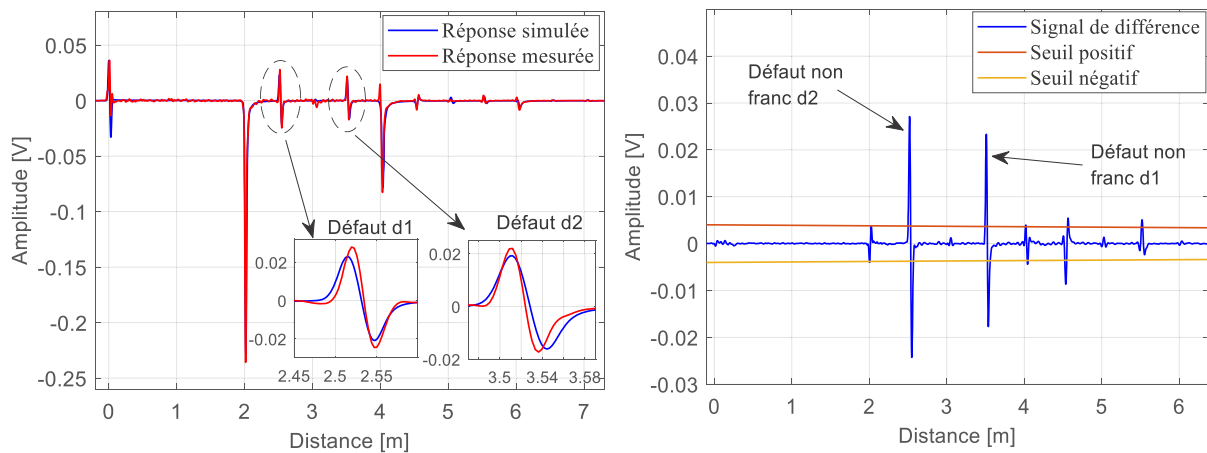


Figure 3.18 : Réflectogramme de R_1 pour un réseau défectueux en Y-Y constitué de câbles coaxiaux.



(a) Comparaison des réflectogrammes obtenus par mesure et simulation.

(b) Signal de différence mesuré entre l'état défectueux et sain du réseau.

Figure 3.19 : Réflectogramme de R_2 pour un réseau défectueux en Y–Y constitué de câbles coaxiaux.

3.6 Caractérisation du défaut

Dans cette section, nous proposons une méthode permettant de caractériser le défaut détecté dans le réseau. Elle consiste à utiliser l'onde réfléchi du signal injecté pour caractériser l'impédance du défaut. L'idée est de compenser l'atténuation subie par le signal de test lors de sa propagation du point d'injection à la position du défaut afin de trouver la bonne amplitude du coefficient de réflexion, et donc d'en déduire la valeur de l'impédance. Après avoir calculé les amplitudes des différents échos à la suite de l'injection d'un signal de test à l'entrée d'un réseau complexe, nous proposons de caractériser la sévérité (impédance) du défaut en utilisant les informations de capteurs distribués dans le réseau.

3.6.1 Réponse du câble

Le schéma de principe ci-dessous permet de retrouver les amplitudes des différents échos à la suite d'injection d'un signal de diagnostic à l'entrée du câble. La réponse du câble comprend les pertes de câble et toutes les discontinuités d'impédance rencontrées. La Figure 3.20 donne des informations sur le comportement de propagation du signal le long du câble (de longueur L et d'impédance caractéristique Z_c) et la quantité d'énergie retournée à la source.

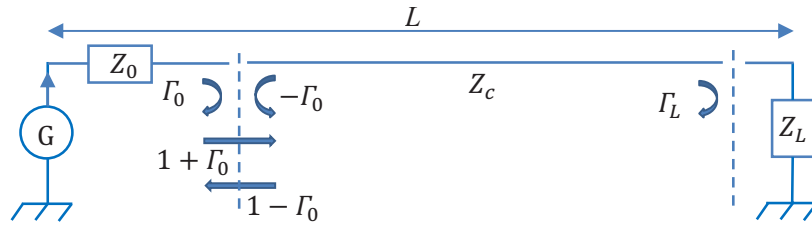


Figure 3.20 : Coefficients de transmissions et de réflexions dans le câble.

où Z_0 , l'impédance de source, Z_L , l'impédance de charge. Les coefficients de réflexion associés s'expriment :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \text{ et } \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (3.12)$$

Par souci de simplification, on suppose dans un premier temps que le câble est sans perte. Les différents échos présents sont les suivants :

- 1- Le premier écho correspond à la désadaptation entre la source et le câble. L'amplitude du premier pic est donc : $\rho_0 = \Gamma_0$
- 2- Le second écho résulte de la portion d'énergie qui a traversé l'interface source/câble, a rebondi sur la charge et a traversé l'interface câble/source. Son amplitude est donc :

$$\rho_1 = (1 + \Gamma_0) \Gamma_L (1 - \Gamma_0) = (1 - \Gamma_0^2) \Gamma_L$$

- 3- Le troisième écho a effectué le parcours source/câble – charge – source – charge – câble/source. Il s'écrit donc :

$$\rho_2 = (1 + \Gamma_0) \Gamma_L (-\Gamma_0) \Gamma_L (1 - \Gamma_0) = -\Gamma_0 (1 - \Gamma_0^2) \Gamma_L^2$$

- 4- Finalement on voit apparaître la relation au rang i :

$$\rho_i = (1 + \Gamma_0) \Gamma_L (-\Gamma_0) \dots \Gamma_L (1 - \Gamma_0) = (-\Gamma_0)^{i-1} (1 - \Gamma_0^2) \Gamma_L^i$$

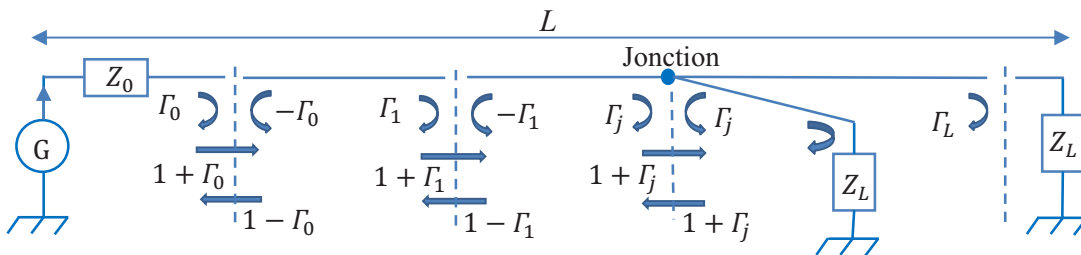


Figure 3.21 : Coefficients de transmissions et de réflexions dans un réseau à plusieurs discontinuités d'impédances.

Dans le cas où plusieurs discontinuités d'impédances (défauts et jonctions) présentes dans le réseau (Figure 3.21). L'amplitude devient :

$$\begin{aligned}\rho_1 &= (1 + \Gamma_0)(1 - \Gamma_0)(1 + \Gamma_1)(1 - \Gamma_1)(1 + \Gamma_j)(1 + \Gamma_j) \Gamma_L \\ &= (1 - \Gamma_0^2)(1 - \Gamma_1^2)(1 + \Gamma_j)^2 \Gamma_L\end{aligned}\quad (3.13)$$

L'équation (3.13) est obtenue en partant simplement de la formule de l'amplitude du second écho. En effet, les autres pics sont ceux de trajets multiples d'ordres supérieurs, ils sont négligés en raison de leurs faibles amplitudes. La relation d'amplitude au rang i est donnée comme suit :

$$\rho_i = \prod_{i,j} \Gamma_L (1 - \Gamma_i^2)(1 + \Gamma_j)^{2N_j} \quad (3.14)$$

où Γ_i et Γ_j sont les coefficients de réflexion de discontinuité d'impédance i et de jonction j , respectivement, $i \in \{1, 2, \dots, N_i\}$ and $j \in \{1, 2, \dots, N_j\}$, où N_i et N_j représentent le nombre de discontinuités d'impédances et de jonctions dans le réseau. En effet, l'amplitude de l'écho de fin de ligne dépend de tous les coefficients de réflexion précédents.

Si l'on ne néglige plus les pertes, il faut ajouter le terme $e^{-2\alpha L}$ qui représente l'atténuation de l'amplitude de l'onde au cours de sa propagation dans le réseau.

$$\rho_i = \prod_{i,j} \Gamma_L (1 - \Gamma_i^2)(1 + \Gamma_j)^{2N_j} e^{-2\alpha L} \quad (3.15)$$

Dans le cas d'un réseau complexe où toutes les branches sont du même type et adaptées par la même impédance, la réponse du réseau devient :

$$H(f) = \prod_{i,j} \Gamma_L (1 - \Gamma_i^2)(1 + \Gamma_j)^{2N_j} e^{-2\gamma L} \quad (3.16)$$

où γ est la constante de propagation dépendant de la fréquence et est donnée par :

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (3.17)$$

Le terme α (constante d'atténuation en Neper/m) caractérise l'atténuation de l'amplitude du signal lors de sa propagation dans la ligne. Le terme $j\beta$ (constante de phase en radians/m) correspond à la variation de la vitesse de propagation entre les différentes fréquences.

3.6.2 Estimation de l'impédance du défaut

La déformation du signal réfléchi peut être utilisée pour connaître la nature de la discontinuité d'impédance et estimer son impédance. Cependant, l'augmentation du nombre de jonctions dans un réseau complexe entraîne un nombre accru de réflexions du signal et, par suite, une augmentation de l'atténuation du signal lors de sa propagation. De plus, l'apparition d'un défaut va créer de nouvelles réflexions du signal et entraîner davantage son affaiblissement. Cette atténuation provoque une perte d'informations qui se traduit par la diminution de l'amplitude du signal réfléchi. Donc, une compensation de l'atténuation est nécessaire pour caractériser la sévérité du défaut.

La méthode proposée consiste à diagnostiquer le réseau complexe par plusieurs réflectomètres. Chaque réflectomètre effectue un diagnostic et fournit sa propre interprétation quant à la localisation et caractérisation du défaut. Le coefficient de réflexion d'un défaut est calculé par plusieurs capteurs présents sur le réseau. L'équation (3.18) permet de calculer l'amplitude de l'écho du défaut en compensant les pertes subies par le signal lors de sa propagation.

$$\Gamma_d = \frac{A_d e^{2\alpha l_d}}{(1 - \Gamma_0^2) \prod_{i,j} (1 - \Gamma_i^2)^2 (1 + \Gamma_j)^{2N_j}} \quad (3.18)$$

où A_d , l'amplitude mesurée de l'écho du défaut; l_d , la position du défaut; $e^{2\alpha l_d}$, représente la compensation des pertes introduites par le câble. $(1 - \Gamma_i^2)^2$ et $(1 + \Gamma_j)^{2N_j}$ représentent, respectivement, les termes de compensation d'atténuation dus aux discontinuités d'impédances et aux jonctions. On peut noter que le coefficient de transmission dans le défaut est négligé en raison de sa faible taille et sa valeur d'impédance qui est proche de celle du câble. Les coefficients de réflexions estimés par différents capteurs sont stockés dans un vecteur $\Gamma_d^{R_i} = \{\Gamma_d^{R_1}, \Gamma_d^{R_2}, \dots, \Gamma_d^{R_N}\}$, où N représente le nombre de capteurs.

Le défaut est caractérisé par plusieurs capteurs, et l'idée principale est d'attribuer un coefficient de confiance (pondération) noté $\beta^{(R_i)}$ à chaque capteur R_i en fonction de sa distance par rapport à la position du défaut. Ce coefficient est calculé en fonction du nombre de jonctions rencontrées par le signal incident entre le point d'injection et la position du défaut. Il est obtenu comme suit :

$$\beta^{(R_i)} = (1 + \Gamma_j)^{2N_j} \quad (3.19)$$

Γ_j , le coefficient de réflexion de la jonction; N_j , le nombre de jonctions rencontrées.

Les coefficients de confiance des différents capteurs sont stockés dans un vecteur $\beta^{(R_i)} = \{\beta^{R_1}, \beta^{R_2}, \dots, \beta^{R_N}\}$. Sachant que N capteurs fonctionnent simultanément pour localiser et caractériser un ou plusieurs défauts dans le réseau, le coefficient de réflexion du défaut estimé peut-être obtenu en calculant la moyenne après pondération des coefficients estimés de différents capteurs, comme suit :

$$\Gamma_d^{moyen} = \frac{\sum_{i=1}^N \beta^{(R_i)} \Gamma_d^{R_i}}{\sum_{i=1}^N \beta^{(R_i)}} \quad (3.20)$$

3.6.3 Résultats expérimentaux

Pour évaluer les performances de la méthode proposée, on s'appuie sur le réseau complexe de la Figure 3.15. Les défauts non francs d_1 et d_2 sont caractérisés par le coefficient de réflexion suivant :

$$\Gamma_d = (60 - 50)/(60 + 50) = 0.09 \quad (3.21)$$

Le coefficient de réflexion de chaque défaut est estimé par le réflectomètre R_1 comme suit :

$$\Gamma_{d_1}^{R_1} = \frac{A_d e^{2\alpha l_{d_1}}}{(1 - \Gamma_0^2)(1 + \Gamma_{j_1})^2} = 0.078 \quad (3.22)$$

$$\Gamma_{d_2}^{R_1} = \frac{A_d e^{2\alpha l_{d_2}}}{(1 - \Gamma_0^2)(1 + \Gamma_{j_1})^2(1 - \Gamma_{d_1}^2)(1 + \Gamma_{j_2})^2} = 0.082 \quad (3.23)$$

À partir du réflectomètre R_2 , ces coefficients sont estimés comme suit :

$$\Gamma_{d_1}^{R_2} = \frac{A_d e^{2\alpha l_{d_1}}}{(1 - \Gamma_0^2)(1 + \Gamma_{j_2})^2} = 0.079 \quad (3.24)$$

$$\Gamma_{d_2}^{R_2} = \frac{A_d e^{2\alpha l_{d_2}}}{(1 - \Gamma_0^2)(1 + \Gamma_{j_2})^2} = 0.083 \quad (3.25)$$

Les coefficients de réflexions moyens de deux défauts sont :

$$\Gamma_{d_1}^{moyen} = \frac{(2/3)^2 * 0.078 + (2/3)^2 * 0.079}{(2/3)^2 + (2/3)^2} = 0.0785 \quad (3.26)$$

$$\Gamma_{d_2}^{moyen} = \frac{(2/3)^4 * 0.082 + (2/3)^2 * 0.083}{(2/3)^4 + (2/3)^2} = 0.0827 \quad (3.27)$$

Enfin, les impédances estimées de deux défauts sont :

$$\Gamma_{d_1}^{moyen} = \frac{Z_{d_1_{est}} - Z_c}{Z_{d_1_{est}} + Z_c} \Rightarrow Z_{d_1_{est}} = 58.5\Omega \quad (3.28)$$

$$\Gamma_{d_2}^{moyen} = \frac{Z_{d_2_{est}} - Z_c}{Z_{d_2_{est}} + Z_c} \Rightarrow Z_{d_2_{est}} = 59\Omega \quad (3.29)$$

Les figures Figure 3.22 et Figure 3.23 montrent les réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 , respectivement. Chaque figure montre le signal différentiel calculé entre l'état défectueux et l'état sain du réseau avec et sans compensation d'atténuation. On remarque que nous avons réussi à retrouver la bonne amplitude du coefficient de réflexion du défaut en compensant l'atténuation subie par le signal. Cependant, cette amplitude peut varier d'un capteur à l'autre en fonction du nombre de jonctions et de la distance entre le défaut et le réflectomètre. Pour cela, nous calculons la moyenne des coefficients estimés par différents capteurs. Enfin, l'impédance du défaut est calculée comme le montre l'équation (3.28).

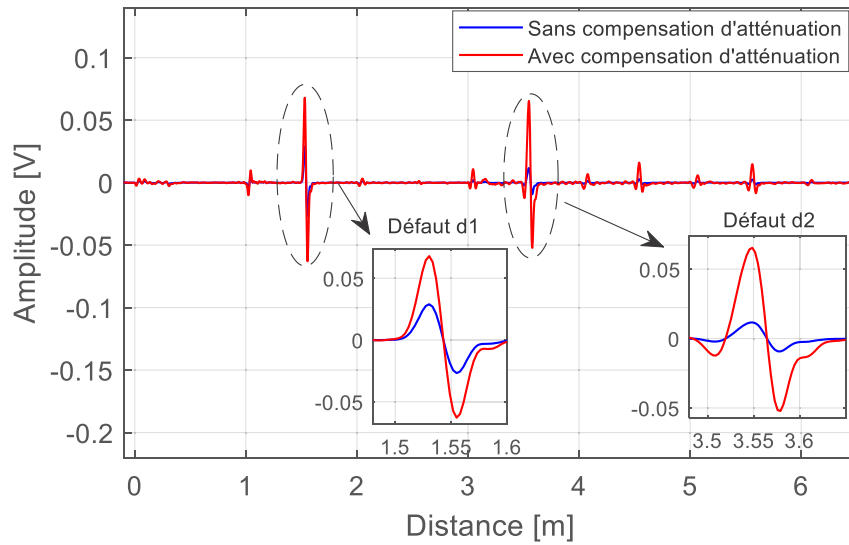


Figure 3.22 : Caractérisation des défauts non francs d_1 et d_2 par le réflectomètre R_1 .

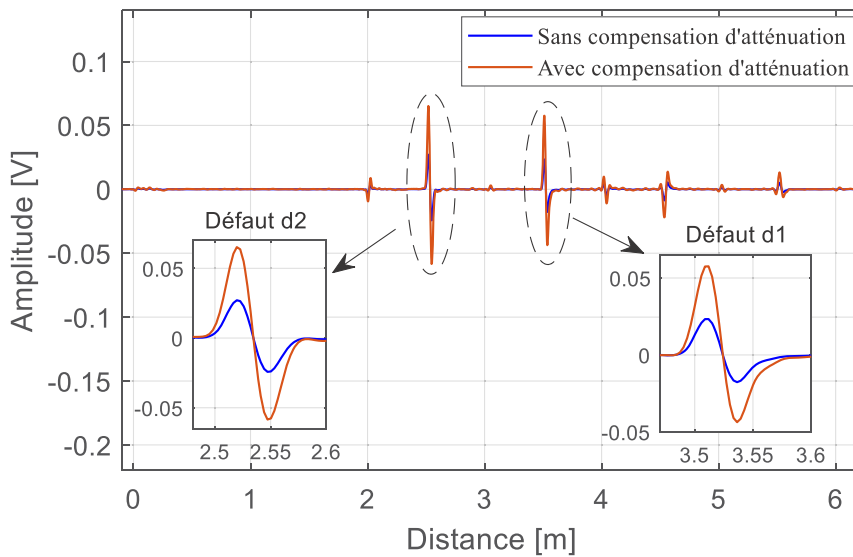


Figure 3.23 : Caractérisation des défauts non francs d_1 et d_2 par le réflectomètre R_2 .

Afin de valider l'efficacité de la méthode proposée, nous avons effectué une simulation en faisant varier l'impédance du défaut non franc Z_d de l'ordre de 15% à 35% par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne Z_c (Figure 3.24), l'impédance du défaut est obtenue par $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$. La Table 3.1 ci-dessous présente l'estimation de l'impédance du défaut non franc d_1 en fonction de la variation ΔZ_c . On peut remarquer que les résultats estimés sont en bon accord avec les valeurs de référence avec une erreur relative inférieure à 3%.

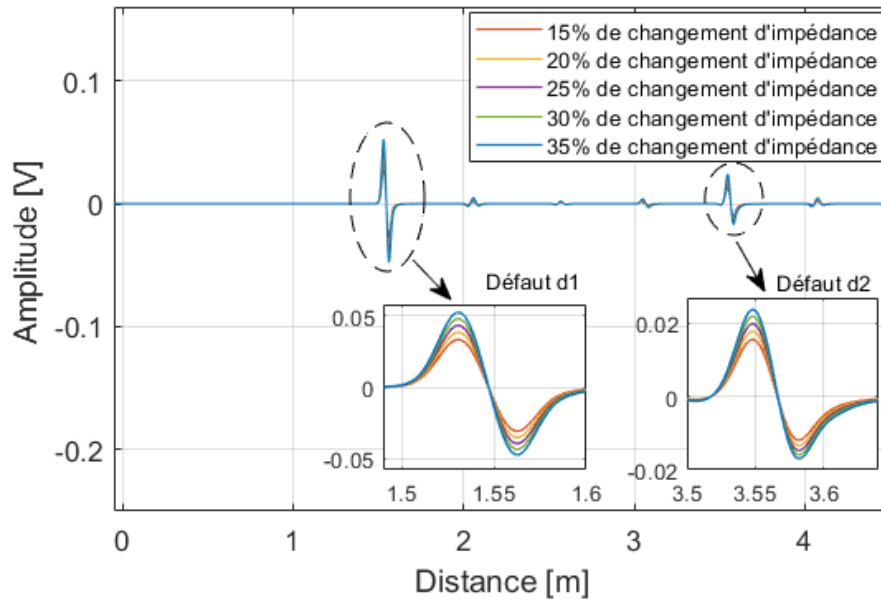


Figure 3.24 : Signal de différence entre l'état défectueux et sain du réseau obtenu par le réflectomètre R_1 .

	Impédance estimée (Ω)	Erreur relative (%)
$\Delta Z = 15\%$ $\Delta Z + Z_c = 57.5\Omega$	56	2.6
$\Delta Z = 20\%$ $\Delta Z + Z_c = 60\Omega$	58	3.3
$\Delta Z = 25\%$ $\Delta Z + Z_c = 62.5\Omega$	61	2.4
$\Delta Z = 30\%$ $\Delta Z + Z_c = 65\Omega$	63.6	2.1
$\Delta Z = 35\%$ $\Delta Z + Z_c = 67.5\Omega$	66.2	1.9

Table 3.1 : Impédance estimée du défaut non franc d_1 .

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé des méthodes de fusion de données qui visent à détecter, localiser et caractériser des défauts francs et non francs dans un réseau complexe. Le chapitre a souligné la difficulté d'analyser un réflectogramme correspondant à un réseau filaire complexe. Cette complexité est due à la multitude de branches du réseau et à l'effet des réflexions multiples entre jonctions et charges. Nous avons proposé des méthodes permettant de combiner les données entre différents réflectomètres distribués afin de lever les ambiguïtés quant à localisation des défauts.

Ensuite, une nouvelle méthode de compensation d'atténuation du signal a été proposée pour caractériser le défaut non franc. Le principe consiste à amplifier la signature réfléchie du défaut en compensant les pertes subies par le signal de test lors de sa propagation le long du réseau. Cela permet d'avoir une bonne précision de localisation du défaut dans le réseau et conduit à une estimation de sa valeur d'impédance. Pour une meilleure précision, le défaut non franc est caractérisé par plusieurs capteurs distribués. Les résultats numériques et expérimentaux réalisés sur un réseau réel ont démontré l'efficacité des méthodes proposées pour localiser et caractériser le défaut non franc dans un réseau ramifié.

Dans le chapitre suivant, nous proposerons d'autres méthodes de fusion des données de réflectomètres distribuées pour automatiser la détection, la localisation et la caractérisation de multiples défauts non francs dans un réseau complexe.

Chapitre 4

Fusion de réflectomètres pour identifier plusieurs défauts dans un réseau filaire complexe

Table des matières

4.1	Introduction	82
4.2	Rappel sur les algorithmes génétiques	83
4.2.1	Principe général.....	83
4.2.2	Les opérateurs génétiques	83
4.2.3	Les principales étapes de l'AG	84
4.3	Rappel sur les réseaux de neurones	85
4.3.1	Principe général.....	85
4.3.2	Réseaux de neurones artificiels MLP.....	86
4.3.3	Apprentissage du RN-MLP.....	87
4.4	Diagnostic de l'état d'un réseau filaire complexe	89
4.4.1	Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts francs	90
4.4.2	Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts non francs	95
4.5	Fusion des données des réflectomètres	99
4.5.1	Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-AG	100
4.5.2	Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-RN	112
4.5.3	Comparaison AG-RN.....	118
4.6	Conclusion.....	119

4.1 Introduction

En dépit de l'efficacité de la plupart des méthodes de diagnostic pour détecter et localiser un ou plusieurs défauts sur le réseau, elles restent limitées dans le cas d'un réseau ramifié. Dans ce dernier cas, le diagnostic utilisant un seul point de mesure ne peut pas couvrir l'ensemble du réseau et peut créer une ambiguïté lors de la localisation du défaut. La réflectométrie distribuée semble être une bonne solution.

L'objectif de ce chapitre est de montrer que la fusion de données entre des réflectomètres distribués permet de détecter et localiser avec précision les défauts (francs et non francs) dans un réseau filaire complexe. La fusion des réflectomètres assure une meilleure couverture du réseau et permet de centraliser les informations, ce qui facilite la prise de décision.

Dans la littérature, Smail et al. ont proposé de résoudre le problème d'une manière inverse [23]. Le terme « inverse » signifie pouvoir remonter aux paramètres utiles du défaut à partir de données d'observation (des mesures) obtenues du réseau. Ces paramètres sont la position et l'impédance du défaut sur le réseau. Pour résoudre le problème inverse, deux méthodes ont été utilisées : les Algorithmes Génétiques (AG) et les Réseaux de Neurones (RN). L'AG minimise l'erreur entre une réponse de réflectométrie mesurée et celle générée par simulation (modèle numérique direct) [20], [21]. L'algorithme est appliqué de manière itérative jusqu'à ce qu'une condition d'arrêt soit satisfaite (erreur < seuil prédéfini). D'un autre côté, les RN permettent de régler les paramètres internes d'un modèle numérique afin de déterminer les paramètres recherchés du défaut à partir des données observées (réflectogramme) [22]. Un réseau de neurones est dédié à chaque paramètre du défaut à estimer.

Les deux méthodes (AG et RN) sont efficaces pour localiser les défauts francs dans un réseau filaire complexe. Cependant, elles ne peuvent pas résoudre le problème d'ambiguïté de localisation des défauts en utilisant un seul point de mesure [23]. De plus, ces deux méthodes restent limitées dans le cas d'un défaut non franc à l'origine d'une variation particulièrement faible. Ce dernier est difficile à détecter, surtout s'il se trouve dans une zone aveugle (près des pics de circuits ouverts ou de nœuds, noyé dans les lobes secondaires, etc.). Par conséquent, un post-traitement est nécessaire pour extraire la signature du défaut.

Pour une meilleure couverture du réseau ramifié, nous proposons dans ce chapitre de distribuer le diagnostic en différents points du réseau afin de résoudre les problèmes liés à la zone aveugle et à l'ambiguïté de localisation du défaut. Nous introduisons dans la première section, le principe général des algorithmes génétiques et des réseaux de neurones. Dans la deuxième section, nous appliquons les deux approches sur un réseau filaire complexe afin de localiser les défauts francs avec un seul point d'injection. Ensuite, nous mettons en évidence les problèmes liés à la localisation des défauts non francs. Dans la troisième section, nous proposons une nouvelle stratégie basée sur l'AG et le RN pour fusionner les données entre les réflectomètres distribués. Cela permet de

détecter, localiser et caractériser de multiples défauts non francs dans des réseaux de topologie complexe. Les performances de la méthode proposée sont validées par des résultats de simulation et des résultats expérimentaux pour différents types de réseau.

4.2 Rappel sur les algorithmes génétiques

4.2.1 Principe général

Les algorithmes génétiques (AG) sont des algorithmes d'optimisation globale s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : sélection, croisement, mutation, etc. [94], [95]. À l'instar de la théorie de l'évolution de Darwin, les AG font évoluer un ensemble initial de solutions vers un ensemble final. Ils effectuent une recherche aléatoire de solutions dans un espace de recherche défini pour résoudre des problèmes multivariables. Ce sont des algorithmes itératifs de recherche globale dont le but est d'optimiser une fonction prédéfinie appelée fonction coût ou fonction « *fitness* ». Au début de l'algorithme, la population est aléatoire et générée dans l'espace des solutions admissibles de la fonction « objectif ». Ensuite, au fil des itérations de l'algorithme, la population évolue en conservant ses meilleurs éléments, et en renouvelant ses membres en appliquant des opérateurs génétiques tels que : la sélection, le croisement (crossover) et la mutation pour arriver à une population de solutions de mieux en mieux adaptée au problème [96].

4.2.2 Les opérateurs génétiques

Un algorithme génétique simple utilise les trois opérateurs suivants : la sélection, le croisement et la mutation.

a) La sélection

La *sélection* consiste à choisir les individus les mieux adaptés afin d'avoir une population de solution la plus proche pour converger vers l'optimum global. Elle permet de choisir les individus qui seront dupliqués dans la nouvelle population et qui serviront de parents (application de l'opérateur de croisement). Cette opération permet d'identifier les meilleurs individus (meilleurs scores d'adaptation) pour produire les enfants les plus performants et éliminer les mauvais. La sélection peut se faire de plusieurs manières, la plus facile est peut-être la roulette biaisée [97]. Cet opérateur est sans doute le plus important, car il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement liée à son efficacité relative dans la population.

b) Le croisement

L'opération de croisement (crossover) est une opération de reproduction qui permet l'échange d'information entre les chromosomes (individus). Le croisement entre deux parents permet l'apparition de nouveaux individus (enfants) dont les gènes sont hérités des parents, et repose sur l'idée que deux parents performants produiront des enfants plus performants. Les parents sont choisis par l'opération de sélection. L'endroit où le croisement doit avoir lieu est un point choisi aléatoirement en fonction de la probabilité d'une loi uniforme. L'accouplement de deux parents de la population pour une reproduction n'est pas systématique. Il est soumis à une probabilité de croisement P_c fixé par l'utilisateur (plus grand que 60%), et sa valeur affecte la convergence de l'algorithme, mais aucune règle ne permet de la déterminer de manière optimale.

c) La mutation

La mutation consiste à altérer un gène dans un chromosome selon un facteur de mutation. Ce facteur est la probabilité qu'une mutation soit effectuée sur un individu. Elle correspond, dans la nature, à une « erreur » qui se produit quand le chromosome est copié et reproduit. Dans une approche numérique, pour une chaîne binaire, elle consiste par exemple à faire pour un allèle un échange entre le « 0 » et le « 1 ». La mutation est un phénomène rare, mais permet d'éviter une convergence prématurée de l'algorithme. Par exemple, lors de la recherche d'un extremum, la mutation est utilisée pour éviter la convergence vers un extremum local.

4.2.3 Les principales étapes de l'AG

L'AG simule la survie des plus aptes en commençant par un ensemble d'échantillons aléatoires (population initiale) de solutions potentielles (chromosomes). Il évalue leur performance (fitness) relative en fonction du résultat de la fonction objectif (fonction coût). Sur la base de ces performances, il crée une nouvelle population où les individus (solutions) les plus adaptés sont sélectionnés. Ces solutions sont ensuite soumises à des opérateurs génétiques : sélection, croisement et mutation pour produire une nouvelle génération. Ce processus se répète sur plusieurs générations jusqu'à ce qu'une population optimale soit trouvée, qui contiendra les meilleures solutions à un problème donné. Pour plus de détails, voir [23]. Le principe général d'un algorithme génétique est illustré à la Figure 4.1.

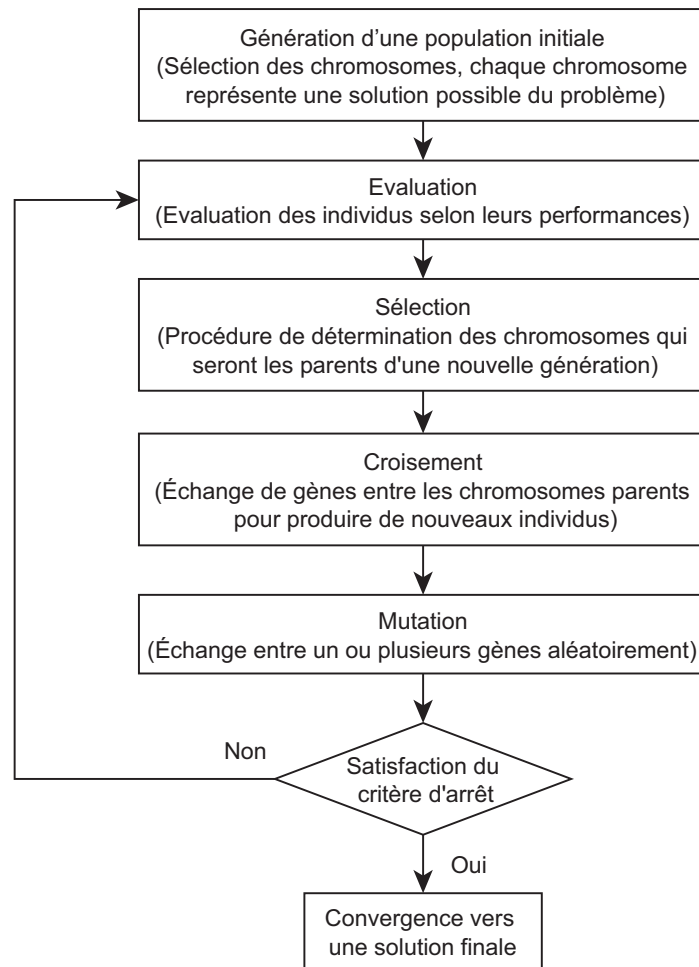


Figure 4.1 : Principe général d'un algorithme génétique.

4.3 Rappel sur les réseaux de neurones

4.3.1 Principe général

Un réseau de neurones artificiels ANN (Artificial Neural Network) est un système dont le fonctionnement très simplifié est inspiré de celui des neurones biologiques. Il est rapide et potentiellement capable de modéliser des fonctions complexes et de représenter des relations d'entrée/sortie complexes [98]. Il est composé d'un ensemble de neurones formels interconnectés qui résolvent des problèmes complexes en ajustant les poids dans une phase d'apprentissage [99].

Chaque neurone est composé de N entrées connectées à l'information extérieure (en provenance de neurones en amont) et reliées à une fonction chargée de « combiner » les signaux incidents (Figure 4.2). Il s'agit en général d'une somme pondérée dont le résultat contrôle

l'intensité du signal d'activation produit à la sortie du neurone, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones en aval.

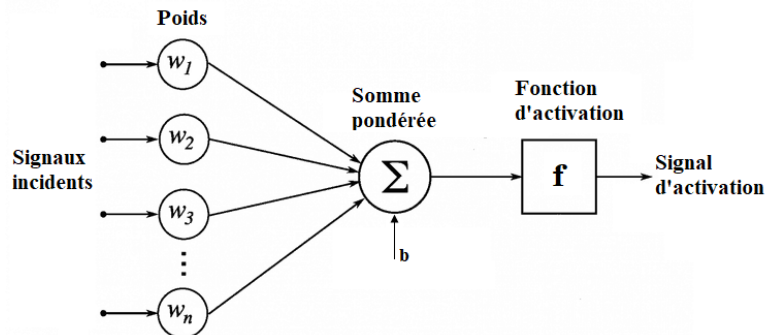


Figure 4.2 : Schéma d'un neurone formel.

D'après la description ci-dessus, la sortie Y du neurone s'exprime simplement :

$$Y = f(w_i \cdot X_i + b) \quad (4.1)$$

où b est le seuil de biais ajouté.

Dans un réseau de neurones, plusieurs neurones fonctionnent ensemble, reçoivent des signaux d'entrée, traitent des informations et déclenchent un signal de sortie. Les neurones sont regroupés en différentes couches et transmettent des signaux de proche en proche. Ces signaux contiennent des informations qui peuvent nous aider à localiser et à caractériser les défauts dans un réseau filaire. Les entrées du réseau de neurones peuvent être les réponses de la réflectométrie (réflectogramme) et les sorties peuvent être les paramètres du défaut (impédance et position). Pour un nombre donné de neurones, il existe une multitude d'interconnexions possibles. Dans nos travaux, nous avons étudié l'un des réseaux de neurones les plus utilisés dans la pratique, à savoir le réseau perceptron multicouche MLP (Multi Layer Perceptron) qui est présenté dans ce qui suit.

4.3.2 Réseaux de neurones artificiels MLP

Un réseau MLP est constitué de neurones organisés en plusieurs couches successives, reliés entre eux par des liens pondérés. Il se compose d'une couche d'entrée, d'une ou plusieurs couches intermédiaires dites cachées et d'une couche de sortie comme montrée sur la Figure 4.3. Le nombre des neurones dans la couche d'entrée et de sortie dépend du nombre de variables d'entrée et de sorties. Le nombre de couches cachées et le nombre de neurones dans chaque couche cachée affectent les possibilités de généralisation du réseau. Si la couche cachée contient un nombre suffisant de neurones : l'approximation est « universelle » [100]. En effet, il n'existe pas des règles générales pour fixer l'architecture du réseau, mais des règles empiriques. Par exemple, le nombre de neurones de la couche cachée doit être :

- Égale à celle de la couche d'entrée (Wierenga et Kluytmans, 1994)

- Égale à 75% de celle-ci (Venugopal et Baets, 1994),
- Égale à la racine carrée du produit du nombre de neurones dans la couche d'entrée et de sortie. (Shepard, 1990)
- Inférieure au double de la taille de la couche d'entrée. (Berry and Linoff, 1997, p. 323).

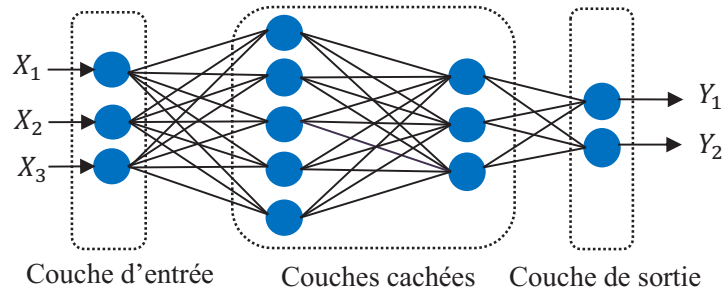


Figure 4.3 : Exemple d'un RN MLP à 3 couches.

Le RN-MLP est constitué d'une couche cachée de fonctions continues et non linéaires (comme la fonction sigmoïde et la fonction tangente hyperbolique) et d'une couche de sortie de fonctions linéaires. Il est connu comme étant un approximateur universel qui peut, en théorie, approximer n'importe quelle fonction à n'importe quel degré de précision. Cette habilité rend le modèle MLP comme un classifieur puissant dans le modèle de classification de défauts.

4.3.3 Apprentissage du RN-MLP

Chaque RN doit subir un processus d'apprentissage avant d'être utilisé. L'apprentissage consiste à présenter au RN un ensemble de données d'entrée et de sortie obtenues soit par simulation, soit par mesures. L'apprentissage du réseau MLP implique d'ajuster les valeurs des biais et des poids des différentes connexions. Pour ce faire, on utilise des algorithmes d'optimisation qui minimisent un critère d'erreur entre la réponse réelle du réseau et la réponse désirée (contenues dans la base d'apprentissage). Cette optimisation se fait de manière itérative, en modifiant les poids en fonction du gradient de l'erreur : le gradient est estimé par une méthode spécifique au réseau de neurones, dite méthode de rétropropagation de l'erreur. L'erreur quadratique moyenne (EQM) est le critère d'erreur à minimiser qui est généralement choisi. Les algorithmes de rétropropagation réutilisent les différentes étapes du calcul du gradient de la couche de sortie vers les couches internes, minimisant ainsi la quantité de calcul à effectuer [101]. L'algorithme de minimisation le plus couramment utilisé pour les RNs de taille modeste est celui de Levenberg-Marquart [102], disponible dans l'outil « réseaux de neurones » de MATLAB. Le principe d'apprentissage est illustré à la Figure 4.4.

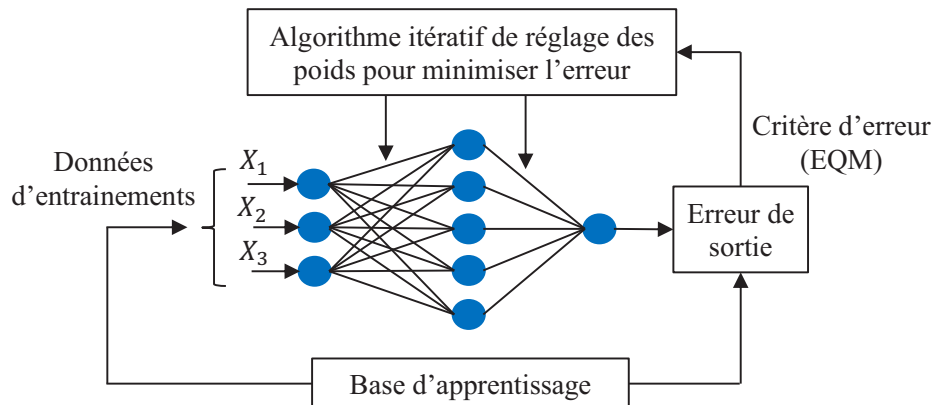


Figure 4.4 : Schéma du principe d'apprentissage d'un RN.

Le nombre de neurones, le nombre de couches cachées et la taille de la base de données d'apprentissage jouent un rôle clé dans la détermination de l'architecture optimale du RN. La conception du RN doit soigneusement sélectionner le nombre approprié de neurones cachés. En fait, un RN avec un nombre insuffisant de neurones ne pourra pas apprendre correctement la base de données d'entraînement. En revanche, l'utilisation d'un trop grand nombre de neurones peut conduire à un phénomène de sur-apprentissage. Ainsi, il faut veiller à ne pas surentraîner un RN qui deviendra alors moins performant. On parle de surapprentissage lorsque le réseau a trop parfaitement appris les exemples proposés. Pour plus de détails, on peut consulter [23].

En résumé, le but de l'algorithme génétique d'une part est d'obtenir une solution approchée à un problème d'optimisation. Pour cela, il utilise des algorithmes itératifs jusqu'à la convergence vers une meilleure solution. Les réseaux de neurones d'autre part sont des systèmes capables d'apprendre à partir d'une base d'apprentissage. L'objectif de l'opération d'apprentissage est de rendre le RN capable d'estimer la sortie du système réel modélisé lorsque celui-ci reçoit de nouvelles entrées (pas forcément incluses dans la base d'apprentissage). Le caractère générique de l'estimation dépend du nombre de cas d'apprentissages rencontrés et de leur complexité par rapport à la complexité du problème à résoudre.

Dans le cas du diagnostic filaire, les deux méthodes nécessitent un modèle numérique suffisamment représentatif des mesures réelles afin d'obtenir de bons résultats d'estimation. Nous utilisons l'AG pour minimiser l'erreur entre la réponse de la réflectométrie (réflectogramme) mesurée et la réponse simulée par le modèle numérique. Ceci permet de remonter à des informations (position et impédance des défauts) sur l'état du réseau filaire testé. Les RN permettent d'ajuster les paramètres internes d'un modèle numérique afin de déterminer les paramètres recherchés du défaut à partir des données observées (réflectogramme injecté à l'entrée du RN). Les paramètres à estimer en sortie du RN sont les positions et les impédances des défauts présents dans le réseau filaire. Les données d'entrée pour les deux méthodes (AG et RN)

proviennent de différents réflectomètres distribués en plusieurs points du réseau filaire complexe. Ceci permet d'assurer la fusion de données des réflectomètres.

4.4 Diagnostic de l'état d'un réseau filaire complexe

Dans cette section, nous mettons en œuvre les deux méthodes (réseaux de neurones et algorithmes génétiques) présentées dans la section précédente pour diagnostiquer l'état du réseau filaire complexe. Pour ce faire, nous utilisons la réflectométrie dans le domaine temporel (TDR) en utilisant un VNA. Deux types de défauts seront traités : les défauts francs et les défauts non francs. Nous considérons le réseau filaire en YY de la Figure 4.5(a), composé des câbles coaxiaux d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$. Les longueurs des différentes branches ainsi que la configuration expérimentale sont illustrées sur la Figure 4.5.

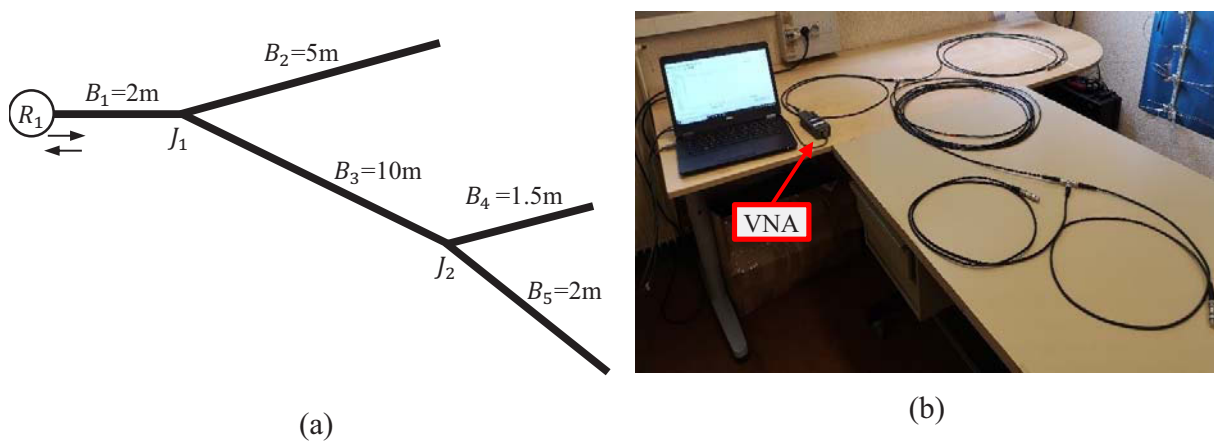


Figure 4.5 : Réseau filaire complexe composé des câbles coaxiaux (a) et sa configuration expérimentale (b) avec un VNA pour effectuer des mesures TDR.

La Figure 4.6 montre les réflectogrammes correspondant au réseau complexe de la Figure 4.5(a) dans le cas du réseau adapté et désadapté. Ils sont obtenus par une réflectométrie TDR en injectant une impulsion gaussienne à l'entrée du réseau. La figure compare le réflectogramme simulé avec celui mesuré sur un réseau sain (sans défaut). Les résultats montrent une très bonne similitude entre la mesure et la simulation. En observant le réflectogramme de la Figure 4.6(a), le premier pic (amplitude égale 0.23 et positionné à 0 mètre) correspond au couplage entre le réflectomètre et le réseau. Les pics négatifs à une distance 2 m et 12 m correspondent aux jonctions J_1 et J_2 respectivement. Les autres pics atténués et retardés correspondent aux trajets multiples du signal suite aux multiples réflexions dans le réseau. Sur le réflectogramme de la Figure 4.6 (b), on observe les principaux pics qui correspondent aux jonctions. Les réflexions sont réduites en adaptant les extrémités des branches.

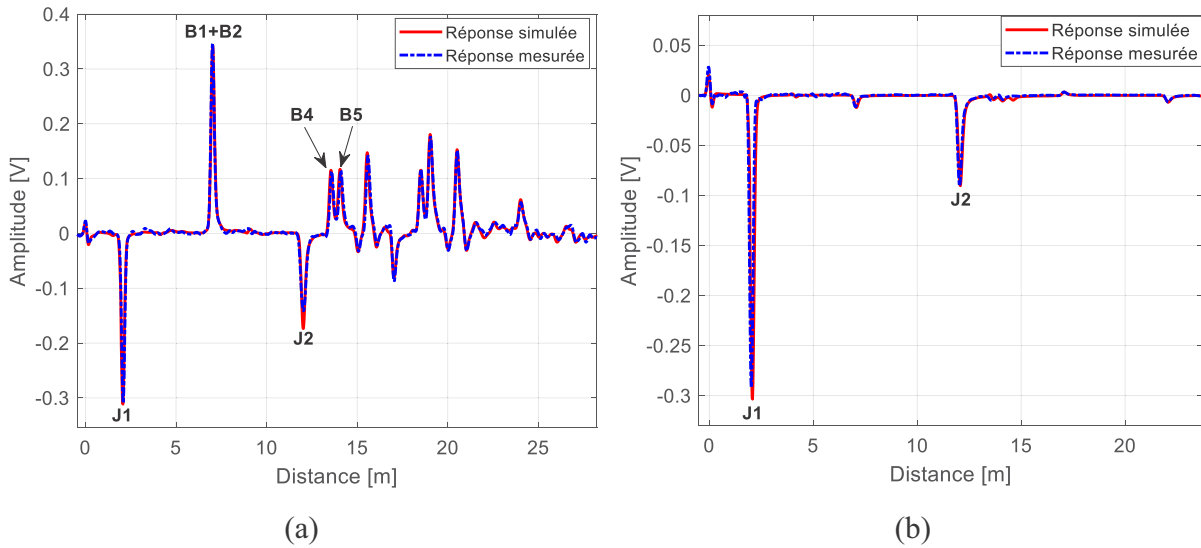


Figure 4.6 : Réflectogrammes correspondant au réseau de la Figure 4.5 sans défauts dans le cas du réseau désadapté (a) et adapté (b).

4.4.1 Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts francs

Dans cette section, nous considérons que le réseau filaire en YY est affecté par deux défauts francs. Un défaut court-circuit (CC) sur la branche B_2 et un circuit ouvert (CO) sur la branche B_4 à une distance de 5.1 m et 12.8m de réflectomètre R_1 , respectivement.

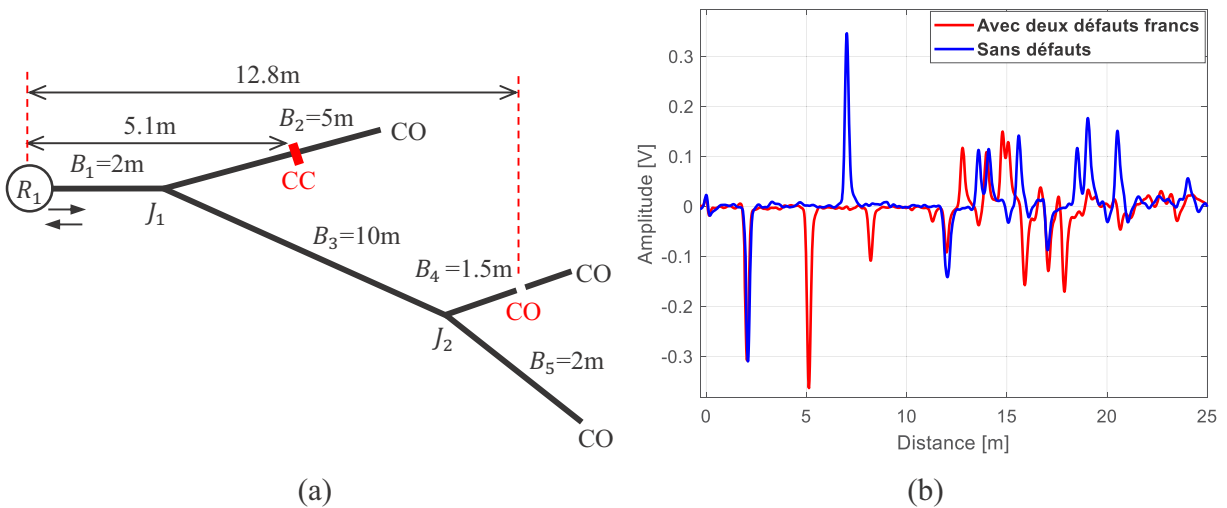


Figure 4.7 : (a) réseau filaire complexe affecté par deux défauts francs (CC et CO), (b) les réflectogrammes mesurés sans et avec les défauts.

Les réflectogrammes mesurés présentés sur la Figure 4.7 (b) comparent la réponse du réseau en YY sans et avec deux défauts francs sur deux branches différentes. La comparaison montre la présence d'un défaut franc à 5.1 m du réflectomètre R_1 , mais nous ne sommes pas en mesure

d'affirmer quelle branche est défectueuse entre B_2 ou B_3 ¹⁴. De même, grâce à une simple comparaison des réponses, on ne peut pas savoir s'il existe d'autres défauts plus loin sur le réseau à une distance supérieur à 5.1 m.

4.4.1.1 Diagnostic de l'état du réseau en utilisant l'AG

Une application bien connue des AG est de trouver la meilleure solution à un problème d'optimisation. L'objectif de cette optimisation, connaissant la réponse du réseau sain, est de construire la réponse des réseaux défectueux pour remonter à des informations sur les défauts (localisation et impédance du défaut). La position de chaque défaut est caractérisée par deux paramètres : l'indice de sa branche et sa distance par rapport au point d'injection, alors que la caractérisation peut être un circuit ouvert ou un court-circuit. Il faut donc tout d'abord déterminer le nombre de paramètres à optimiser et l'espace de variation de chaque paramètre. Ces paramètres dépendent de la topologie du réseau, par exemple dans le cas du réseau complexe de la Figure 4.7 (a), nous avons 10 paramètres (position et impédance du défaut sur chaque branche). L'espace de variation de position dépend des longueurs de branches et celui de l'impédance est constitué d'un court-circuit ou d'un circuit ouvert. Les entrées de l'AG sont les réflectogrammes issus des mesures de réseaux filaires affectées par un ou plusieurs défauts francs.

Avant de mettre en œuvre le processus d'optimisation, il est nécessaire de définir une fonction coût (objectif) à optimiser comme le montre l'équation (4.2). Dans notre cas, l'objectif est de minimiser la différence entre le réflectogramme cible mesuré (V_{mes}) et celui généré par le modèle direct (simulation) (V_{sim}). La fonction coût est donc définie par :

$$F_{val}^{R_1} = \sum_{n=1}^N \|V_{mes}^{R_1}(n) - V_{sim}^{R_1}(n)\|^2 \cdot e^{-\lambda n} \quad (4.2)$$

où N est le nombre d'échantillons et λ est un paramètre d'ajustement qui permet de donner plus d'importance aux échantillons de départ du réflectogramme qu'aux échantillons d'extrémité.

L'algorithme génétique génère de nombreuses solutions (position et impédance) de façon aléatoire sur les branches du réseau. Ensuite, le processus d'AG sera itéré comme décrit dans la section 4.2.3. La position et l'impédance des défauts sont modifiées de manière aléatoire dans la plage de variation définie jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit indiqué par la plus petite différence entre V_{mes} et V_{sim} .

La Figure 4.8 montre les réflectogrammes du réseau YY affecté par deux défauts francs obtenus par la mesure et reconstruits par l'AG (l'algorithme a convergé en 85 itérations). Nous constatons qu'il y a une bonne concordance entre les deux réponses, l'AG a précisément localisé les deux

¹⁴ Nous pouvons faire une étude approfondie pour voir si les réflexions proviennent de la jonction J_2 ou de l'extrémité de la branche B_2 . Cependant, cette étude reste difficile à réaliser en cas de diagnostic embarqué (en ligne).

défauts avec une erreur relative de localisation de 0.9% pour le premier défaut et de 1.2% pour le deuxième.

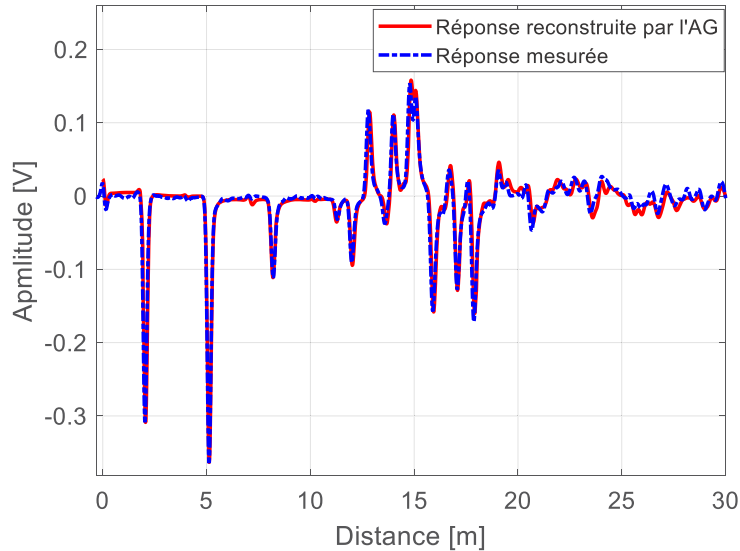


Figure 4.8 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.

4.4.1.2 Diagnostic de l'état du réseau en utilisant le RN

a) Procédure de diagnostic des défauts

L'organigramme de la Figure 4.9 illustre la procédure de diagnostic d'un réseau filaire complexe à l'aide d'un réseau de neurones. Les données d'entrée du RN sont les réponses TDR (reflectogramme) du réseau filaire, tandis que les sorties sont les paramètres recherchés : la localisation et l'impédance du défaut. Nous utilisons un RN différent pour chaque paramètre à estimer, ceci est préférable à un seul RN afin d'éviter un apprentissage complexe avec de nombreux paramètres internes à ajuster. Les fonctions d'activation doivent de préférence être strictement croissantes et bornées. Les fonctions classiquement utilisées sont la fonction linéaire et la tangente hyperbolique. Le RN se compose de trois couches (entrée, cachée et sortie), avec une fonction d'activation tangente hyperbolique dans la couche cachée et une fonction linéaire dans la couche de sortie.

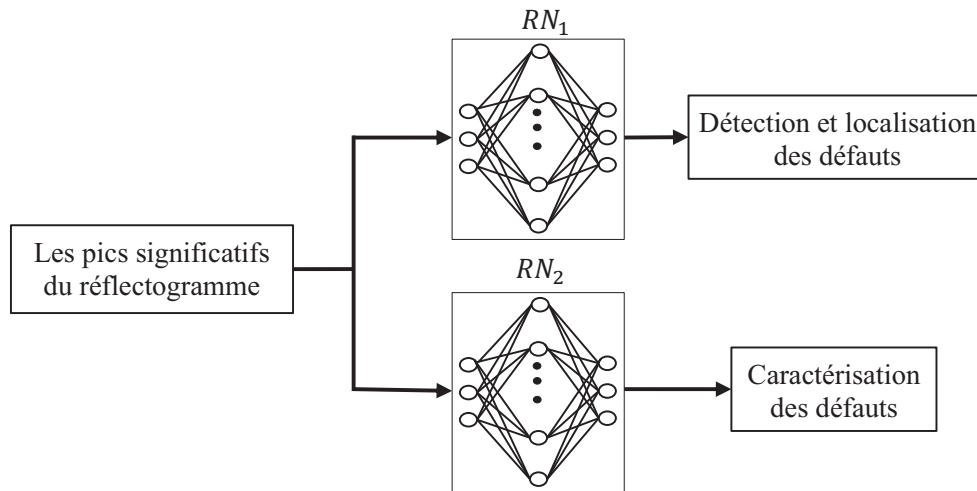


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel de la procédure de localisation des défauts.

b) Apprentissage du réseau de neurones

Une fois l'architecture du RN choisie, elle doit subir une phase d'apprentissage à l'aide des algorithmes spécifiques afin d'ajuster les poids de connexions du réseau. La première étape consiste à créer une base d'apprentissage qui contient des données reliant les réflectogrammes simulés (données d'entrée) à la position et à l'impédance du défaut (données de sortie). Le domaine de la base de données est défini en fonction du domaine de variation possible de la position et de l'impédance du défaut. Cela suppose que nous ayons besoin de connaître la topologie du réseau filaire afin de fixer les limites supérieures et inférieures de variation. Il convient de noter également que les longueurs des lignes peuvent faire partie des variations possibles. Cela nécessite d'augmenter le nombre d'exemples dans la base d'apprentissage en tenant compte de la variation des longueurs des lignes du réseau complexe. Le RN a été entraîné sur MATLAB en utilisant un outil RN spécifique avec l'algorithme de rétropropagation.

Les données de la base d'apprentissage pour le réseau filaire de la Figure 4.5 (a) sont constitués d'exemples de réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_1 . Ils sont obtenus à partir de la simulation des défauts francs insérés aléatoirement sur les différentes branches. La base d'apprentissage est réduite puisque nous utilisons les pics significatifs du réflectogramme, ce qui diminue le temps de traitement, le nombre de neurones et empêche le sur-apprentissage dans le RN. Les données sont stockées dans un fichier qui constitue la base d'apprentissage.

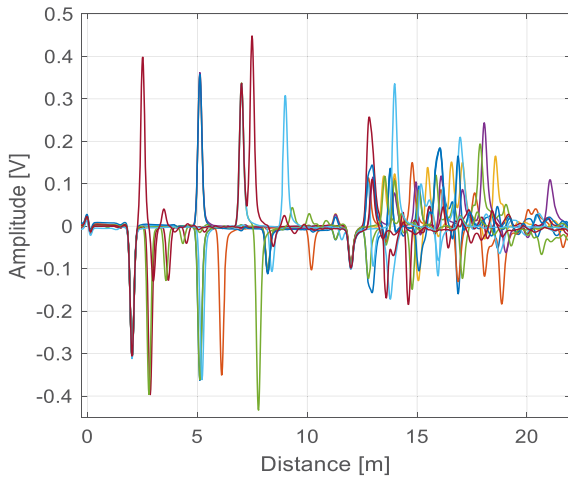


Figure 4.10 : Quelques exemples de données d'apprentissage.

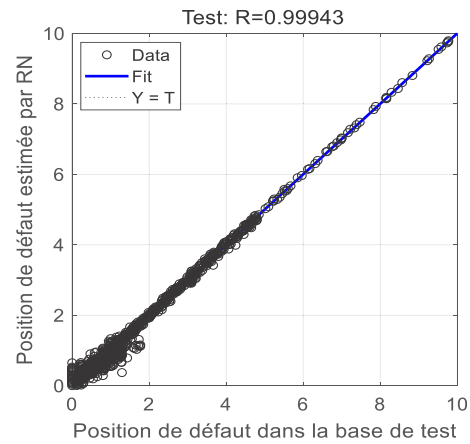


Figure 4.11 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.

Afin d'éviter les phénomènes de surapprentissage et sur-paramétrisation, nous utilisons la méthode *split-sample* [102] qui permet de répartir l'ensemble de données en trois sous-ensembles : ensemble d'apprentissage, ensemble de validation, et ensemble de test. L'ensemble d'apprentissages permet d'ajuster les poids et les biais internes du RN, l'ensemble de validation permet de déterminer le nombre optimal de neurones cachés, et l'ensemble de test permet de tester la capacité d'estimation du RN sur des données non comprises dans les deux sous-ensembles précédents. Il est à noter que la création de la base de données nécessaire peut nécessiter un temps relativement long, selon la topologie du réseau filaire et du nombre de paramètres utilisés (couches cachées, neurones, etc.). Cependant, la base de données et l'apprentissage du RN peuvent être effectués une seule fois « hors ligne » (pendant que le réseau est en arrêt). Le diagnostic du réseau filaire à l'aide d'un RN formé est très rapide et peut être réalisé « en ligne » (pendant que le réseau est en fonctionnement).

Pendant la phase d'apprentissage, un ensemble de données d'entrée-sortie (l'amplitude et la position des pics principaux à l'entrée, la position et l'impédance du défaut à la sortie) est introduit dans le réseau. Pour chacune des entrées, le RN calcule la sortie correspondante et la compare avec la sortie cible qui lui a été attribuée. Les poids de connexion entre les neurones sont ajustés par une mesure d'erreur entre les résultats produits et attendus. L'erreur obtenue en sortie est réduite par l'algorithme de *Levenberg–Marquardt*.

Cependant, afin d'assurer un bon apprentissage du RN, il est nécessaire de tester sa capacité à généraliser sur des exemples contenus dans la base de test. La Figure 4.11 montre un bon accord entre les sorties désirées et les sorties estimées du réseau (coefficient de corrélation $R = 0.99$). Si le modèle numérique est suffisamment représentatif de la réalité expérimentale, on devrait obtenir de bons résultats d'estimation sur les données expérimentales.

c) Résultats obtenus

À partir du réflectogramme mesuré du réseau affecté par des défauts francs (Figure 4.7(a)) et du réseau neuronal formé à partir de la simulation, nous avons identifié les paramètres (type et position) des défauts. L'apprentissage est effectué avec les paramètres suivants : nombre de neurones cachés : 110, et nombre d'exemples : environ 16000. La Table 4.1 montre les résultats de l'estimation par RN des paramètres de deux défauts comparés aux valeurs de référence. L'estimation est très rapide (moins d'une seconde sur un PC classique) et les résultats sont très satisfaisants. On peut constater que le RN donne des résultats avec une bonne précision.

Table 4.1 : Type et position des défauts estimés par RN.

	Valeur de référence	Valeur estimée par RN
B_2	Court-circuit (CC) à 5.1 m de R_1	Court-circuit à 5.09 m
B_4	Circuit ouvert (CO) à 12.8 m de R_1	Circuit ouvert à 12.8 m

4.4.2 Diagnostic du réseau filaire affecté par des défauts non francs

Considérons le même réseau filaire en YY, mais cette fois-ci affecté par deux défauts non francs d_1 et d_2 de longueur 3 cm, situés sur les branches B_2 et B_5 respectivement (Figure 4.12 (a)). Les extrémités des branches sont chargées par un circuit ouvert. La difficulté de cette configuration est qu'en plus de la réponse significative du défaut, des réflexions se produiront également en raison de multiples réflexions entre l'extrémité et le défaut. Ces réflexions conduiront à une ambiguïté quant au nombre, à l'emplacement et à l'impédance des défauts non francs.

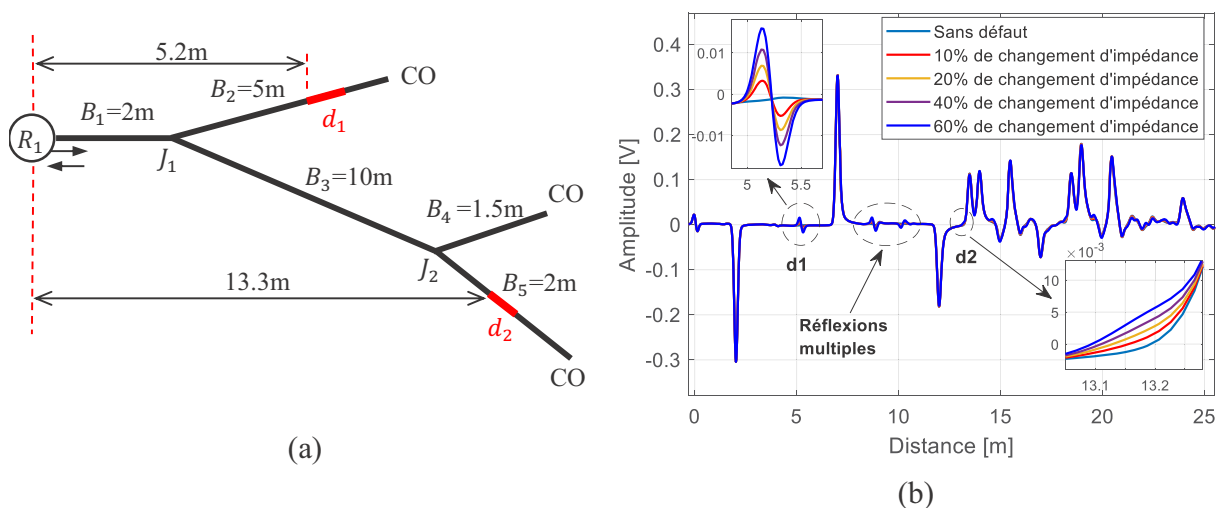


Figure 4.12 : (a) réseau filaire complexe désadapté et affecté par deux défauts non francs, (b) les réflectogrammes du réseau complexe sans et avec défauts.

Dans un réseau ramifié, l'atténuation du signal de test peut réduire la couverture du réseau et affecter la distance maximale de détection de défaut par le capteur. Le défaut d_2 est situé à une distance de 13.3m du point d'injection et provoque des petites réflexions situées dans la zone aveugle (proche du pic du circuit ouvert à la fin de la branche B_4), sa détection est généralement difficile et nécessite un traitement spécifique.

La Figure 4.12 (b) présente une comparaison des réflectogrammes simulés du réseau en YY sans et avec des défauts non francs. L'impédance de chaque défaut varie de 10% à 60% par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne. Nous remarquons que les défauts avec des changements d'impédance inférieurs à 10% seront difficiles à détecter, surtout dans des conditions réelles en présence de bruit. Nous constatons également que la position du défaut d_1 par rapport au point d'injection est facilement perceptible, mais nous ne sommes pas capables d'identifier la branche défectueuse

4.4.2.1 Diagnostic de l'état du réseau en utilisant l'AG

Dans cette section, nous présenterons les résultats de diagnostic par l'AG pour le cas du réseau en YY désadapté et affecté par deux défauts non francs. Nous utilisons le réflectogramme simulé de la Figure 4.12 (b) comme entrée de l'AG.

La Table 4.2 ci-dessous présente les meilleures solutions (impédance et position) générées par l'AG par rapport aux valeurs de référence.

Table 4.2 : Impédance et position générées par l'AG.

Valeurs de références	Résultats	
	Impédance (Ω)	Localisation (m)
10% de changement d'impédance (55Ω)	54	5.21
20% de changement d'impédance (60Ω)	59	5.19
40% de changement d'impédance (70Ω)	70	5.21
60% de changement d'impédance (80Ω)	77	5.21

Pour illustrer les résultats estimés par AG, à titre d'exemple, nous prenons le réseau affecté par deux défauts non francs de 35% de l'impédance caractéristique du réseau. La Figure 4.13 compare le réflectogramme du réseau obtenu par mesure et celui reconstruit par AG. On constate qu'il y a un bon accord des réponses pour la position et l'impédance du défaut d_1 . Le défaut d_2 n'est pas détecté en raison du phénomène d'atténuation du signal de test, de sa faible amplitude et de sa position dans une zone aveugle.

Une deuxième configuration qui peut être rencontrée est celle du réseau adapté comme illustré à la Figure 4.16 (a). L'adaptation du réseau permet de réduire la complexité du réflectogramme en éliminant les réflexions multiples entre les extrémités du réseau et les défauts. La Figure 4.14 (b)

représente une comparaison des réflectogrammes simulés (sans et avec les défauts) du réseau filaire complexe. Ces réflectogrammes nous permettent de détecter et de localiser deux défauts non francs d_1 et d_2 à une distance de 5.2m et 13.3 m respectivement. Par contre, nous ne sommes pas en mesure d'identifier quelle branche est défectueuse ainsi que l'impédance de chaque défaut à partir du réflectogramme.

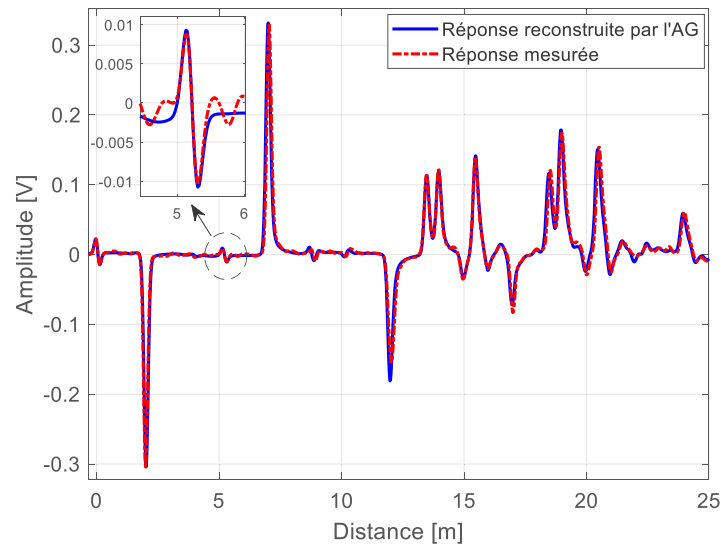


Figure 4.13 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par AG.

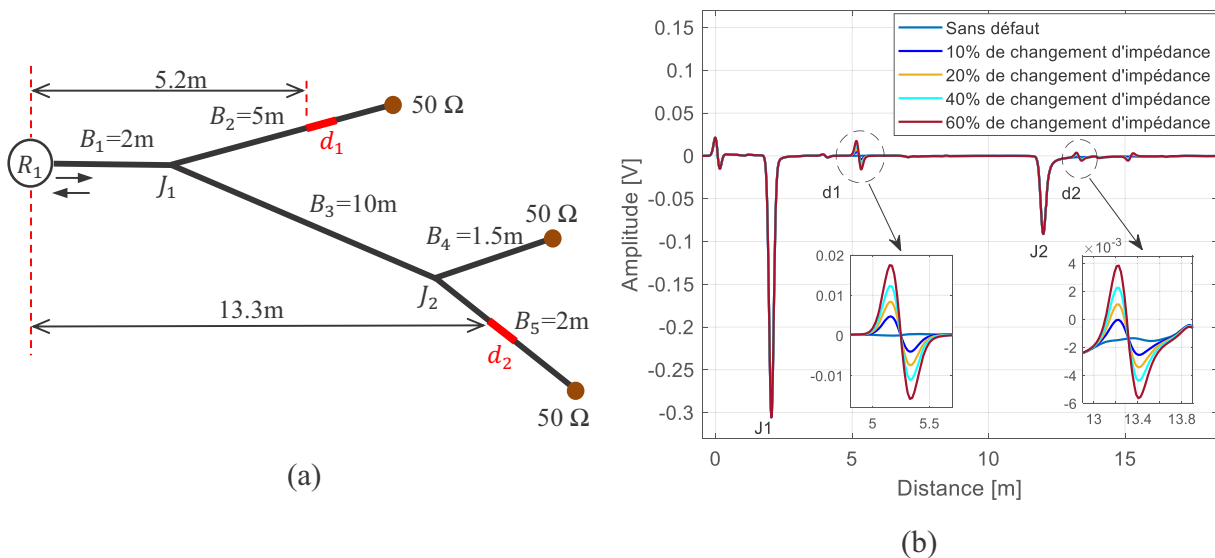


Figure 4.14 : (a) réseau filaire complexe adapté et affecté par deux défauts non francs, (b) les réflectogrammes du réseau complexe sans et avec défauts.

La Figure 4.15 montre la comparaison entre la réponse mesurée et celle reconstruite par AG pour le réseau filaire complexe de la Figure 4.14 (a). Le réseau est affecté par deux défauts non

francs d'impédance s'écartant de 35% de l'impédance caractéristique du réseau. Les résultats de la comparaison confirment à nouveau les performances de l'AG dans l'optimisation des paramètres des défauts. Cependant, dans le cas d'un réseau adapté, l'identification de la branche défectueuse reste toujours ambiguë. Cela est dû à la similitude de la signature du défaut d_1 sur le réflectogramme sur la branche B_2 et B_3 ainsi qu'à la similitude de la signature du défaut d_2 sur le réflectogramme sur la branche B_4 et B_5 . De plus, il est à noter que les amplitudes des réflexions multiples entre les défauts et les jonctions sont très faibles et sont noyées dans le bruit de mesure.

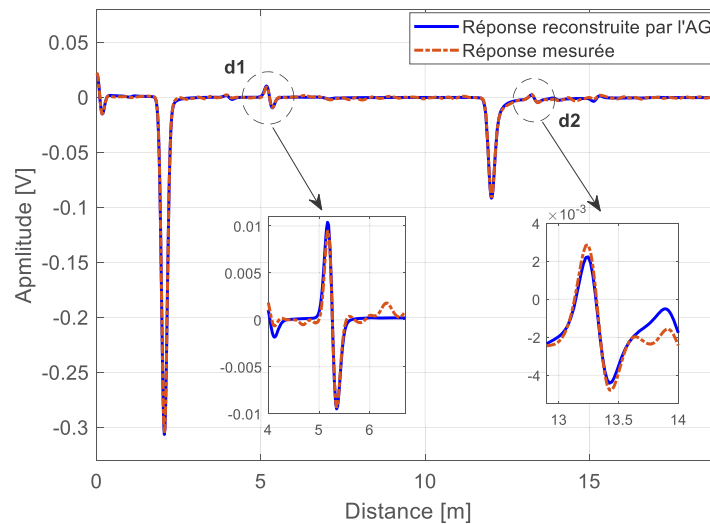


Figure 4.15 : Comparaison entre la réponse TDR mesurée et celle reconstruite par AG.

Les mesures réalisées sur des réseaux réels ont montré que les deux méthodes AG et RN sont capables de détecter et localiser un ou plusieurs défauts francs dans le cas d'un réseau filaire complexe. Cependant, la détection d'un défaut non franc reste limitée à plusieurs conditions. Bien que les résultats soient pertinents, l'AG et le RN souffrent d'ambiguïté de localisation du défaut dans le cas d'un réseau ramifié. Les ramifications peuvent cacher la détection d'un défaut lorsqu'il se trouve dans une zone aveugle [7].

En outre, le signal de test est affecté par des phénomènes d'atténuation et de dispersion lors de sa propagation dans un réseau complexe comme décrit dans la section 1.4.3.2 du chapitre 1. Ces phénomènes peuvent changer l'amplitude et la forme des échos réfléchis lorsque le signal se propage à travers le réseau. Par conséquent, plus le défaut est éloigné du point d'injection, plus il est difficile à détecter, notamment dans le cas d'un défaut non franc représenté par un pic de très faible amplitude.

Pour cela, nous proposons de distribuer les mesures en différents points du réseau complexe afin de résoudre les problèmes liés à l'ambiguïté de localisation et à la zone aveugle. La distributivité de diagnostic offre une meilleure précision de localisation du défaut tout en réduisant la difficulté d'analyse du réflectogramme par rapport aux méthodes classiques [72], [103].

Dans la section suivante, nous proposons une fusion des données des réflectomètres en utilisant l'algorithme génétique et le réseau de neurones pour faciliter la prise de décision concernant la localisation et la caractérisation d'un ou plusieurs défauts non francs dans un réseau complexe.

4.5 Fusion des données des réflectomètres

Cette section a pour but de valider et de montrer la faisabilité de deux méthodes RN et AG pour fusionner les données entre les réflectomètres dans un réseau filaire ramifié. Nous mettons en évidence les principaux avantages qui sont la localisation et la caractérisation de multiples défauts non francs. Pour cela, nous considérons le réseau filaire de la Figure 4.17. Il se compose des câbles coaxiaux d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. Les extrémités du réseau sont adaptées à l'impédance caractéristique de la ligne et les longueurs des branches sont indiquées sur la Figure 4.17. Le réseau est diagnostiqué par deux réflectomètres R_1 et R_2 qui injectent leurs signaux de test (signal MCTDR) simultanément pour effectuer les mesures de réflectométrie. Le problème d'interférence est résolu en utilisant la méthode des moyennes sélectives [10] présentée dans la section 2.4.2 du chapitre 2. Le réseau est affecté par trois défauts non francs d_1 , d_2 , et d_3 . Le défaut d_1 est situé sur la branche B_1 à 1.41 m du réflectomètre R_1 , d_2 sur la branche B_2 à 2.14 m de la jonction J_1 , et d_3 sur la branche B_3 à 8.16 m de la jonction J_1 . Chaque défaut non franc est caractérisé par une longueur $\Delta L = 2 \text{ cm}$ et une impédance $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ ($20\% < \Delta Z_c < 25\%$). Les valeurs R, L, C et G du câble sont modifiées en fonction de la sévérité du défaut dans le réseau sain (Figure 4.16) (voir Annexe B).

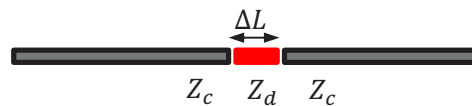


Figure 4.16 : Profil d'impédance pour une modification des paramètres RLCG.

Le profil d'impédance dans la branche défectueuse devient comme suit :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_d - Z_c}{Z_d + Z_c} \text{ et } \Gamma_{out} = \frac{Z_c - Z_d}{Z_c + Z_d} = -\Gamma_{in} \quad (4.3)$$

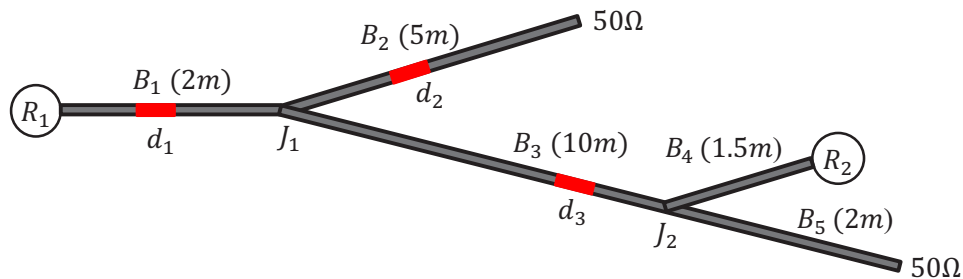


Figure 4.17 : Réseau en YY composé de câbles coaxiaux et affecté par trois défauts non francs.

4.5.1 Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-AG

4.5.1.1 Procédure de diagnostic des défauts

Un algorithme génétique recherche les extrema d'une fonction de coût, par exemple, dans notre cas, ce sont les caractéristiques (position et impédance) des défauts de câblage, définies sur un espace de données. Les réponses de réflectométrie mesurées $V_{mes}^{R_1}, V_{mes}^{R_2}$ des réflectomètres R_1 et R_2 et le modèle direct simulé $V_{sim}^{R_1}, V_{sim}^{R_2}$ sont utilisés pour localiser et caractériser les défauts non francs dans le réseau filaire de la Figure 4.17.

Puisque l'AG s'est avéré être un outil puissant pour résoudre les problèmes d'optimisation multiobjectifs, il sera utilisé pour minimiser la fonction objectif (FO) donnée par l'équation (4.6), qui est la moyenne de deux fonctions objectifs des réflectomètres R_1 et R_2 , comme indiqué dans les équations (4.4) et (4.5) ci-dessous. Chaque FO vise à minimiser la différence (erreur quadratique moyenne (MSE)) entre V_{mes} et V_{sim} afin de récupérer le meilleur V_{sim} , c'est-à-dire celui le plus similaire à V_{mes} .

$$F_{val}^{R_1} = \sum_{n=1}^N \|V_{mes}^{R_1}(n) - V_{sim}^{R_1}(n)\|^2 \cdot e^{-\lambda n} \quad (4.4)$$

$$F_{val}^{R_2} = \sum_{n=1}^N \|V_{mes}^{R_2}(n) - V_{sim}^{R_2}(n)\|^2 \cdot e^{-\lambda n} \quad (4.5)$$

où N est le nombre d'échantillons et λ est un paramètre d'ajustement qui permet de donner plus d'importance aux échantillons de départ du réflectogramme qu'aux échantillons d'extrémité.

$$F_{val}^{average} = (F_{val}^{R_1} + F_{val}^{R_2})/2 \quad (4.6)$$

L'AG optimise les deux fonctions objectifs (4.4) et (4.5) en parallèle pour assurer la fusion des données entre les deux réflectomètres qui injectent simultanément leurs signaux de test. Le diagramme de la Figure 4.18 montre le processus d'optimisation des données de deux réflectomètres.

Dans notre cas, nous considérons que le réseau sous test (RST) de la Figure 4.17 est affecté par plusieurs défauts non francs, mais nous ne connaissons pas leurs positions ou leurs impédances, nous avons donc 10 paramètres à optimiser (deux par branche). Au cours du processus d'optimisation, l'AG génère aléatoirement de nombreuses solutions individuelles pour former une population initiale. Le nombre et la position des défauts étant inconnus dans le RST, l'algorithme proposé injecte aléatoirement plusieurs défauts dans différentes branches (un défaut par branche). Chaque chromosome est un vecteur modèle $X = [P, Z]$, $P = [P_1, P_2, \dots, P_n]$ étant les positions des défauts injectés sur les n branches, tandis que $Z = [Z_1, Z_2, \dots, Z_n]$ étant leurs impédances. Ensuite, le processus d'AG sera itéré comme décrit dans la section 4.2.3. Les paramètres P et Z sont modifiés

aléatoirement dans un espace de données défini jusqu'à atteindre un critère d'arrêt démontré par la plus petite différence entre V_{mes} et V_{sim} . Le diagramme de la Figure 4.19 décrit les étapes que nous avons suivies dans notre approche MCTDR-AG proposée. Cette nouvelle stratégie de fusion de données a fait l'objet d'une communication internationale [104] et d'une publication dans un journal [105].

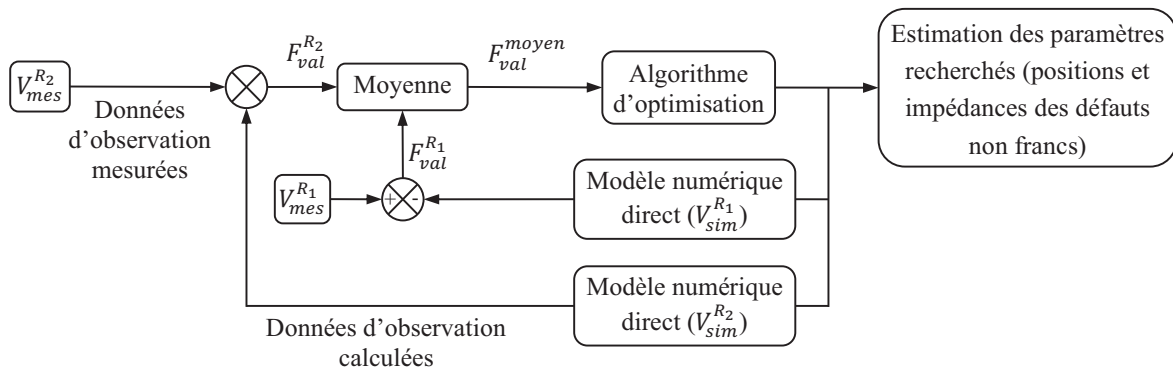


Figure 4.18 : Schéma fonctionnel du processus d'optimisation.

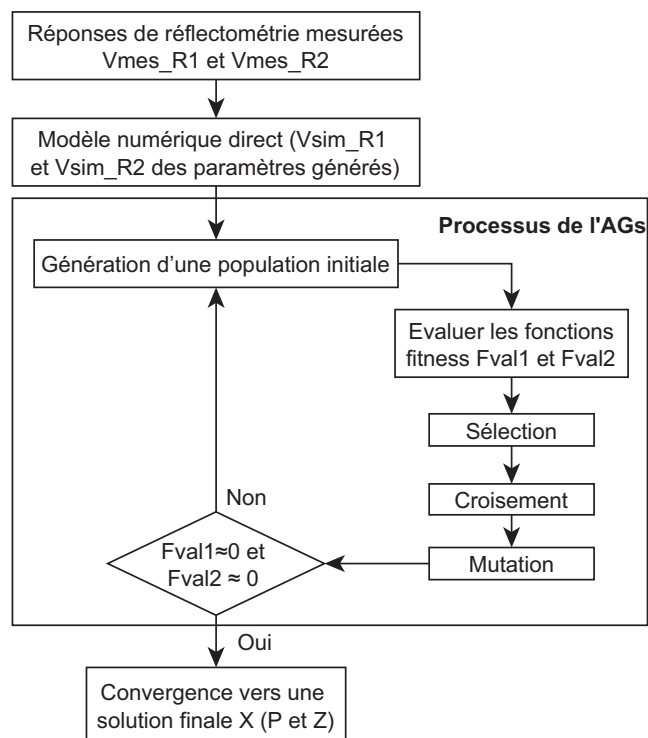


Figure 4.19 : Diagramme illustrant les différentes étapes suivies par l'approche MCTDR-AG.

4.5.1.2 Diagnostic de l'état d'un réseau en YY composé de câbles coaxiaux

Dans cette section, nous proposons de valider l'approche MCTDR-AG proposée par des mesures expérimentales. Pour ce faire, un réflectomètre spécifique (signal de sortie <1 V, impédance de sortie 50Ω et une bande de fréquence allant de 300 kHz à 200 MHz) a été développé et conçu pour injecter/acquérir des signaux de test MCTDR. La réflectométrie MCTDR est intégrée dans un FPGA développé par la société WiN MS (Wire Network Monitoring Solutions). Le réseau sous test de la Figure 4.18 a été mis en œuvre où deux réflectomètres R_1 et R_2 sont utilisés pour injecter les signaux de test MCTDR. Chaque réflectomètre a la capacité de communiquer sans fil avec une tablette PC pour transférer des données. Une interface graphique (GUI), fonctionnant sur les plateformes Android/Windows, contrôle la procédure d'injection / acquisition du signal de diagnostic et affiche le réflectogramme. Enfin, nous utilisons le logiciel de calcul numérique Matlab pour effectuer les traitements nécessaires tels que l'algorithme génétique, la corrélation entre les signaux injectés et réfléchis, etc. La Figure 4.20 montre la plateforme expérimentale mise en place pour effectuer le diagnostic du réseau filaire.

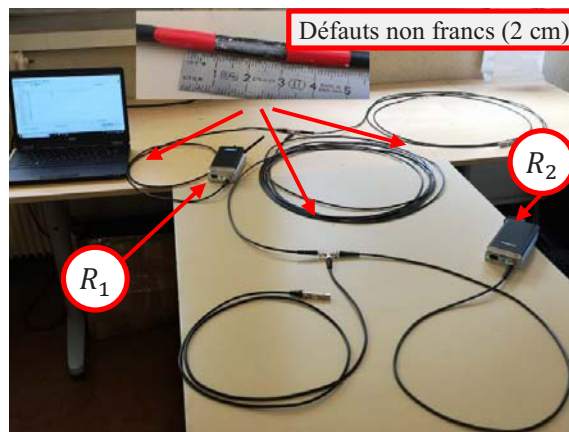


Figure 4.20 : Configuration expérimentale du réseau de la Figure 4.18 en utilisant des câbles coaxiaux et deux réflectomètres R_1 et R_2 pour effectuer les mesures MCTDR.

Les figures Figure 4.21 (a) et Figure 4.22 (a) montrent les réflectogrammes du réseau mis en œuvre illustrés sur la Figure 4.20, ils sont obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 , respectivement. Le premier pic correspond au couplage entre le réflectomètre et le réseau. Le deuxième pic négatif correspond à la première jonction rencontrée du point d'injection. Il est clair que chaque défaut non franc génère une petite variation dans la réponse de réflectométrie. Le signal de différence entre l'état défectueux et l'état sain du réseau (Figure 4.21 (b) Figure 4.22 (b)) met en évidence la signature des défauts non francs, ainsi que leurs impacts sur le réflectogramme.

En observant la Figure 4.21 (b) le défaut d_1 est situé à 1.41 m du point d'injection, il est donc facile de confirmer que la branche B_1 est défectueuse. Cependant, ce n'est pas le cas pour le défaut d_2 qui se situe à 2.14 m de R_1 (après la jonction J_1), il peut être positionné soit sur la branche B_2 ,

soit sur la branche B_3 , nous avons donc une ambiguïté pour le localiser. Quant au défaut d_3 , il est facile de le localiser sur la branche B_3 puisqu'il est situé à 10.16 m de R_1 .

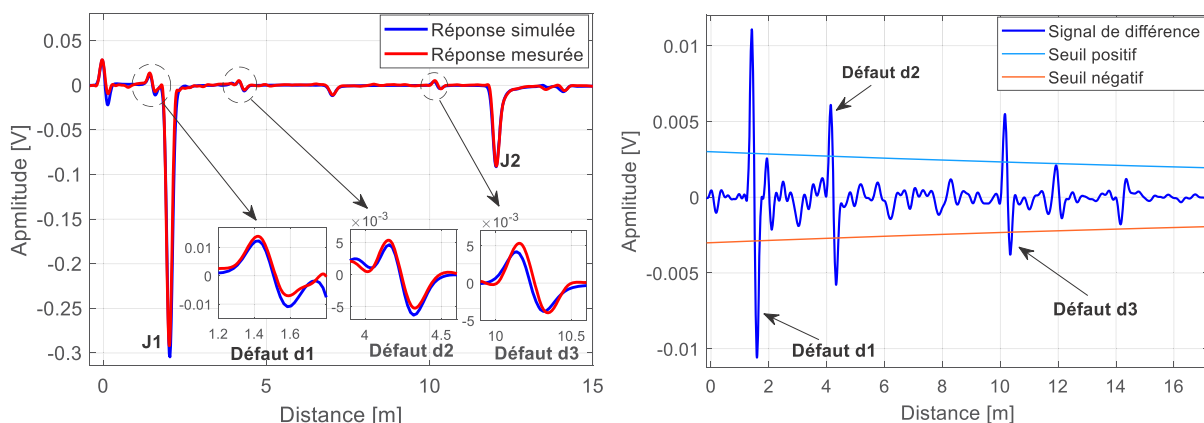
Le réflectomètre R_2 de son côté a localisé le défaut d_3 à 1.75 m, celui-ci peut également être situé soit sur la branche B_3 soit sur la branche B_4 . Les défauts d_1 et d_2 n'ont pas été détectés par R_2 à cause de l'atténuation du signal de test d'une part et de leurs faibles amplitudes d'autre part.

Pour lever toute ambiguïté de localisation de défauts non francs sur le réseau, la fusion des données entre les réflectomètres R_1 et R_2 est nécessaire. Cela peut être fait en appliquant l'algorithme MCTDR-AG proposé dans la section 4.5.1. La Table 4.3 montre les résultats obtenus par l'algorithme MCTDR-AG comparés aux valeurs de référence. Nous remarquons qu'il existe une bonne concordance entre les valeurs de référence de défauts et celles obtenues par l'AG.

Table 4.3 : Impédance et position estimées par l'approche MCTDR-AG.

	Valeurs de référence		Résultats obtenus par AG		Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
	Position	Impédance Z_d	Position	Impédance Z_d		
B_1	1.41 m de R_1	62 Ω	1.41 m de R_1	62 Ω	0	0
B_2	2.14 m de R_1	62 Ω	2.15 m de R_1	63 Ω	0.46	1.6
B_3	8.16 m de R_1	62 Ω	8.17 m de R_1	60 Ω	0.12	3.2

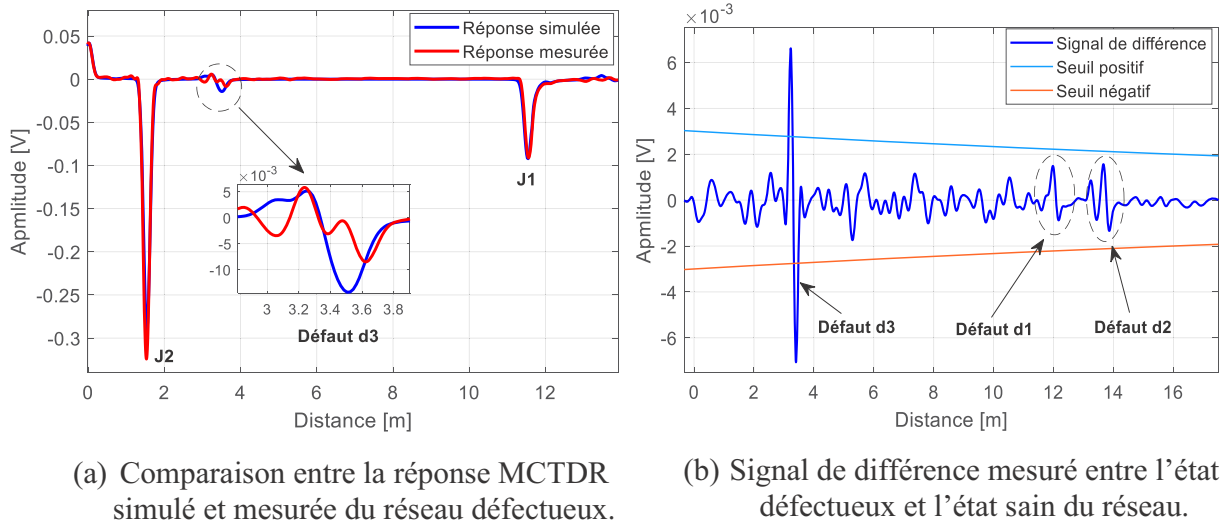
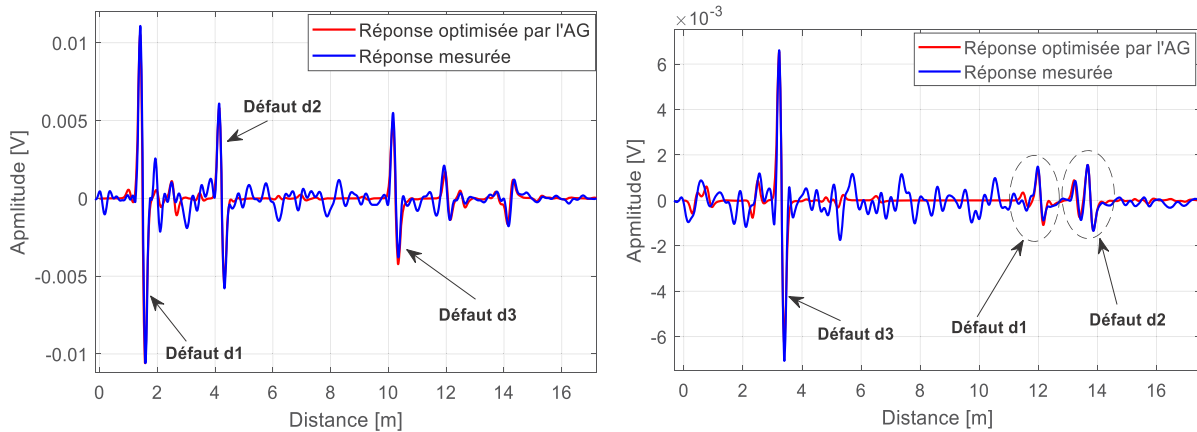
Les figures Figure 4.23 et Figure 4.24 représentent les réflectogrammes différentiels mesurés. Ils comparent les résultats obtenus par mesure avec les résultats reconstitués par l'AG (sous Matlab). La comparaison montre que l'approche proposée détecte efficacement les trois défauts non francs avec des valeurs précises et exactes de positions et d'impédances. Ceci est justifié par la bonne concordance entre le réflectogramme mesuré et celui reconstitué par l'AG.



(a) Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau défectueux.

(b) Signal de différence mesuré entre l'état défectueux et l'état sain du réseau.

Figure 4.21 : Réflectogramme de R_1 .

Figure 4.22 : Réflectogramme de R_2 .Figure 4.23 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_1 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.Figure 4.24 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_2 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.

4.5.1.3 Diagnostic de l'état d'un réseau en YY composé de paires torsadées

La Figure 4.25 montre un exemple d'un réseau complexe composé de 5 branches B_i $i \in \{1, 2, \dots, 5\}$ de mêmes caractéristiques (câble à paire torsadée de type EN 2714-013 MLB24). Le réseau est diagnostiqué par deux réflectomètres R_1 et R_2 . Les réflectomètres ainsi que les extrémités des branches B_2 et B_3 sont adaptées, l'impédance caractéristique de la ligne étant égale à $Z_c = 69 \Omega$. Le réseau est affecté par deux défauts non francs d_1 et d_2 : d_1 est situé sur la branche B_3 à $0.77 m$ de la jonction J_1 , d_2 sur la branche B_4 à $1.13 m$ de la jonction J_2 . Chaque défaut non

franc est caractérisé par une longueur $\Delta L = 3 \text{ cm}$ et une impédance $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ ($20\% < \Delta Z_c < 30\%$).

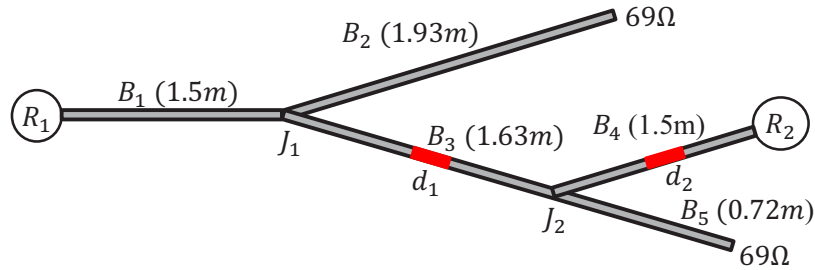


Figure 4.25 : Réseau en YY composé de paires torsadées et affecté par deux défauts non francs.

Le réseau complexe de la Figure 4.25 a été mis en œuvre à l'aide des lignes à paires torsadées blindées de type EN-2714-013 MLB24. La réponse de réflectométrie du réseau est mesurée par deux réflectomètres R_1 et R_2 en injectant des signaux MCTDR sur une bande de fréquences allant de 300 kHz à 500 MHz. Ensuite, le réflectogramme est affiché dans une interface graphique (GUI). La communication avec l'ordinateur est assurée par une connexion Bluetooth ou filaire (liaison USB). L'ensemble de la configuration expérimentale est présenté à la Figure 4.26.

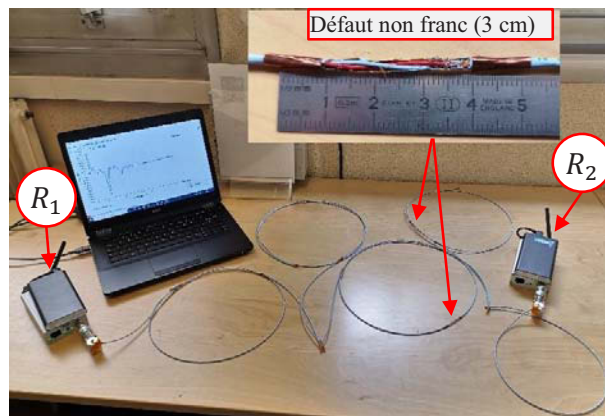


Figure 4.26 : Mise en œuvre du réseau de la Figure 4.25 constitué de paires torsadées (MLB24), affecté par deux défauts non francs et connecté aux réflectomètres R_1 et R_2 .

Les figures Figure 4.27 et Figure 4.28 montrent les réflectogrammes correspondant au réseau sain présenté sur la Figure 4.25, ils sont obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 , respectivement. Les deux figures illustrent une bonne concordance entre les résultats numériques et expérimentaux, tant pour les positions que pour les amplitudes des pics principaux. La différence peut être due à la modélisation numérique imparfaite du réseau (incertitudes géométriques et électriques des paramètres RLCG), ainsi qu'à l'impédance de la connexion (nœuds, couplage entre le capteur et le réseau).

Les figures Figure 4.29 et Figure 4.30 représentent les réponses MCTDR mesurées par R_1 et R_2 dans l'état défectueux et sain du réseau. Ces réflectogrammes nous permettent de détecter et de localiser les défauts non francs. Cependant, nous ne pouvons pas identifier la branche défectueuse. En observant le réflectogramme de la Figure 4.31, le premier pic correspond à la désadaptation entre le réflectomètre et le réseau testé. Le deuxième pic négatif correspond à la première jonction à une distance de 1.5 m du point d'injection. Ensuite le défaut non franc d_1 est détecté à une distance de 2.2 m. Il peut être situé sur la branche B_2 ou B_3 . On parle ici d'une ambiguïté de localisation du défaut. Le réflectomètre R_2 de son côté, détecte les défauts d_1 à 1.53 m et d_2 à 1.85 m (Figure 4.32). Ils peuvent également être situés sur la branche B_3 ou B_4 .

Après avoir mesuré les réponses de réflectométrie à l'aide des réflectomètres R_1 et R_2 , l'algorithme MCTDR-AG proposé dans la Section 4.5.1 est appliqué. Le but est de fusionner les données entre les réflectomètres afin d'éliminer toute ambiguïté de localisation des défauts sur le réseau. Le Table 4.4 montre les résultats obtenus par l'algorithme MCTDR-AG comparés aux valeurs de référence. Nous remarquons qu'il existe un bon accord entre les valeurs de référence des défauts et celles obtenues par l'AG.

Table 4.4 : Impédance et position obtenues par l'approche MCTDR-AG.

	Valeurs de référence		Résultats obtenus par AG		Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
	Position	Impédance Z_d	Position	Impédance Z_d		
B_3	0.77 m de J_1	90 Ω	0.78 m de J_1	89 Ω	1.29	1.1%
B_4	1.13 m de J_2	90 Ω	1.1 m de J_2	87 Ω	2.65	3.3%

Les réflectogrammes différentiels entre l'état défectueux et l'état sain du réseau (Figure 4.31 et Figure 4.32) comparent les résultats obtenus par mesure avec ceux reconstruits par l'algorithme MCTDR-AG. La comparaison montre que l'approche proposée détecte efficacement les deux défauts non francs avec des valeurs précises et exactes de positions et d'impédances. Ceci est justifié par le bon accord au niveau des défauts entre le réflectogramme mesuré et celui reconstruit par l'AG.

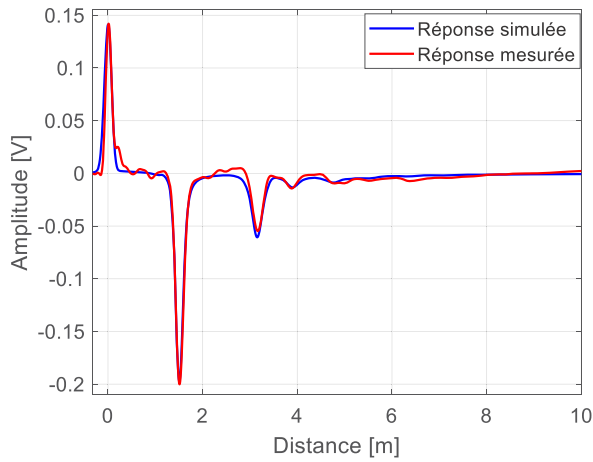


Figure 4.27 : Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau sain obtenue par R_1 .

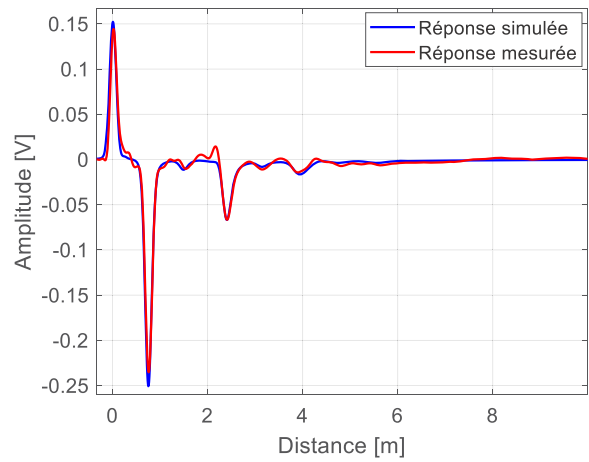


Figure 4.28 : Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau sain obtenue par R_2 .

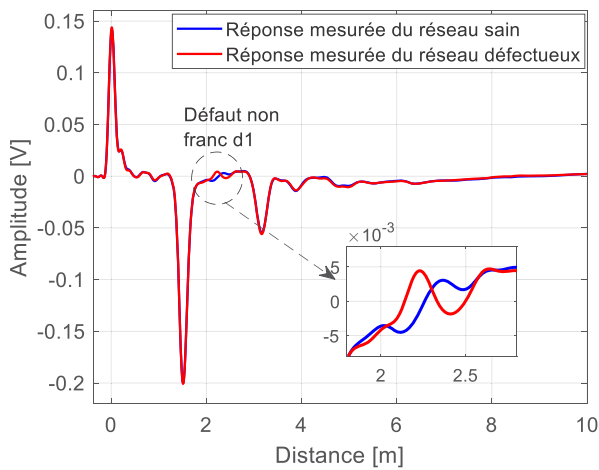


Figure 4.29 : Réponse MCTDR mesurée par R_1 dans l'état défectueux et sain du réseau.

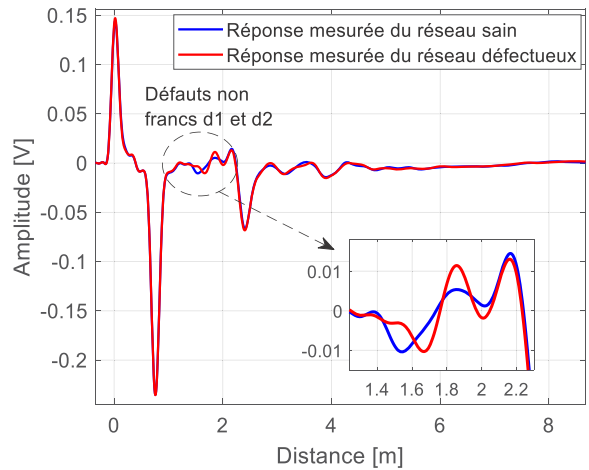


Figure 4.30 : Réponse MCTDR mesurée par R_2 dans l'état défectueux et sain du réseau.

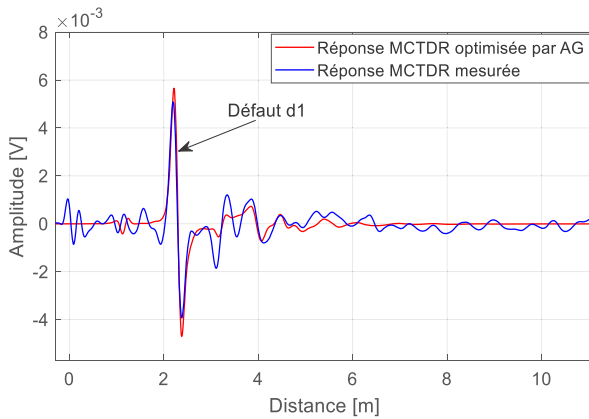


Figure 4.31 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_1 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.

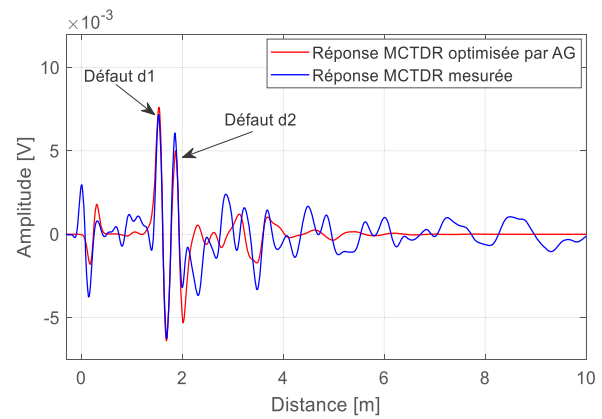


Figure 4.32 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_2 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par l'AG.

4.5.1.4 Diagnostic de l'état d'un réseau complexe composé de câbles coaxiaux

Dans cette section, nous allons appliquer la méthode de diagnostic distribué proposée sur un réseau filaire complexe afin de montrer sa robustesse. Le réseau est constitué de câbles coaxiaux d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, et diagnostiqué par trois réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 . Le nombre et la position des réflectomètres sont optimisés comme décrit dans la section 3.2 du chapitre 3. Les longueurs des branches sont illustrées sur la Figure 4.33. Le réseau est affecté par trois défauts non francs d_1 , d_2 et d_3 situé sur les branches B_2 , B_3 et B_8 respectivement. Chaque défaut non franc est caractérisé par une longueur $\Delta L = 3 \text{ cm}$ et une impédance $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ avec $\Delta Z_c = 35\%$. Les réflectomètres et les extrémités des branches sont adaptés à l'impédance caractéristique du câble.

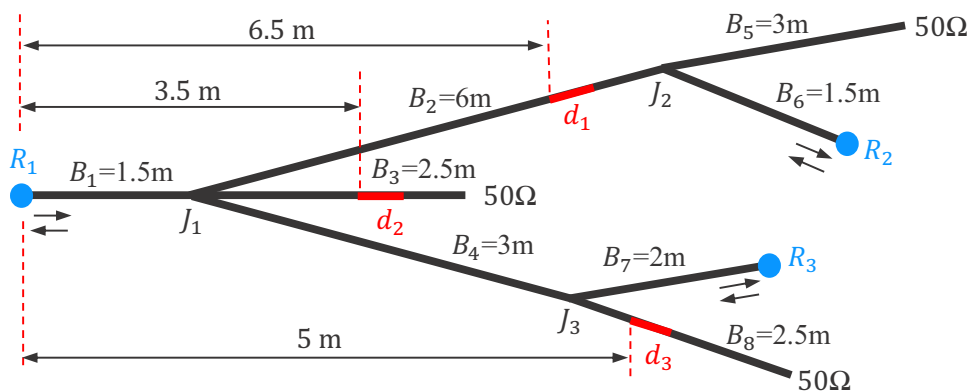


Figure 4.33 : Réseau filaire complexe.

L'ensemble des figures Figure 4.34(a), Figure 4.35(a) et Figure 4.36(a) montrent les réflectogrammes correspondant au réseau de la Figure 4.20, obtenus par les réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 , respectivement. Chaque défaut non franc génère une petite variation sur le réflectogramme. Le signal de différence entre l'état défectueux et l'état sain du réseau (figures Figure 4.34 (b), Figure 4.35 (b) et Figure 4.36 (b)) met en évidence la signature des défauts non francs, ainsi que leurs impacts sur le réflectogramme.

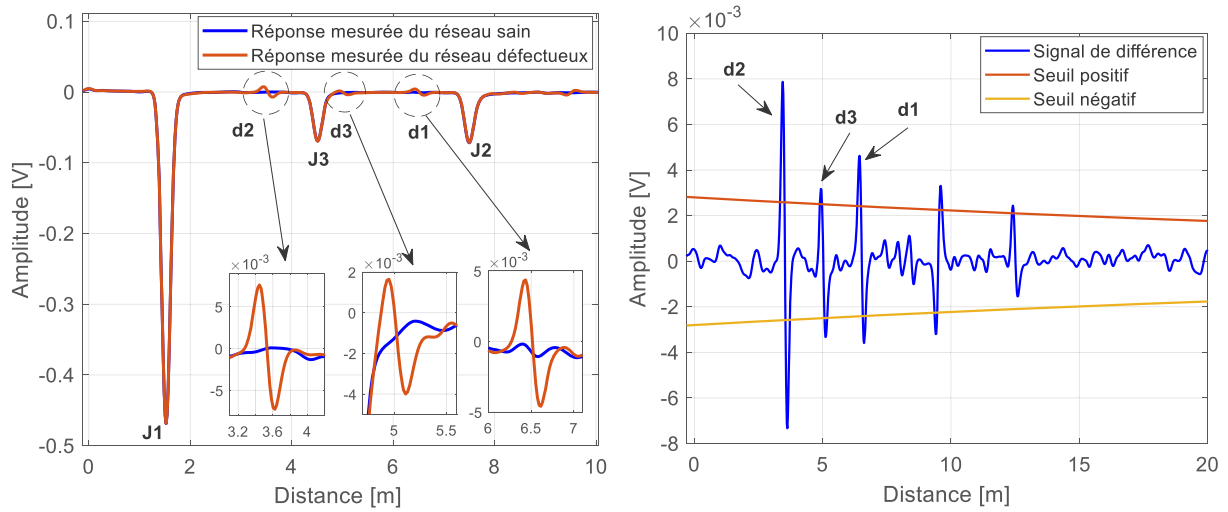
En observant la Figure 4.34, le réflectomètre R_1 détecte le défaut d_2 à une distance de 3.5 m, mais il est impossible de déterminer si le défaut existe sur la branche B_2 , B_3 ou B_4 . Même constatation pour le défaut d_3 détecté après deux jonctions à 5 m, il peut être soit sur la branche B_7 soit B_8 . Le défaut d_1 est détecté après une jonction à 6.5 m de R_1 , il est certainement situé sur la branche B_2 .

Le réflectomètre R_2 (Figure 4.35) de son côté détecte le défaut d_1 à 2.5 m, celui-ci peut être situé sur la branche B_2 ou B_5 . Il détecte également le défaut d_2 à 9.5 m, mais il ne peut pas déterminer si le défaut est présent sur la branche B_3 ou la branche B_4 . Le défaut d_3 n'a pas été détecté à cause de l'atténuation du signal de test après 3 jonctions.

De même pour le réflectomètre R_3 (Figure 4.36) qui ne peut pas identifier la branche défectueuse du défaut d_3 détecté à une distance de 2.5 m. Celui-ci peut être positionné sur la branche B_4 ou B_8 . Même constatation pour le défaut d_2 détecté après deux jonctions à 7 m, il peut être localisé soit sur la branche B_2 soit sur la branche B_3 . Le défaut d_1 est détecté après deux jonctions à 10 m, il doit être sur la branche B_2 .

Nous remarquons qu'il y a une ambiguïté de localisation des défauts sur les branches du réseau pour chaque réflectomètre distribué. En effet, le réflectogramme permet de connaître la distance séparant le défaut au point d'injection, mais il ne permet pas d'identifier la branche défectueuse. De plus, le réflectogramme associé à un réseau complexe fait apparaître une multitude de pics atténués et retardés dus à de multiples réflexions. Cela ne permet pas de localiser plusieurs défauts non francs à partir du réflectogramme.

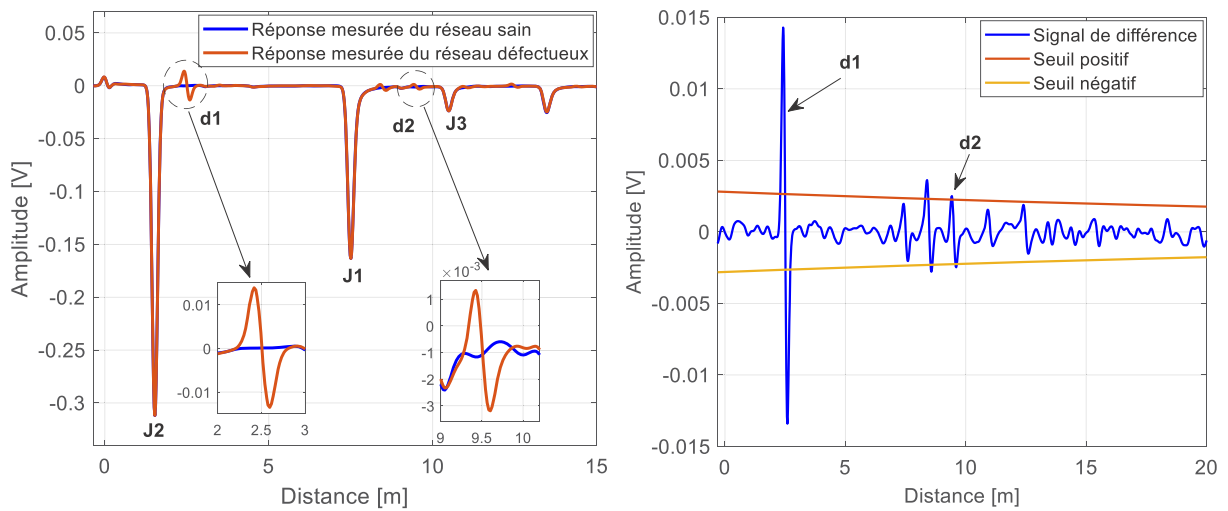
Pour éliminer toute ambiguïté de localisation, nous appliquerons nos algorithmes d'optimisation pour converger vers une solution optimale correspondant à la position et à l'impédance des défauts existants sur le réseau.



(a) Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau défectueux.

(b) Signal de différence mesuré entre l'état défectueux et l'état sain du réseau.

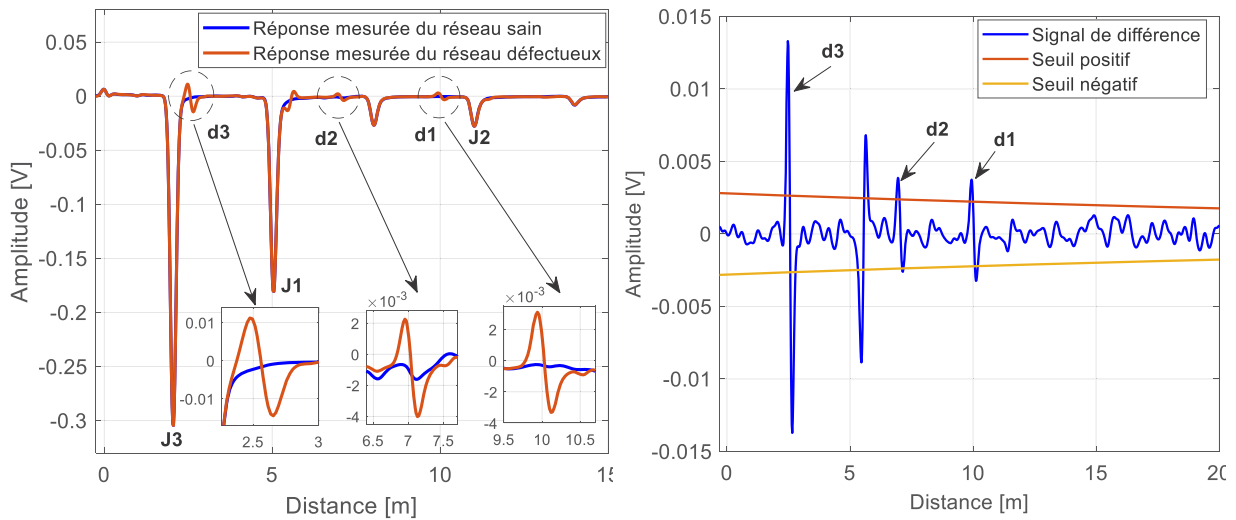
Figure 4.34 : Réflectogramme de R_1 .



(a) Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau défectueux.

(b) Signal de différence mesuré entre l'état défectueux et l'état sain du réseau.

Figure 4.35 : Réflectogramme de R_2 .



(a) Comparaison entre la réponse MCTDR simulée et mesurée du réseau défectueux.

(b) Signal de différence mesuré entre l'état défectueux et l'état sain du réseau.

Figure 4.36 : Réflectogramme de R_3 .

La Table 4.5 montre les résultats obtenus par l'AG par rapport aux valeurs de référence. Nous remarquons qu'il existe un bon accord entre les valeurs de référence des défauts et celles générées par l'AG.

Table 4.5 : Position et impédance des défauts obtenues par l'approche MCTDR-AG.

	Valeurs de référence		Résultats obtenus par AG		Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
	Position	Impédance Z_d	Position	Impédance Z_d		
B_2	6.5 m de R_1	67 Ω	6.49 m de R_1	67 Ω	0.15	0
B_3	3.5 m de R_1	67 Ω	3.51 m de R_1	66 Ω	0.28	1.5
B_8	5 m de R_1	67 Ω	4.98 m de R_1	69 Ω	0.4	2.9

L'ensemble des figures Figure 4.37, Figure 4.38 et Figure 4.39 représentent les réflectogrammes différentiels. Ils comparent les résultats obtenus par mesure avec les résultats reconstruits par l'AG. La comparaison montre que l'approche proposée détecte efficacement les trois défauts non francs avec des valeurs précises de positions et d'impédances. Cela se justifie par la bonne concordance entre les réflectogrammes mesurés et ceux reconstruits par l'AG.

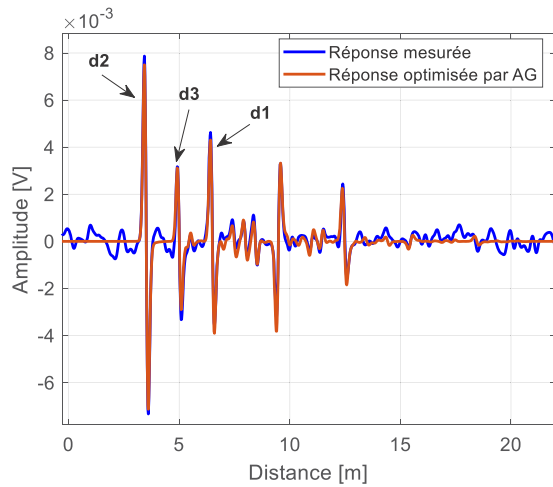


Figure 4.37 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_1 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.

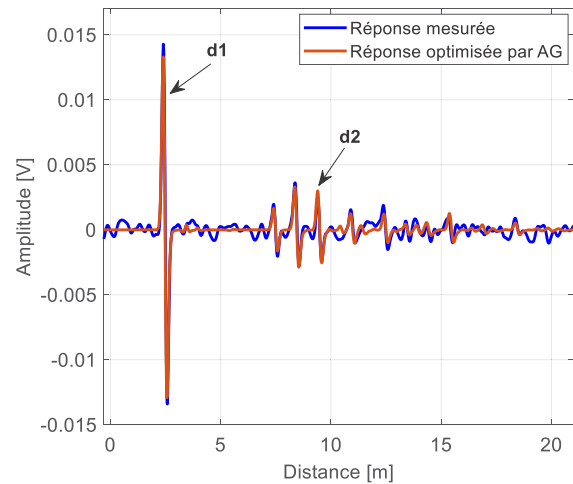


Figure 4.38 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_2 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.

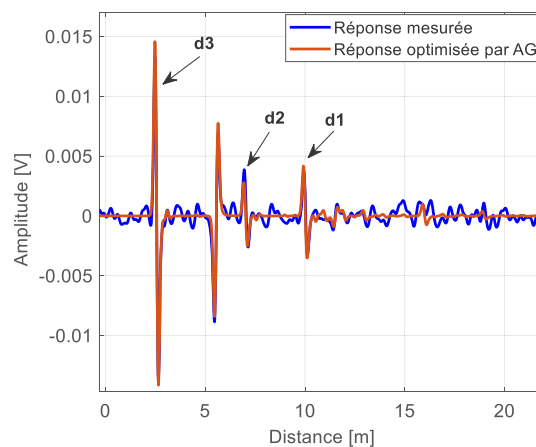


Figure 4.39 : Réflectogramme différentiel obtenu par R_3 montre la comparaison entre la réponse MCTDR mesurée et celle reconstruite par AG.

4.5.2 Localisation et caractérisation des défauts par l'approche MCTDR-RN

4.5.2.1 Procédure de diagnostic des défauts

Dans cette section, nous utilisons les réseaux de neurones pour fusionner les données entre les différents réflectomètres distribués afin de localiser et de caractériser un ou plusieurs défauts non francs dans un réseau filaire complexe. Le schéma de principe de la Figure 4.40 montre la procédure de localisation des défauts non francs dans un réseau filaire complexe. Le réseau est diagnostiqué par plusieurs réflectomètres R_i $i \in \{1, 2, \dots, N\}$, N est le nombre de réflectomètres. Ces derniers

doivent être placés à des points stratégiques du réseau afin de réduire les coûts de diagnostic comme présenté dans la section 3.2 du chapitre 3.

Pour faciliter l'analyse du réflectogramme, chaque réflectomètre doit appliquer une soustraction entre le réflectogramme obtenu dans le cas défectueux et le cas sain du réseau. Ce traitement évite les différents pics provoqués par les ramifications dans le réseau. Ensuite, seuls les pics principaux sont détectés et pour chaque pic, son amplitude et sa position (distance par rapport au point d'injection) sont stockées. Nous proposons de sauvegarder uniquement la position des échos le plus significatifs du réflectogramme afin d'éviter de mémoriser tous les échantillons du réflectogramme et donc, de gagner en termes de temps de traitement et de capacité de stockage (espace mémoire). Les principaux pics de différents réflectomètres sont ensuite injectés à l'entrée du réseau MLP-NN (Multi-Layer Perceptron Neural Network), qui assure la fusion des données entre les différents réflectomètres et fournit (en sortie) des informations sur la détection, la localisation et la caractérisation de multiples défauts non francs sur le réseau. Cette nouvelle méthode de fusion de données a fait l'objet d'une publication internationale [106] avec un prix (Best Paper Award), et de deux publications de journaux [105], [107].

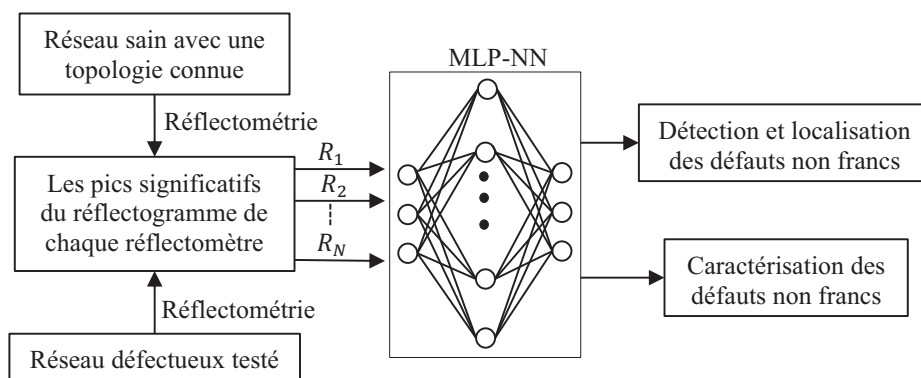


Figure 4.40 : Schéma fonctionnel de la procédure de localisation des défauts.

4.5.2.2 Conception du réseau de neurones

La Figure 4.41 illustre l'architecture du MLP-NN correspondant au réseau filaire YY constitué de 5 branches et surveillé par deux réflectomètres, comme le montre la Figure 4.25. Le MLP-NN se compose de deux réseaux de neurones RN_1 et RN_2 , chacun composé de trois couches (entrée, cachée et sortie), avec une fonction d'activation tangente hyperbolique dans la couche cachée et une fonction d'activation linéaire dans la couche de sortie. Le RN_1 est utilisé pour localiser avec précision les défauts non francs et le RN_2 est utilisé pour caractériser leurs impédances. L'entrée du MLP-NN est constituée de réponses de réflectométrie MCTDR (la position X et l'amplitude Y du réflectogramme) mesurées à l'aide de plusieurs réflectomètres afin d'assurer la fusion de données. La couche de sortie de chaque RN est composée de cinq neurones, ce qui correspond au

nombre de branches du réseau filaire. Si un défaut non franc est détecté, la sortie du RN_1 correspondante donne sa position (en m) sur la branche défectueuse, la sortie RN_2 correspondante donne son impédance (en Ω).

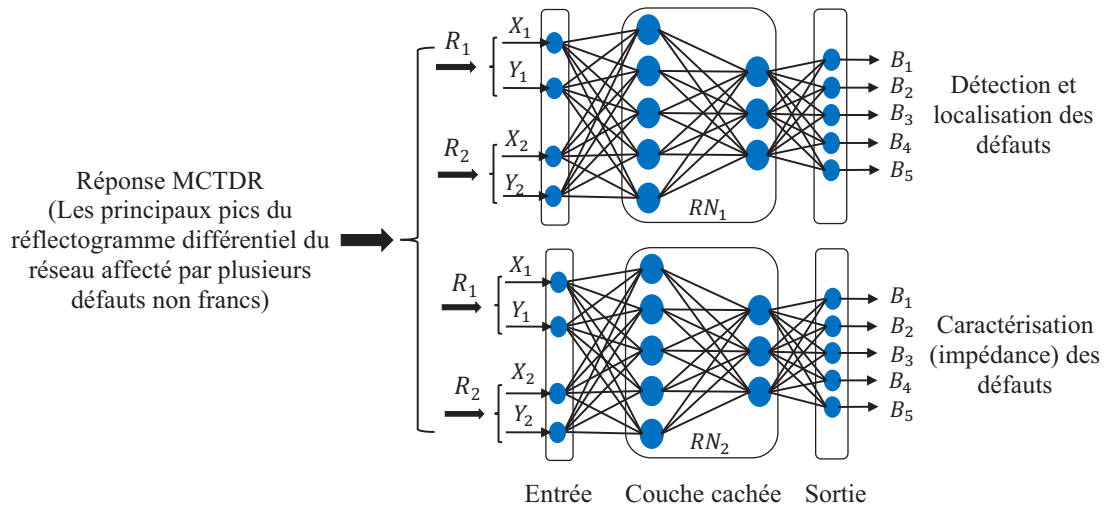


Figure 4.41 : Détection, localisation et caractérisation de défauts non francs à l'aide de MLP-NN.

4.5.2.3 Apprentissage du réseau de neurones

Les données de la base d'apprentissage pour le réseau filaire de la Figure 4.17, sont constituées d'exemples de réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 . Ils sont obtenus en simulant plusieurs défauts non francs insérés dans différents scénarios dans le réseau en faisant varier leurs positions et leurs impédances de manière aléatoire dans un domaine défini (Figure 4.42).

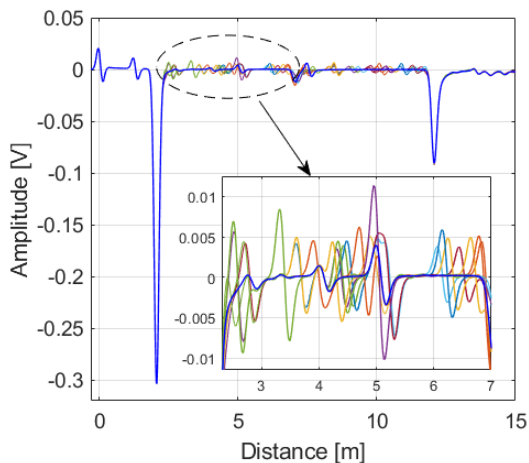


Figure 4.42 : Quelques exemples de données d'apprentissage.

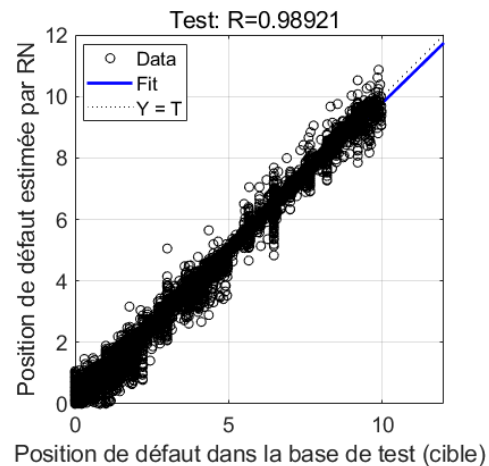


Figure 4.43 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.

Les données de la base d'apprentissage sont réduites, car nous utilisons les pics significatifs du réflectogramme différentiel (entre les cas sain et défectueux), ce qui diminue considérablement

le nombre de neurones et le temps de traitement. Les données sont stockées dans un fichier qui constitue la base d'apprentissage. Les paramètres recherchés sont la localisation et l'impédance du défaut, qui constituent la sortie du RN.

Les RNs de la Figure 4.41 sont entraînés en utilisant jusqu'à 130 neurones cachés. La Figure 4.43 permet de tester le bon apprentissage du RN, elle montre un bon accord entre les sorties désirées (dans la base de test) et les sorties estimées du réseau avec un coefficient de corrélation $R = 0.99$.

4.5.2.4 Diagnostic de l'état d'un réseau en YY constitué des câbles coaxiaux

Les RNs formés comme décrits dans la section précédente sont appliqués au réseau complexe de la Figure 4.17. Ces réseaux assurent la fusion de données entre les réflectomètres R_1 et R_2 pour lever l'ambiguïté de localisation des défauts. Les conditions de diagnostic sont les suivantes : nombre de neurones cachés : 90, nombre d'exemples environ : 70000, dont 28000 pour l'apprentissage, 28000 pour la validation et 14000 pour les tests. Les résultats de l'estimation par RN de la position et de l'impédance de trois défauts sont en bon accord avec les valeurs de référence comme illustré dans la Table 4.6.

Table 4.6 : Impédance et position des défauts non francs, estimées par l'approche MCTDR-RN.

	Valeurs de référence	Position estimée par RN_1 (m)	Impédance estimée par RN_2 (Ω)	Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
B_1	1.41 m de R_1 avec $Z_d = 62 \Omega$	1.423	60	0.92	3.2
B_2	2.14 m de J_1 avec $Z_d = 62 \Omega$	2.17	62	1.4	0
B_3	8.16 m de J_1 avec $Z_d = 62 \Omega$	8.2	63	0.49	1.6

4.5.2.5 Diagnostic de l'état d'un réseau en YY constitué des paires torsadées

Dans cette section, nous appliquons l'approche MCTDR-RN proposée sur le réseau filaire de la Figure 4.25 constitué des paires torsadées (impédance caractéristique $Z_c = 69 \Omega$). La base d'apprentissage est constituée des exemples de réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 afin d'assurer la fusion des données. Les données (environ 20000 exemples) sont obtenues en faisant varier aléatoirement la position et l'impédance de multiples défauts non francs (1 défaut par branche) sur le réseau comme le montre la Figure 4.44. La position des défauts injectés varie en fonction de la longueur des lignes, alors que leurs impédances varient de 10% à 40% par rapport à l'impédance caractéristique du réseau.

L'apprentissage des réseaux de neurones (RN_1 pour localiser les défauts et RN_2 pour caractériser leurs impédances) est effectué avec 100 neurones dans la couche cachée de chaque réseau. Une fois le RN créé, les données de la base d'apprentissage sont injectées dans son entrée.

La performance du RN pour estimer la position et l'impédance des défauts est caractérisée par le calcul de l'erreur relative sur la base de test. La Figure 4.45 montre un bon accord entre les sorties estimées et les sorties désirées dans la base de test.

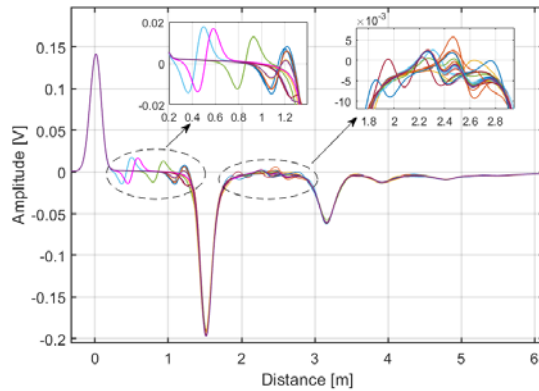


Figure 4.44 : Quelques exemples de données d'apprentissage.

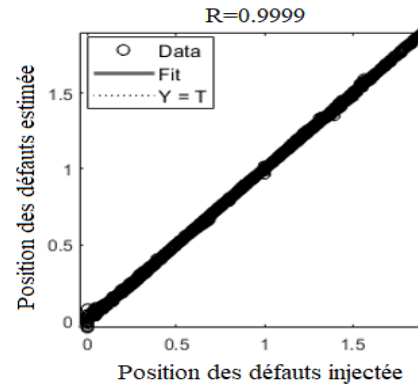


Figure 4.45 : Comparaison des données estimées avec celles contenues dans la base de test.

La Table 4.7 montre les résultats de l'estimation par RN de la position et de l'impédance de deux défauts comparés aux valeurs de référence. On peut constater que le RN donne des résultats avec une bonne précision.

Table 4.7 : Impédance et position des défauts non francs, estimées par l'approche MCTDR-RN.

	Valeurs de référence	Position estimée par RN_1 (m)	Impédance estimée par RN_2 (Ω)	Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
B_3	0.77 m de J_1 avec $Z_d = 90 \Omega$	0.78	88	1.29	2.2
B_4	1.13 m de J_2 avec $Z_d = 90 \Omega$	1.12	91	0.89	1.11

4.5.2.6 Diagnostic de l'état d'un réseau complexe constitué des câbles coaxiaux

Dans cette section, nous appliquons l'approche MCTDR-RN proposée sur le réseau filaire complexe de la Figure 4.33. Les RNs sont cette fois-ci alimentés avec les réflectogrammes du réseau complexe affecté par trois défauts non francs. La base de données est constituée des exemples de réflectogrammes issus de trois réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 afin d'assurer la fusion de données. La structure de chaque RN, ainsi que les fonctions d'activations des couches sont les mêmes que celles utilisées dans l'application précédente.

Dans cette application, la base d'apprentissage est constituée d'environ 40000 exemples. Ils sont obtenus comme l'application précédente en faisant varier aléatoirement la position et l'impédance de multiples défauts non francs sur le réseau comme le montre la Figure 4.46.

L'apprentissage des réseaux de neurones (RN_1 pour localiser les défauts et RN_2 pour caractériser leurs impédances) est effectué avec 120 neurones dans la couche cachée de chaque réseau. Cependant, pour vérifier le bon apprentissage des RN, il est nécessaire de tester leur capacité à généraliser sur des exemples contenus dans la base de test. La Figure 4.47 montre un bon accord entre les sorties désirées dans la base de test et les sorties estimées à la sortie du RN avec un coefficient de corrélation $R = 0.983$.

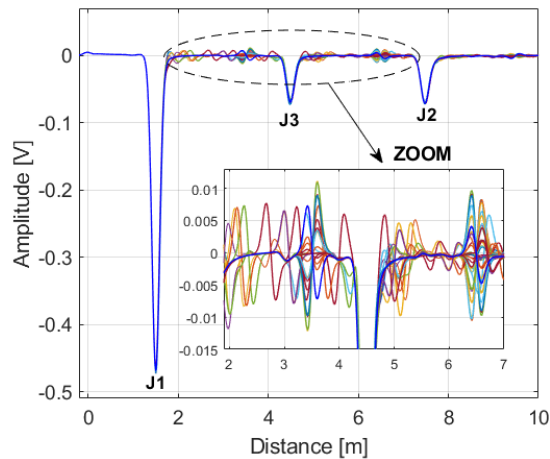


Figure 4.46 : Quelques exemples de données d'apprentissage.

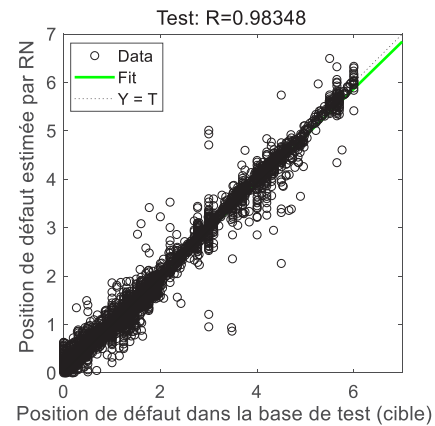


Figure 4.47 : Comparaison des données estimées par RN avec celles contenues dans la base de test.

La Table 4.7 compare les résultats obtenus par les RN avec les valeurs de référence. On peut remarquer que les RN donnent des résultats avec une bonne précision quant à la localisation et à la caractérisation de trois défauts non francs.

Table 4.8 : Impédance et position des défauts non francs, estimées par l'approche MCTDR-RN.

	Valeurs de référence	Position estimée par RN_1 (m)	Impédance estimée par RN_2 (Ω)	Erreur de position relative (%)	Erreur d'impédance relative (%)
B_2	6.5 m de R_1 avec $Z_d = 67 \Omega$	6.51	68	0.15	1.49
B_3	3.5 m de R_1 avec $Z_d = 67 \Omega$	3.5	67	0	0
B_8	5 m de R_1 avec $Z_d = 67 \Omega$	5.01	69	0.2	2.9

On remarque que grâce à la fusion de données des réflectomètres, nous avons réussi à localiser et à caractériser sans ambiguïté de multiples défauts non francs sur le réseau filaire complexe. Cela n'était pas possible en utilisant un seul point de mesure sur le réseau. Nous avons réussi à réduire considérablement la quantité des données à analyser puisque nous utilisons les pics les plus significatifs du réflectogramme. Cela a permis de réduire la taille de la base de données, le nombre de neurones et le temps de traitement.

4.5.3 Comparaison AG / RN

Dans les sections précédentes, nous avons montré que grâce à la fusion de données des réflectomètres, nous avons réussi à localiser et à caractériser sans ambiguïté plusieurs défauts non francs sur le réseau filaire complexe. Cela n'était pas possible en utilisant un seul point de mesure sur le réseau. La fusion des données entre les réflectomètres distribués est assurée par deux méthodes, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones.

Les deux méthodes nécessitent un modèle numérique suffisamment représentatif de la mesure réelle afin d'obtenir de bons résultats d'estimation sur les données expérimentales. Nous avons constaté que ces deux méthodes montrent une bonne efficacité dans la fusion de données entre les réflectomètres, ce qui permet de localiser et caractériser avec précision plusieurs défauts dans des réseaux complexes. Cependant, ces méthodes ont du mal à détecter les défauts dont les variations d'impédance sont inférieures à 10% de l'impédance caractéristique de la ligne, notamment dans des conditions réelles en présence de bruit.

Pour fusionner les données des réflectomètres, l'algorithme génétique utilise des algorithmes itératifs jusqu'à la convergence vers la meilleure solution. Cette méthode est coûteuse en temps de calcul, notamment dans les réseaux à topologie complexe, où le nombre de paramètres à optimiser dépend du nombre de branches dans le réseau. Pour les réseaux de neurones, la fusion de données s'effectue en deux étapes. Une première étape d'apprentissage consiste à ajuster les biais et les poids de connexion du RN à partir d'un ensemble d'une base de données. Cette étape est effectuée « offline » une fois pour toutes, mais elle peut prendre un temps relativement important en fonction de la complexité du réseau filaire, du type du défaut (franc ou non franc) et des paramètres d'apprentissage (nombre de neurones, nombre d'exemples). La deuxième étape utilise le modèle neuronal formé pour diagnostiquer le réseau filaire. Ce diagnostic est rapide (moins d'une seconde) et peut être effectué en temps réel.

Par exemple, dans le cas du réseau complexe affecté par trois défauts non francs et surveillé par deux réflectomètres (Figure 4.17), le temps de calcul pour converger vers une solution optimale en utilisant l'AG est d'environ 10 min. Le temps d'apprentissage « offline » du RN avec une base de données constituée de 70 000 exemples est d'environ 3h30 avec un PC équipé d'un processeur Intel Core i5-4460 et de 8 Go de RAM. En revanche, pour avoir l'état du réseau filaire « online », il faut moins d'une seconde en utilisant le RN formé. Cela fait la grande différence entre les deux méthodes de fusion de données.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé de nouvelles stratégies de fusion des données entre les réflectomètres distribués afin de détecter, localiser et caractériser un ou plusieurs défauts (francs et non francs) dans un réseau filaire complexe. La fusion des données est effectuée par deux méthodes AG et RN. Dans un premier temps, nous avons introduit le principe général de ces deux méthodes.

Dans un deuxième temps, nous avons appliqué l'AG et le RN combiné avec la réflectométrie TDR (impulsion gaussienne, signal MCTDR) sur un réseau filaire complexe, afin de localiser les défauts francs et non francs en utilisant un seul point de mesure. Nous avons montré que les deux méthodes (AG et RN) sont limitées en utilisant un seul point de mesure qui ne peut pas couvrir l'ensemble du réseau complexe. Cela peut créer une ambiguïté lors de la localisation du défaut, surtout si le défaut est de type non franc et situé dans une zone aveugle.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé de distribuer le diagnostic en différents points du réseau complexe. Ensuite, deux nouvelles stratégies basées sur l'AG et le RN pour fusionner les données entre les réflectomètres ont été proposées. Les deux stratégies ont été appliquées sur différentes topologies de réseaux (YY, complexe), avec deux types de câbles (coaxiaux, paires torsadées) et en présence de deux types de défauts (francs et non francs). Cela vérifie clairement la précision et la robustesse des méthodes développées pour le diagnostic des réseaux filaires, quelles que soient la configuration et la nature des défauts.

L'efficacité des méthodes proposées est validée par des résultats de simulation et des résultats expérimentaux pour différents types de réseau. Pour chaque configuration de réseau ou type de défaut, les méthodes de fusion de données sont comparées. Nous avons remarqué que les deux méthodes donnent des résultats satisfaisants en termes de précision. L'AG nécessite un modèle numérique suffisamment représentatif de la mesure expérimentale pour garantir une bonne estimation. Cependant, le RN est un outil d'interpolation de données puissant et plus robuste au bruit de mesure, offrant ainsi une bonne précision d'estimation.

La différence est que les AG sont coûteux en temps de calcul. En revanche, avec les RN nous prenons beaucoup de temps pour la création de la base d'apprentissage et l'ajustement des paramètres interne du réseau, mais tous ces processus ne sont effectués qu'une seule fois « offline », et n'ont pas d'impact sur le diagnostic « online » du réseau. Pour cela, nous considérons que l'utilisation des RN peut être très avantageuse pour les applications embarquées temps-réel.

Dans le chapitre suivant, nous proposons d'intégrer la communication entre les différents systèmes de diagnostic par la partie transmise du signal de test MCTDR afin de fusionner les données entre eux. Ceci permet de partager les informations et améliorer la qualité du résultat de diagnostic.

Chapitre 5

Intégration de la communication entre les réflectomètres distribués via les phases du signal de diagnostic MCTDR

Table des matières

5.1	Introduction	121
5.2	Intégration de la communication entre les réflectomètres.....	122
5.2.1	Procédé de communication par la modulation de phase du signal MCTDR ..	122
5.2.2	Analyse fréquentielle du signal MCTDR.....	124
5.2.3	Méthodologie C-MCTDR : Diagnostic et communication.....	126
5.2.4	Robustesse de la méthode	131
5.2.5	Détection et correction des erreurs de transmission.....	135
5.3	Elimination de l'interférence entre les réflectomètres distribués	136
5.4	Développement d'un protocole de communication	144
5.5	Développement d'un algorithme de localisation d'un défaut	147
5.6	Conclusion.....	151

5.1 Introduction

Les précédents chapitres ont permis de mettre en évidence les différentes méthodes de fusion de données entre les réflectomètres distribués pour lever l'ambiguïté de localisation d'un défaut. Cependant, comme la fonction de diagnostic est intégrée en différents points du réseau, l'établissement d'une communication entre les réflectomètres permettrait l'échange de données et la centralisation des informations concernant l'état du réseau vers une unité centrale chargée de traiter et de fusionner les données pour faciliter la prise de décision.

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes permettant le diagnostic distribué telles que la méthode par séquences M [19], la méthode des moyennes sélectives [10] et la méthode CTDR [79]. Ces méthodes sont basées sur l'analyse des signaux réfléchis et ne permettent pas aux capteurs de communiquer entre eux. La méthode de réflectométrie multi-porteuse OMTDR [5] basée sur la modulation/démodulation OFDM permet d'assurer la communication entre les réflectomètres. Cependant, elle nécessite une phase complexe de post-traitement lié aux différents blocs de la méthode OFDM.

L'objectif de ce chapitre est de montrer la faisabilité de l'intégration de la communication des capteurs sur le signal de diagnostic du réseau filaire. Nous proposons une nouvelle technologie de diagnostic distribué pour les réseaux filaires complexes afin d'assurer la communication entre les capteurs en utilisant la partie transmise du signal de réflectométrie MCTDR. Cette communication contribue à améliorer la qualité du diagnostic par la fusion des données des réflectomètres. La nouveauté est d'injecter un signal MCTDR porteur d'informations capables à la fois d'assurer le diagnostic filaire et la communication entre les capteurs. Cela se fait en exploitant simultanément la partie transmise et la partie réfléchie du signal MCTDR.

Dans la première section, nous présentons le procédé de communication entre les réflectomètres *via* les phases du signal MCTDR. Ensuite, une étude de la robustesse de la méthode proposée par rapport au bruit et à la complexité du réseau filaire est présentée. Dans la troisième section, nous proposons une nouvelle méthode pour éliminer les interférences entre les signaux des réflectomètres. Pour cela, les sous-porteuses des signaux de test des réflectomètres doivent être choisies judicieusement afin d'apporter une orthogonalité les unes par rapport aux autres. Cela permet une décorrélation complète entre les signaux des réflectomètres et une mesure sans information additionnelle provenant des autres réflectomètres. Enfin, la dernière section présente un protocole de communication mis en place pour gérer l'opération de communication et l'échange de données entre les réflectomètres.

5.2 Intégration de la communication entre les réflectomètres

Le diagnostic des réseaux filaires complexes nécessite l'utilisation de systèmes de diagnostic distribués en différents points pour couvrir l'ensemble du réseau. Le signal MCTDR présenté dans la section 2.3.3 du chapitre 2 possède de bonnes performances (détection et localisation des défauts) pour le diagnostic en ligne avec un contrôle précis du spectre des signaux injectés tout en évitant les interférences. Dans cette section, nous utilisons ce signal comme porteur d'information pour assurer la communication entre les capteurs sans dégrader ces bonnes caractéristiques. Cette communication est robuste au bruit ainsi qu'aux défauts de câbles.

5.2.1 Procédé de communication par la modulation de phase du signal MCTDR

Dans cette section, nous nous intéressons à la partie transmise du signal MCTDR pour transmettre des données. La nouveauté par rapport à la méthode précédemment proposée est d'utiliser les phases (θ_k) du signal MCTDR pour encoder des messages. Ce message permet le partage d'informations entre les réflectomètres sur l'état du réseau (par exemple, la position et l'impédance d'un défaut). Le signal porteur d'information est appelé C-MCTDR (Communication-MCTDR).

La Figure 5.1 montre la procédure de diagnostic et de communication *via* les phases du signal C-MCTDR. A l'injection, une technique de modulation numérique telle que M-PSK (Phase Shift Keying, où M est l'ordre de la modulation PSK) est utilisée pour générer les symboles complexes du signal C-MCTDR. Le signal C-MCTDR est composé de N symboles complexes représentés par le vecteur $S_k = c_k e^{j\theta_k}$, avec $\theta_k = \frac{i2\pi}{M}$ où $i \in [0, M - 1]$. L'amplitude de chaque symbole k est contrôlée par le coefficient c_k , ce qui permet de contrôler le spectre du signal injecté¹⁵. L'annulation de certains coefficients permet d'éviter des bandes interdites et peut ainsi répondre aux contraintes de compatibilité électromagnétique imposées. Ensuite, la propriété de symétrie hermitienne est utilisée (le spectre devra être à symétrie hermitienne) pour que le signal injecté soit réel [108]. Puis, le bloc IDFT (Transformée de Fourier Discrète Inverse) permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Un convertisseur numérique analogique (DAC) est utilisé avant l'injection du signal C-MCTDR dans le réseau sous test. La Figure 2.3 montre un signal de test C-MCTDR dans le domaine temporel composé de $N = 256$ sous-porteuses qui sont également réparties dans l'intervalle de 400 kHz à 200 MHz.

¹⁵ L'annulation ou la réduction de certains coefficients c_k par rapport à d'autres entraîne une modification ou même une perte d'information comme nous avons vu dans la section 1.2.2 du chapitre 2. Cette perte d'information nécessitera une étape de traitement afin d'arriver à une estimation de réponse suffisamment fiable pour la détection de défaut.

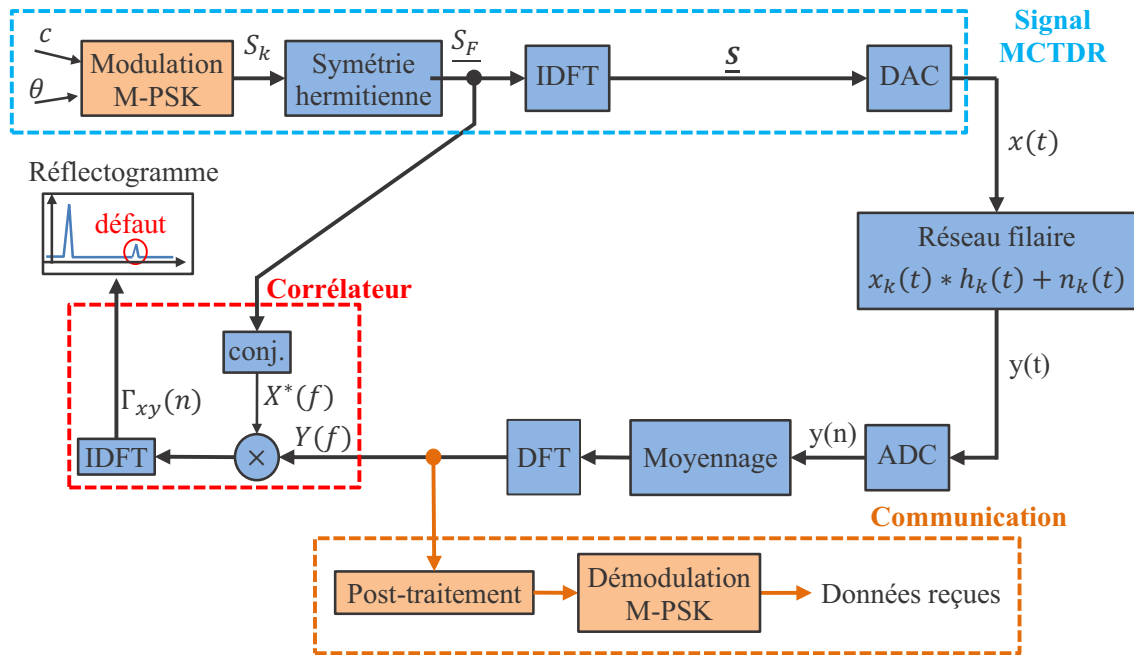


Figure 5.1 : Schéma bloc de la procédure de diagnostic et de communication via le signal C-MCTDR.

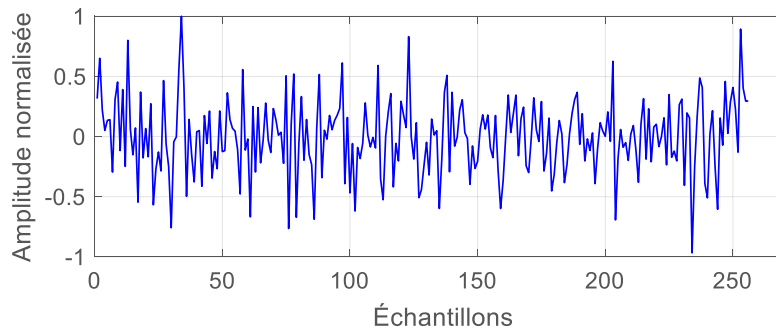


Figure 5.2 : Signal C-MCTDR dans le domaine temporel composé de $N = 256$ sous-porteuses et les phases sont générées avec une modulation numérique PSK.

Le signal injecté $x(t)$ traverse le réseau et est réfléchi dès qu'une discontinuité d'impédance est rencontrée. Dans ce cas, le signal réfléchi $y(t)$ est échantillonné par un convertisseur analogique numérique (ADC) au rythme N/T_s où N est le nombre d'échantillons et T_s est la durée d'un symbole MCTDR. L'équation du signal réfléchi est exprimée comme suit :

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (5.1)$$

où $*$ désigne le produit de convolution, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du réseau, et $n(t)$ est le bruit blanc gaussien (bruit du canal). Ensuite, une étape de moyennage est effectuée sur plusieurs mesures (32 salves) afin d'améliorer le rapport signal / bruit (SNR) (Signal to Noise Ratio en

anglais) et ainsi d'améliorer la précision de la mesure. Le capteur peut remplir deux fonctions : le diagnostic et la communication.

Le processus de localisation des défauts est accompli par un bloc corrélateur qui applique une fonction de corrélation entre le signal injecté et celui réfléchi donnant ainsi le réflectogramme assurant la fonction de diagnostic. Le capteur de réception effectue le processus inverse (bloc communication) de l'émetteur pour récupérer le message envoyé. Les échantillons dans le domaine fréquentiel sont décalés de façon circulaire à la bonne position pour compenser le retard entre l'émetteur et le récepteur. Enfin, les bits envoyés sont extraits de toutes les sous-porteuses par une démodulation de phases M-PSK. Cette nouvelle stratégie de communication a fait l'objet d'une publication dans une conférence internationale [109] et d'une publication dans un journal [110].

La Figure 5.1 illustre les différentes étapes suivies dans la méthode C-MCTDR depuis la génération du signal de test jusqu'à son injection dans le réseau testé, et enfin la construction du réflectogramme pour le diagnostic ou la démodulation des phases du signal de test pour la communication.

5.2.2 Analyse fréquentielle du signal MCTDR

Dans un système numérique fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e$, la transformée de Fourier du signal MCTDR s'écrit comme suite :

$$X(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \frac{kf_e}{N} - nf_e\right) \quad (5.2)$$

où $X(f)$ est un signal synthétisé périodiquement tous les N points. Un convertisseur numérique-analogique se comporte comme un échantillonneur-bloqueur d'ordre 0 qui synthétise le signal. Chaque échantillon est donc maintenu pendant une durée T_e . Sachant que la transformée de Fourier de la fonction porte est un sinus cardinal, le signal fréquentiel en sortie du DAC est donné par :

$$\begin{aligned} S(f) &= T_e \cdot \text{sinc}(\pi f T_e) \cdot X(f) \\ &= \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

où n est l'indice d'échantillonnage et N est le nombre de sous-porteuses. P représente le nombre de lobes du spectre MCTDR.

Le spectre devra être à symétrie hermitienne pour que le signal injecté soit réel. Dans ce cas, l'expression analytique du module du spectre analogique effectivement injecté est :

$$|S(f)| = |\text{sinc}(\pi f T_e)| \cdot \sum_{k=1}^{N/2} c_k \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) - \delta\left(f + \left(\frac{k}{N} - n\right) f_e\right) \right] \quad (5.4)$$

On rappelle que, de façon générale, pour un signal injecté x , et une mesure de réflectométrie y dans le plan d'injection, on peut considérer que le passage dans le câble peut être modélisé comme un filtre de réponse impulsionnelle h , ce qui s'écrit dans le domaine fréquentiel :

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f) \quad (5.5)$$

Afin d'assurer la communication entre deux réflectomètres, nous nous intéressons à la partie transmise du signal de test après avoir traversé le câble. Si on néglige les réflexions multi-chemins, la fonction de transfert $H(f)$ du câble est donnée par :

$$H(f) = \prod_i (1 - \Gamma_i) e^{-\gamma(f)l} \quad (5.6)$$

où l est la longueur du câble, $(\Gamma_i)_{i>0}$ représentent les coefficients des réflexion des différentes discontinuités d'impédances rencontrées, et γ est la constante de propagation. Cette dernière peut être définie comme suit :

$$\gamma(f) = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} = \alpha + j\beta \quad (5.7)$$

Avec α , la constante d'atténuation linéique du câble exprimée en Neper/m et β , la constante de phase exprimée en radians/m. Dans l'équation de la constante de propagation, la partie réelle représente l'atténuation de l'amplitude de l'onde lors de sa propagation dans la ligne, tandis que la partie complexe représente la rotation de phase de l'onde qui provoque la dispersion du signal de propagation si elle n'est pas constante en fonction de la fréquence.

Après avoir traversé le réseau filaire, le signal MCTDR reçu par le réflectomètre récepteur est donné par :

$$\begin{aligned} Y(f) &= X(f)H(f) \\ &= \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \cdot \prod_i (1 - \Gamma_i) e^{-\gamma(f)l} \\ &= \text{sinc}(\pi f T_e) e^{-\alpha l} \prod_i (1 - \Gamma_i) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j(\theta_k - \beta l)} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

La séquence de phases θ_k est récupérée sur le lobe principal du spectre MCTDR ($P = 1$) qui contient la plus grande partie de l'énergie. La phase de ce signal est donnée par :

$$\text{arg}(Y(f)) = -\beta(f)l + \sum_{k=0}^{N/2-1} \theta_k \delta\left(f - \frac{k}{N} f_e\right) \quad (5.9)$$

Afin de récupérer le message envoyé, le capteur récepteur doit calculer les N phases (θ_k) à partir de $Y(f)$. On remarque que la phase de $Y(f)$ dépend des paramètres du câble $\beta(f)$ et l . La séquence de phases peut donc être estimée en deux étapes :

Dans un premier temps, on fait une première mesure Y_0 en injectant une séquence des phases nulle $\{\theta_k\} = \{0\}$.

$$\arg(Y_0(f)) = -\beta(f)l \quad (5.10)$$

Dans un deuxième temps, nous transmettons un message sur la séquence des phases $\{\theta_k\}$. Ensuite, le récepteur estime la séquence envoyée en appliquant l'équation suivante :

$$\theta_{k_{est}} = \left(\arg(Y(f)) - \arg(Y_0(f)) \right) \cdot G_k(f) \quad (5.11)$$

où $G_k(f)$, le filtre adapté utilisé pour sélectionner la fréquence correspondant à la $k^{\text{ième}}$ porteuse.

$$G_k(f) = \begin{cases} 1 & \text{si } f = \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.12)$$

5.2.3 Méthodologie C-MCTDR : Diagnostic et communication

Pour évaluer les performances de la méthode de communication proposée, nous nous appuyons sur le réseau filaire complexe de la Figure 5.3. Le réseau est constitué de câbles coaxiaux d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ et surveillé par deux réflectomètres R_1 et R_2 . On souligne que chaque capteur peut effectuer l'injection de signaux de test et l'analyse des mesures pour construire le réflectogramme ou décoder les séquences binaires transmises. Afin d'éviter les multiples réflexions du signal de test (jonction, défauts, etc.), les capteurs et les extrémités de lignes sont adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne. En effet, la présence d'un défaut franc provoquera des réflexions multiples, affectant ainsi la qualité de la communication.

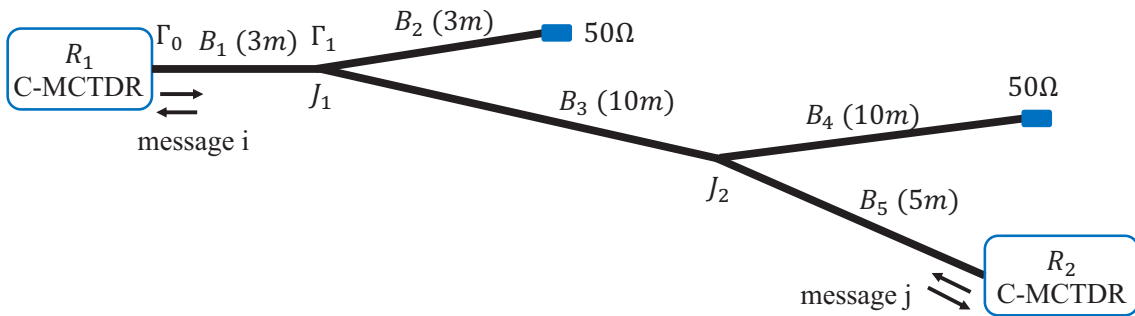


Figure 5.3 : Réseau filaire complexe.

Afin de vérifier la faisabilité de l'approche proposée pour une mise en œuvre pratique, le système de réflectométrie présenté à la Figure 5.1 a été implémenté dans une architecture spécifique sur une carte FPGA (Field-Programmable Gate Array) pilotant avec des horloges synchrones une unité d'injection (DAC 14 bits) et une unité d'acquisition (ADC 12 bits). En fait, cette architecture a été développée et conçue pour injecter / recevoir des signaux MCTDR. La fréquence

d'échantillonnage du DAC est $F_{DAC} = 200$ MHz et celle de l'ADC est $F_{ADC} = 100$ MHz. La résolution d'acquisition est améliorée grâce à un pseudo suréchantillonnage obtenu en incrémentant la phase de l'horloge d'échantillonnage de l'ADC avec un pas constant. Cela améliore la précision de la localisation des défauts. Le processus de suréchantillonnage ne nécessite pas de composants DAC ou ADC hautes performances. C'est un système fabriqué et commercialisé par WiN MS.

La procédure d'injection / acquisition pour recevoir et analyser la réponse MCTDR est réalisée à l'aide d'une interface graphique (GUI). Cette interface fonctionne sur les plateformes Android / Windows et utilise des menus et autres indicateurs visuels qui montrent les résultats de la communication et l'analyse de l'état du réseau (affichage du réflectogramme). Chaque réflectomètre communique avec l'interface graphique via une liaison filaire (USB) ou sans fil (Bluetooth). L'ensemble de la configuration expérimentale est illustré dans la mise en œuvre de la Figure 5.4. Il s'agit d'un réseau filaire en YY composé des câbles coaxiaux standards de 50Ω et connecté à deux cartes (R_1 et R_2) pour injecter, recevoir et traiter les signaux MCTDR.

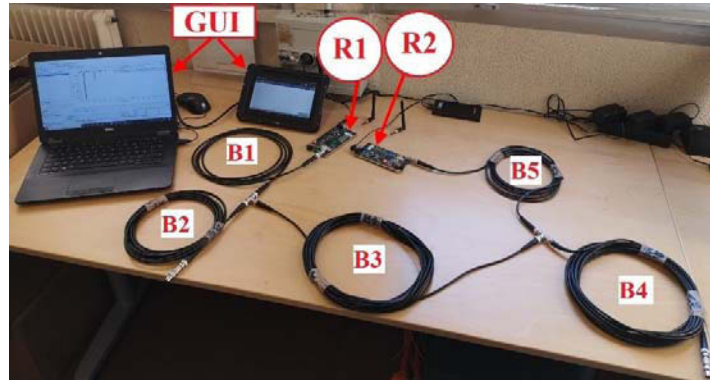


Figure 5.4 : Configuration expérimentale du réseau de la Figure 5.3 avec des câbles coaxiaux connectés à deux capteurs R_1 et R_2 afin d'injecter, recevoir et traiter des signaux porteurs d'informations C-MCTDR.

5.2.3.1 Diagnostic du réseau filaire à l'aide du signal C-MCTDR

Chaque réflectomètre injecte un signal de test $x(t)$ dans le réseau filaire de la Figure 5.3. Le signal mesuré est donné par :

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (5.13)$$

où $*$ désigne le produit de convolution et $n(t)$ est le bruit du canal. La réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ est exprimée comme suit :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_0(f) e^{j2\pi ft} df \quad (5.14)$$

$\Gamma_0(f)$ est le coefficient de réflexion équivalent à l'ensemble du réseau sous test, son équation est donnée par :

$$\Gamma_0(f) = \Gamma_1 e^{-2\gamma(f)l_1} \quad (5.15)$$

où γ est la constante de propagation et l_1 est la longueur de la ligne B_1 . Le coefficient de réflexion Γ_1 équivalent à l'ensemble du réseau de la Figure 5.3 à l'exception de la ligne B_1 est donné comme suit [111] :

$$\Gamma_1 = \frac{-1 + \Gamma_2 \Gamma_3 + \Gamma_3 \Gamma_4 + \Gamma_2 \Gamma_4 + 2 \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4}{2 + \Gamma_2 + \Gamma_3 + \Gamma_4 - \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4} \quad (5.16)$$

Un signal C-MCTDR porteur d'information composé de $N = 256$ sous-porteuses est généré (Figure 2.3) et injecté dans le réseau sous test pour effectuer le diagnostic. La Figure 5.5 montre les réflectogrammes mesurés obtenus par les réflectomètres R_1 et R_2 du réseau sain. Les réflectogrammes illustrent la comparaison entre la réponse des signaux MCTDR et C-MCTDR, ils montrent un bon accord entre les deux signaux pour les positions et amplitudes des pics principaux.

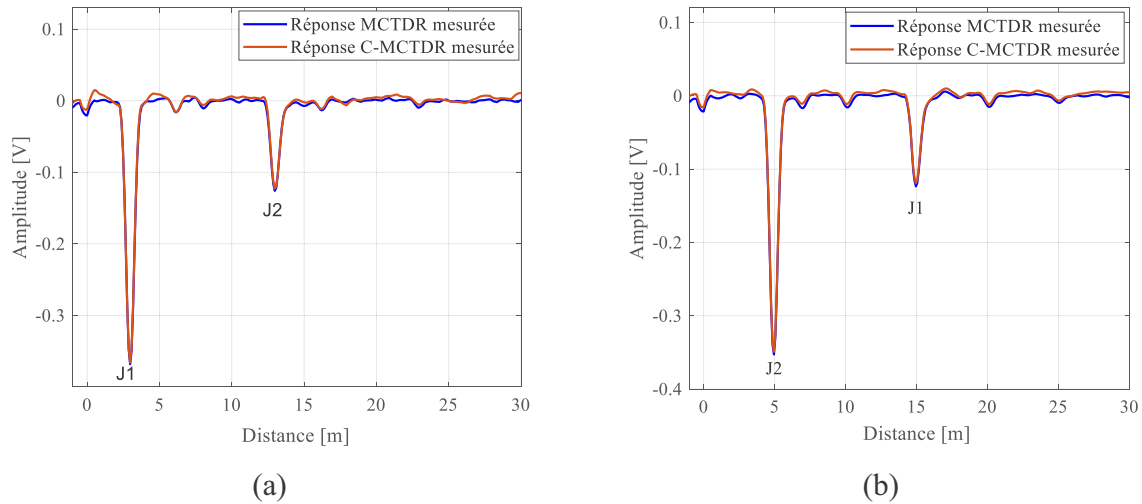


Figure 5.5 : Comparaison entre la réponse de signaux MCTDR et C-MCTDR pour un réseau sain obtenue par le réflectomètre R_1 (a) et R_2 (b).

En fait, la différence entre les deux signaux MCTDR et C-MCTDR réside dans la façon dont les phases de sous-porteuse sont générées. Pour le signal MCTDR, ils sont choisis pour minimiser le facteur de crête ou PAPR (Peak to Average Power Ratio en anglais) dans le domaine temporel. Ceci est réalisé par la méthode de Schroeder [64], qui génère un signal ressemblant à un « Chirp ». Les phases du signal C-MCTDR sont obtenues par la modulation numérique M-PSK. On peut voir sur la Figure 5.5 que la réponse de réflectométrie a tendance à être plus plate avec le signal MCTDR. Il convient également de noter que la valeur des phases n'affecte pas le spectre et les principales propriétés du signal MCTDR, en particulier son autocorrélation.

Le signal porteur d'informations C-MCTDR est également testé sur un câble à paire torsadée (de type CVZ) (Figure 5.6). Un défaut franc (circuit ouvert $Z_L = +\infty$) est introduit à 200 m du réflectomètre R_1 . Le signal de test est injecté dans le câble avec une gamme de fréquences

s'étendant jusqu'à 10 MHz, fréquence de travail réduite afin de diminuer l'atténuation du câble. La Figure 5.7 compare les réflectogrammes mesurés par le réflectomètre R_1 en injectant des signaux MCTDR et C-MCTDR. Les deux réflectogrammes montrent un bon accord quant à la localisation du défaut franc à 200 m.

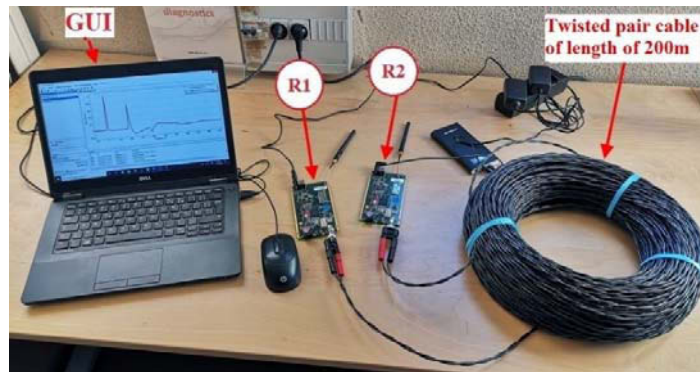


Figure 5.6 : Configuration expérimentale de deux réflectomètres R_1 et R_2 injectant des signaux C-MCTDR et connectés à un câble à paire torsadée.

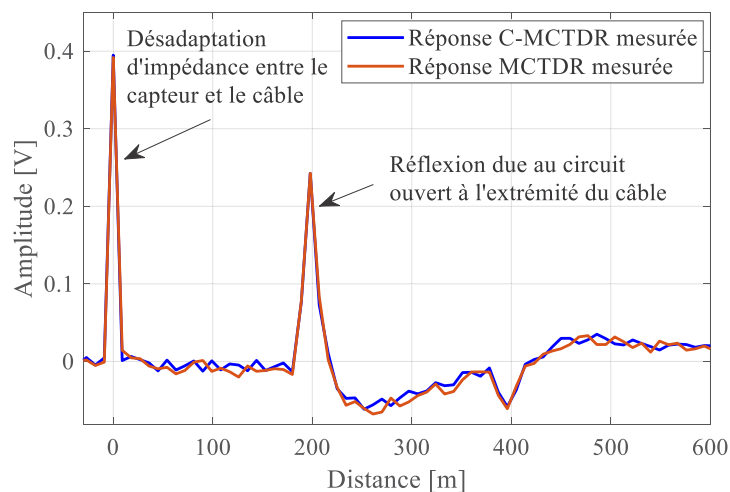


Figure 5.7 : Réflectogrammes obtenus par le réflectomètre R_1 , comparant la réponse du signal MCTD et C-MCTD pour un câble à paire torsadée.

5.2.3.2 Communication entre les capteurs via le signal C-MCTDR

Dans cette section, nous implémentons la communication entre les réflectomètres distribués en utilisant les phases du signal MCTDR. En effet, les signaux transmis fournissent des informations supplémentaires sur les caractéristiques du défaut, et permettent l'échange et la fusion de données entre les réflectomètres distribués. Le R_1 injecte un signal C-MCTDR porteur d'information dans le réseau. Ensuite, il analyse la partie réfléchiée vers le point d'injection afin d'extraire des informations sur l'état du réseau. Le R_2 doit extraire les informations transmises en

décodant les phases du signal C-MCTDR reçu. La Figure 5.8 montre le signal C-MCTDR dans le domaine temporel reçu par R_2 . Ce dernier est décalé dans le domaine temporel pour compenser le retard entre les capteurs d'émission et de réception.

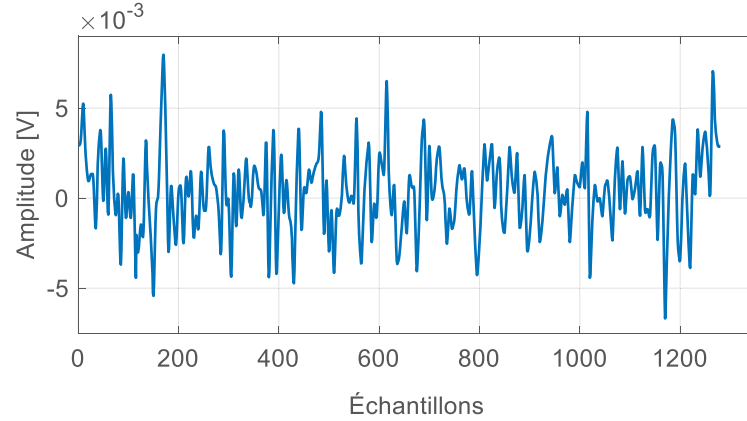


Figure 5.8 : Signal C-MCTDR dans le domaine temporel reçu par le réflectomètre R_2 .

À la réception, l'échantillonnage à haute fréquence offre une meilleure résolution. Le signal C-MCTDR est échantillonné par l'ADC à une fréquence équivalente à 1 GHz. En effet, le signal acquis est suréchantillonné comme décrit dans la section 5.2.3 de ce chapitre. Il est constitué de 10 salves d'échantillons, chaque salve se composant de 128 échantillons (donc 1280 échantillons au total, le facteur de suréchantillonnage est 10). Enfin, un processus de décimation entre l'ADC et le DAC est effectué afin de retrouver les phases envoyées.

Pour un signal C-MCTDR composé de $N = 256$ sous-porteuses et utilisant une modulation 8-PSK, le nombre de bits utiles transmis *via* le signal C-MCTDR est donné comme suit :

$$N_{bits} = (N/2 - P_{synchrono}) * \log_2 8 = 369 \quad (5.17)$$

où $N/2$ représente la moitié du nombre de sous-porteuses sur lesquelles le message de données est transmis, puisque l'autre moitié est obtenue par symétrie hermitienne pour que le signal injecté soit réel (elle n'apporte donc pas d'information supplémentaire). Par conséquent, le signal C-MCTDR transmet le message deux fois, ce qui peut être utile pour améliorer la qualité de la communication. $P_{synchrono}$ représente le nombre de phases utilisées pour assurer la synchronisation entre le capteur émetteur et le capteur récepteur (5 phases sont mises à zéro dans notre cas)¹⁶. En effet, pour compenser le retard entre l'émetteur et le récepteur, le signal reçu au niveau du récepteur est décalé jusqu'à ce que les valeurs de $P_{synchrono}$ phases soient trouvées consécutivement.

¹⁶ La valeur de 5 est purement empirique mais qu'en théorie elle devrait être choisie pour ne jamais correspondre à une séquence de bits utiles.

De plus, avec une modulation 8-PSK (3 bits par phase), un moyennage des mesures sur 32 salves et un facteur de suréchantillonnage de 10, le débit maximal de transmission utile peut être calculé comme suit :

$$\text{Débit} = N_{\text{bits}} / (T_s * N * 32 * 10) = 900.88 \text{ kbit/s} \quad (5.18)$$

La Figure 5.9 montre les séquences transmises et reçues de 256 phases chacune. Les 5 premières phases sont mises à zéro pour l'étape de synchronisation. Ensuite, les bits sont extraits des 123 premières phases reçues par démodulation inverse 8-PSK.

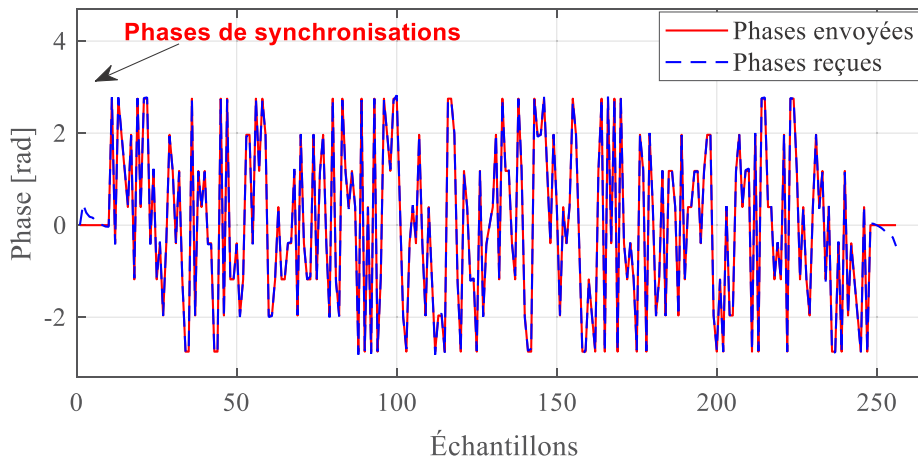


Figure 5.9 : Une séquence de 256 phases envoyée par le réflectomètre R_1 et reçue par le réflectomètre R_2 .

5.2.4 Robustesse de la méthode

Dans cette section nous proposons d'étudier l'impact des différents paramètres sur la qualité de la communication tels que la présence de bruit, la sévérité d'un défaut et la complexité de la topologie du réseau filaire (distance et nombre de jonctions entre l'émetteur et le récepteur).

5.2.4.1 Impact du bruit sur la communication

Dans cette section, nous proposons de vérifier la robustesse de la méthode de communication proposée en présence de bruit. L'immunité au bruit est un critère important car le système de diagnostic peut être soumis à diverses interférences et perturbations provenant de signaux utiles du système cible lui-même ou de sources voisines. La qualité de la communication entre les réflectomètres peut être évaluée par la valeur du taux d'erreur binaire (TEB) (en anglais, Bit Error Rate ou BER). Le TEB est le nombre de bits erronés divisé par le nombre total de bits transmis pendant un intervalle de temps donné. Il représente le pourcentage de bits erronés dans le flux binaire.

Afin de vérifier la robustesse de la méthode proposée, nous prenons le réseau filaire de la Figure 5.3, où deux capteurs R_1 et R_2 sont situés aux extrémités des branches B_2 et B_5 ,

respectivement. Un bruit blanc gaussien (ϵ_Y) a été ajouté au signal reçu $Y_r(f)$ dont le rapport signal sur bruit (SNR) varie de 0 à 35 dB.

$$Y_r(f) = Y(f) + \epsilon_Y \quad (5.19)$$

Un message de 369 bits est envoyé sur la séquence des phases d'un signal C-MCTDR ($N = 256$ sous-porteuses), injecté dans le réseau par le réflectomètre R_1 et reçu par le réflectomètre R_2 . La Figure 5.10 montre l'évolution du BER en fonction du SNR dans le cas d'une connexion saine entre les capteurs R_1 et R_2 . On peut remarquer que plus le SNR est important, plus le BER est faible. On peut noter aussi qu'en l'absence de bruit (BER = 0 pour SNR > 25 dB) le capteur R_2 reçoit tous les bits envoyés sans erreur.

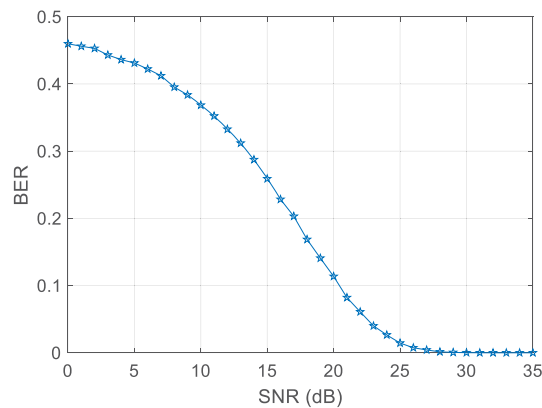


Figure 5.10 : Communication des capteurs : Évolution du BER en fonction du SNR dans le cas d'une connexion sans défaut entre les capteurs R_1 et R_2 .

5.2.4.2 Impact de la présence d'un défaut entre l'émetteur et le récepteur

Nous proposons maintenant d'étudier l'impact de la présence d'un défaut non franc entre l'émetteur et le récepteur sur le calcul du taux d'erreur binaire. Un défaut non franc est introduit au milieu de la branche B_3 . Nous avons choisi d'étudier les paramètres limites pouvant affecter la communication (un défaut non franc de longueur 0,4 m, une modulation 64-PSK afin d'augmenter le débit de données). En effet, les défauts non francs sont généralement présents sur des longueurs ne dépassant pas quelques cm. Cependant, le BER n'est pas affecté par les défauts de longueurs <10 cm, car les phases du signal MCTDR ne dépendent pas des coefficients de réflexion de défauts. De plus, la modulation 8-PSK est robuste au bruit car la marge entre deux phases consécutives est de 45° . La Figure 5.11 montre la variation du BER entre les réflectomètres R_1 et R_2 en fonction du SNR et de la sévérité du défaut. L'impédance du défaut non franc est obtenue par $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ ($20\% < \Delta Z_c < 80\%$). On peut remarquer que l'augmentation de la sévérité du défaut non franc augmente le taux d'erreur binaire. Il convient également de noter que l'utilisation d'un M-PSK plus élevé permet d'augmenter le débit de transmission, mais il est facilement affecté par le défaut et le bruit du canal, provoquant ainsi des erreurs de transmission.

Lorsqu'un défaut franc (circuit ouvert ou court-circuit) survient, la communication sera interrompue entre les capteurs. Cependant, nous pouvons conclure dans ce cas qu'il y a eu un problème sur le chemin entre l'émetteur et le récepteur.

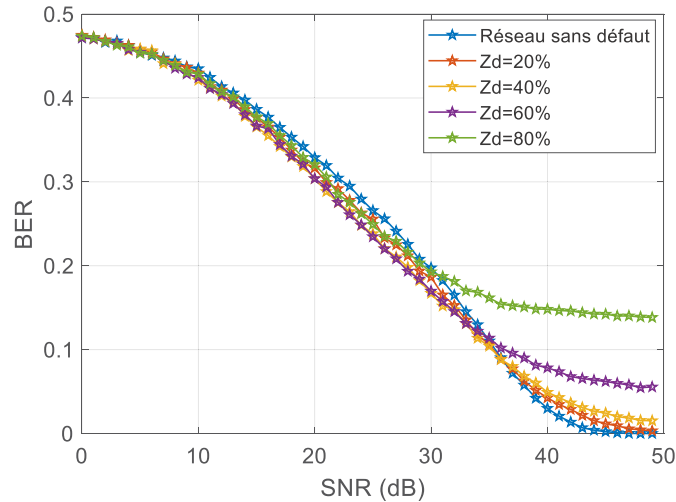


Figure 5.11 : Communication des capteurs : Variation du BER en fonction du SNR pour différentes valeurs de l'impédance caractéristique du défaut non franc injecté entre R_1 et R_2 .

5.2.4.3 Impact de la complexité du réseau sur la communication

La complexité de la topologie du réseau filaire a un impact sur la qualité de la communication. Dans un premier temps, nous proposons d'étudier l'impact de la distance entre l'émetteur et le récepteur sur la communication. Pour ce faire, nous faisons varier la longueur de la ligne B_3 (Figure 5.3) de 40 m à 200 m, et nous calculons à chaque fois le taux d'erreur binaire en fonction du SNR. La Figure 5.12 montre que le taux d'erreur binaire augmente avec l'augmentation de la distance entre les deux capteurs. En effet, ceci est dû à l'atténuation subie par le signal de test lors de sa propagation, en fonction de la distance parcourue et des réflexions présentes sur le réseau au niveau des jonctions.

Dans un deuxième temps, nous nous intéressons au nombre de jonctions présentes sur le réseau. En effet, dans un réseau filaire complexe, les ramifications peuvent augmenter le nombre de réflexions et ainsi provoquer la dispersion du signal de test lors de sa propagation. Cela est principalement dû au nombre de jonctions dans le réseau, ce qui entraînera une augmentation du taux d'erreur binaire. Afin d'étudier l'impact du nombre de jonctions sur la communication, nous prenons l'exemple du réseau de la Figure 5.3, la distance entre l'émetteur et le récepteur est fixée à 18 m et SNR est égal à 20 dB. Plusieurs jonctions sont introduites entre les deux réflectomètres. La Table 5.1 montre les valeurs du BER (%) en fonction du nombre de jonctions. On peut remarquer que le BER dépend du nombre de jonctions dans le réseau.

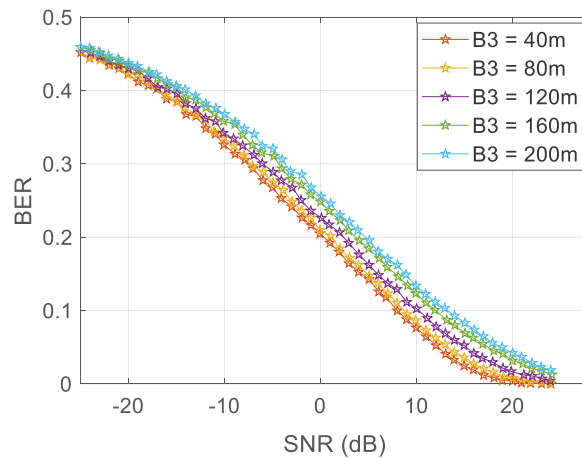


Figure 5.12 : Communication des capteurs : évolution du BER en fonction du SNR pour différentes valeurs de la distance séparant les deux capteurs R_1 et R_2 .

Table 5.1 : Variation du BER en fonction du nombre de jonctions.

Nombre de jonctions entre le capteur émetteur (R_1) et le capteur récepteur (R_2)	Valeur du BER (%)
1 jonction	0
2 jonctions	0.45
3 jonctions	1.54
4 jonctions	2
5 jonctions	2.44

Pour conclure, la communication entre les capteurs utilisant les phases du signal MCTDR est robuste au bruit ainsi qu'aux défauts non francs (les phases du signal MCTDR ne dépendent pas des coefficients de réflexion des défauts), notamment dans le cas d'une transmission à faible débit (8-PSK par exemple). Il convient de noter également que le signal MCTDR est robuste aux interférences externes grâce à un contrôle complet du spectre du signal injecté, et également aux interférences internes (entre les capteurs) grâce à l'utilisation de la méthode des moyennes sélectives.

Les multiples réflexions et le bruit peuvent affecter les signaux porteurs d'informations et interférer avec les données transmises sur les réseaux, provoquant ainsi des erreurs de transmission. Cependant, la communication peut être améliorée en utilisant des méthodes spécifiques de détection et de correction des erreurs qui seront présentées dans la section suivante.

5.2.5 Détection et correction des erreurs de transmission

Les signaux de diagnostic porteurs d'informations sont souvent victimes de perturbations liées au milieu de propagation (bruit, distorsion, etc.). Ces perturbations peuvent affecter les données numériques transitant sur les supports de transmission et provoquer des erreurs binaires. Il est donc nécessaire de vérifier l'intégrité des données reçues par le récepteur. Dans la littérature, il existe plusieurs techniques de détection et de correction des erreurs [112]–[114]. Ces techniques permettent de contrôler les erreurs et d'assurer une transmission fiable des données numériques de la source au récepteur.

Dans les réseaux numériques et les dispositifs de stockage, le contrôle de redondance cyclique (CRC) (Cyclic Redundancy Check en anglais) [115] est une méthode de vérification de données couramment utilisée pour détecter les erreurs de transmission. Cette méthode consiste à associer un code de contrôle défini comme un code CRC à la fin de chaque bloc de données (également appelé trame). Les CRC sont évalués avant et après la transmission, puis comparés pour s'assurer que les données sont identiques. Si les valeurs de contrôle calculées pendant la transmission et la réception ne correspondent pas, des techniques de correction d'erreurs doivent être appliquées pour éviter la corruption des données.

Dans le domaine des réseaux de communication, il existe de nombreuses méthodes de correction des erreurs de transmission [112]–[114], [116]. La plus couramment utilisée est la méthode de correction par retransmission. Le récepteur vérifie le message délivré en recalculant le CRC et en le comparant avec celui contenu dans le message envoyé. Dans le cas de non-concordance des valeurs, le récepteur informe l'émetteur, qui doit retransmettre le message erroné. La correction par retransmission est préférée dans les réseaux lorsque le taux de perte est faible et le délai de retransmission acceptable.

Le code correcteur d'erreurs (ECC) (en anglais Error Correction Code) peut être utilisé au-delà du simple contrôle de corruption durant le transport des données pour permettre la correction des erreurs à l'arrivée. L'ECC permet au récepteur de corriger les erreurs sans nécessiter un canal inverse pour demander la retransmission des données. Parmi les méthodes les plus connues on peut mentionner le code de Hamming [117], [118]. Il consiste à diviser le message initial en blocs de n bits, puis rajouter k bits de de contrôle (bit de parité) à chaque bloc pour former un mot de code de taille $(n + k)$ bits. Le message envoyé est en conséquence plus long pour assurer la correction des erreurs à la réception.

La qualité de la communication via les phases du signal MCTDR peut être améliorée en mettant en œuvre un algorithme de détection et de correction des erreurs (par retransmission ou par ECC). En outre, le signal MCTDR transmet deux fois le message de communication (propriété de symétrie hermitienne) comme nous l'avons vu précédemment. La redondance des messages peut également être utile pour améliorer le taux d'erreur binaire.

En plus de perturbations liées au milieu de propagation, le signal de diagnostic peut également être affecté par un bruit d'interférence provoqué par l'injection simultanée de signaux de test provenant de différents réflectomètres distribués. Dans ce contexte, nous proposons une nouvelle méthode permettant d'éliminer le bruit d'interférence. C'est l'objet de la section suivante.

5.3 Elimination de l'interférence entre les réflectomètres distribués

La réflectométrie distribuée qui consiste à effectuer la mesure simultanément en plusieurs points du réseau complexe permet de lever l'ambiguïté de localisation d'un défaut. Cependant, elle révèle un nouveau problème lié à l'interférence entre les réflectomètres connectés au réseau et implique donc des traitements spécifiques. Pour résoudre ce problème, nous présenterons une nouvelle méthode de traitement permettant d'éliminer l'interférence entre les signaux des réflectomètres.

5.3.1 Le bruit d'interférence

Le schéma bloc de la Figure 5.13 représente un système de réflectométrie distribuée composé de N réflectomètres injectant leurs signaux de test simultanément sur le réseau filaire. En effet, chaque réflectomètre effectue son propre diagnostic et prend sa décision sur la localisation du défaut séparément des autres réflectomètres. Il injecte et reçoit les échos de son propre signal ajoutés aux signaux de tous les autres réflectomètres convolués avec ht_N , qui représente la transférogramme d'un réflectomètre émetteur à un réflectomètre récepteur.

Les signaux acquis par chaque réflectomètre peuvent s'écrire :

$$\underline{y} = H\underline{s} + \underline{n} + \sum_{N>0} \underline{\epsilon}^{(N)} \quad (5.20)$$

où H , la réponse du canal, \underline{n} , le bruit additif résiduel et $\underline{\epsilon}^{(N)}$, le bruit d'interférence produits par les autres réflectomètres.

Afin d'éliminer le bruit d'interférence, Ravot et al. [19] ont proposé d'utiliser des séquences M ayant de bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion comme décrit auparavant dans la section 2.4.1 du chapitre 2. Cette méthode réduit le bruit d'interférence mais ne l'élimine pas complètement. Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle dépend fortement du choix des signaux de test. De plus, la synchronisation entre les réflectomètres doit être prise en compte afin de garantir la validité des mesures.

Une autre stratégie appelée moyennes sélectives proposée dans [10] est décrite dans la section 2.4.2 du chapitre 2. Cette méthode est totalement indépendante du signal de test, et consiste à insérer des coefficients de pondération (codes spécifiques) à l'émission du signal et à la réception lors du calcul de la moyenne.

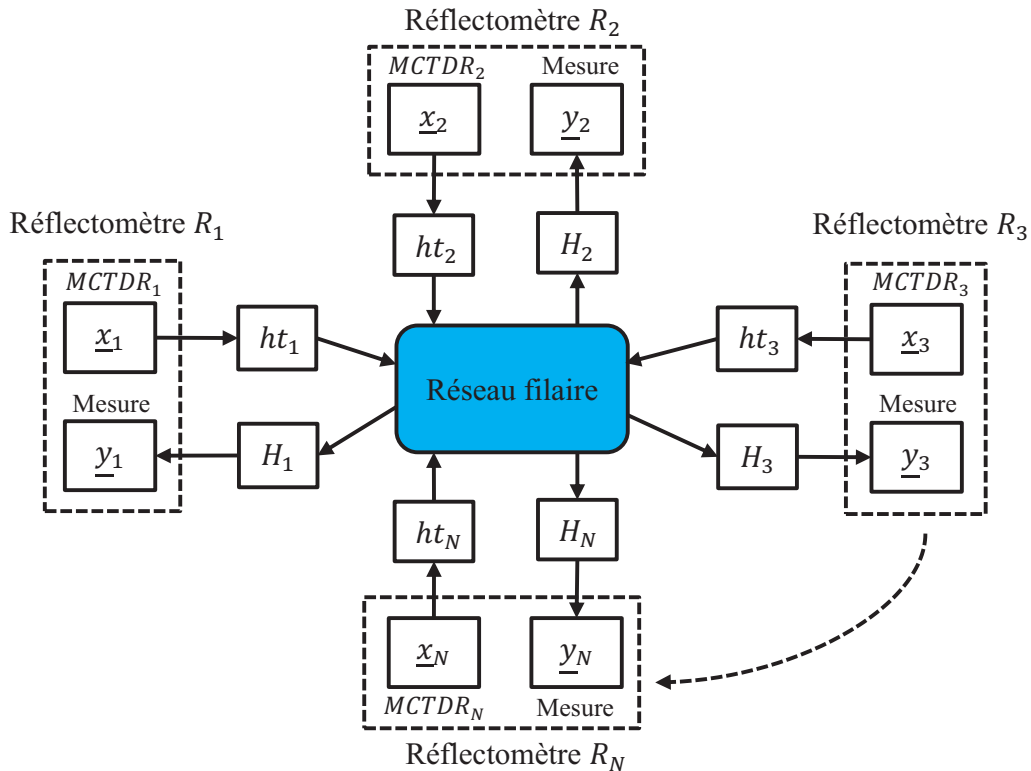


Figure 5.13 : Schéma bloc d'un système de réflectométrie distribuée composé de N réflectomètres injectant leurs signaux de test simultanément sur le réseau filaire.

Il suffit d'attribuer à chaque réflectomètre un code distinct et orthogonal par rapport aux autres codes pour éviter les problèmes d'interférence lors d'une injection simultanée. Cette méthode permet d'obtenir des niveaux raisonnables de bruit d'interférence résiduelle. Cependant, elle est intéressante pour le diagnostic où chaque capteur effectue sa propre mesure indépendamment des autres réflectomètres.

Dans la section suivante, nous proposons une nouvelle stratégie permettant d'effectuer les mesures simultanément sans problèmes d'interférence.

5.3.2 Méthodes et solutions existantes

Dans les télécommunications et les réseaux informatiques, il est nécessaire de définir des méthodes afin de permettre à plusieurs utilisateurs d'accéder et de partager le même support (canal) de transmission. Dans les systèmes de communication, il existe trois méthodes d'accès multiples de base :

- Le TDMA : accès multiple par répartition dans le temps (en anglais, Time Domain Multiple Access) [119], [120].
- Le CDMA : accès multiple par répartition en code (Code Division Multiple Access CDMA).

- Le FDMA : accès multiple par répartition en fréquence (en anglais, Frequency Division Multiple Access [121], [122]).

Chaque méthode d'accès multiple peut être adaptée à des applications spécifiques en fonction de leurs besoins. Le SC-FDMA (en anglais Signal-Carrier Frequency Division Multiple Access) est une nouvelle technique d'accès multiple permettant le partage des ressources radio dans un système de communication radio mobile (notamment dans les réseaux de téléphones mobile de 4ème génération) [24]. Comme les autres méthodes d'accès multiples (FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA), l'objectif est l'allocation et le partage d'une ressource radio (bande de fréquences) entre plusieurs utilisateurs. Le SC-FDMA est considéré comme une alternative intéressante à l'OFDM et à l'OFDMA (version modifiée de l'OFDM) dans le sens où elle consiste à répartir les symboles d'information sur un grand nombre de sous-porteuses. Comme dans l'OFDMA, la SC-FDMA impose également un écart entre les sous porteuses égal à la fréquence des symboles afin de garantir l'orthogonalité des sous-porteuses, ce qui réduit les problèmes d'interférences et garantit une meilleure efficacité spectrale [123]. Il existe deux modes d'allocation de sous-porteuses entre les terminaux (utilisateurs) : le mode distribué et le mode localisé.

La modulation SC-FDMA qui utilise l'allocation distribuée est appelée FDMA entrelacé : I-FDMA (en anglais Interleaved-FDMA) [123], [124]. L'I-FDMA comporte plusieurs avantages. D'une part, il permet de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système, et d'autre part, il assure une grande diversité fréquentielle grâce à la répartition des sous-porteuses modulées sur toute la bande passante.

L'autre mode d'allocation de ressources utilisé dans la modulation SC-FDMA est appelée FDMA localisé : L-FDMA (en anglais Localized FDMA [125]. Cette fois, les sous-porteuses ne sont plus réparties sur toute la bande du système, mais allouées de manière contiguë (adjacente) entre les utilisateurs [111]. Cela garantit l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs.

La Figure 5.14 montre les deux modes d'allocations dans le domaine fréquentiel. Il y a trois terminaux, chacun transmettant des symboles sur 4 sous-porteuses dans un système avec un total de 12 sous-porteuses. Dans l'allocation distribuée, le terminal 1 utilise les sous-porteuses 0, 3, 6 et 9 ; avec l'allocation adjacente, il utilise les sous-porteuses 0, 1, 2 et 3.

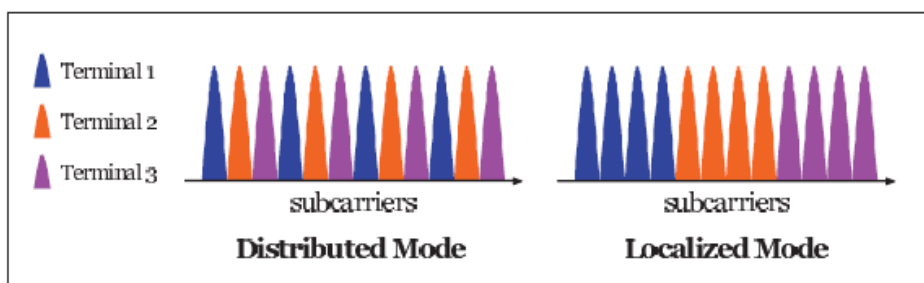


Figure 5.14 : Méthodes d'allocation de sous-porteuses pour plusieurs utilisateurs (3 utilisateurs, 12 sous-porteuses et 4 sous-porteuses attribuées par utilisateur) [125].

La Figure 5.14 montre les deux modes d'allocations dans le domaine fréquentiel. On peut constater l'orthogonalité entre les différents sous-porteuses allouées à chaque utilisateur. En effet, l'orthogonalité vient du fait que le produit scalaire entre chacune des porteuses est nul pendant la durée de transmission d'un symbole. En effet, deux sous-porteuses $S_p(t)$ et $S_q(t)$ sont orthogonales si elles vérifient :

$$\int_0^{T_s} S_p(t)S_q^*(t)dt = \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_p-f_q)t} dt = \begin{cases} 0, & \text{si } p \neq q \\ 1, & \text{si } p = q \end{cases} \quad (5.21)$$

La condition d'orthogonalité entre deux sous-porteuses est vérifiée si et seulement si l'espacement inter-porteuses $\Delta f = (f_p - f_q) = m/T_s$, m étant un nombre entier, et T_s est la durée d'un symbole. Cette condition reste vérifiée pour une valeur multiple de $1/T_s$.

5.3.3 Proposition d'une nouvelle méthode d'élimination de l'interférence

Dans cette section nous proposons une nouvelle méthode permettant d'effectuer les mesures simultanément par plusieurs réflectomètres tout en évitant les problèmes d'interférence. S'inspirant de la méthode SC-FDMA présentée dans la section précédente, nous proposons d'attribuer et de partager la bande de fréquences du signal MCTDR entre plusieurs réflectomètres distribués. Les sous-porteuses de chaque réflectomètre sont réparties sur toute la bande passante de sorte que les signaux de test des réflectomètres fonctionnent à la même fréquence de travail. Pour ce faire, nous utilisons le SC-FDMA entrelacé (IFDMA). La Figure 5.15 montre le schéma de principe de la génération d'un spectre MCTDR, où les sous-porteuses sont réparties entre plusieurs réflectomètres. On a d'abord une génération des symboles qui sont obtenus par la méthode de Schroeder [64] ou par la modulation numérique M-PSK, donnant des symboles complexes représentés par le vecteur \underline{S}_F . Ensuite, on trouve le bloc « Subcarriers mapping » qui répartit les sous-porteuses d'un réflectomètre sur toute la bande passante. Puis, le vecteur \underline{S}_F est ramené dans le domaine temporel via le bloc IDFT (Inverse DFT). Enfin, le signal injecté sur le réseau est obtenu par un convertisseur numérique-analogique (DAC). Son spectre est alors donné par l'équation (5.4). La Figure 5.16 représente le spectre du signal MCTDR avec une attribution distribuée des sous-porteuses entre les réflectomètres.

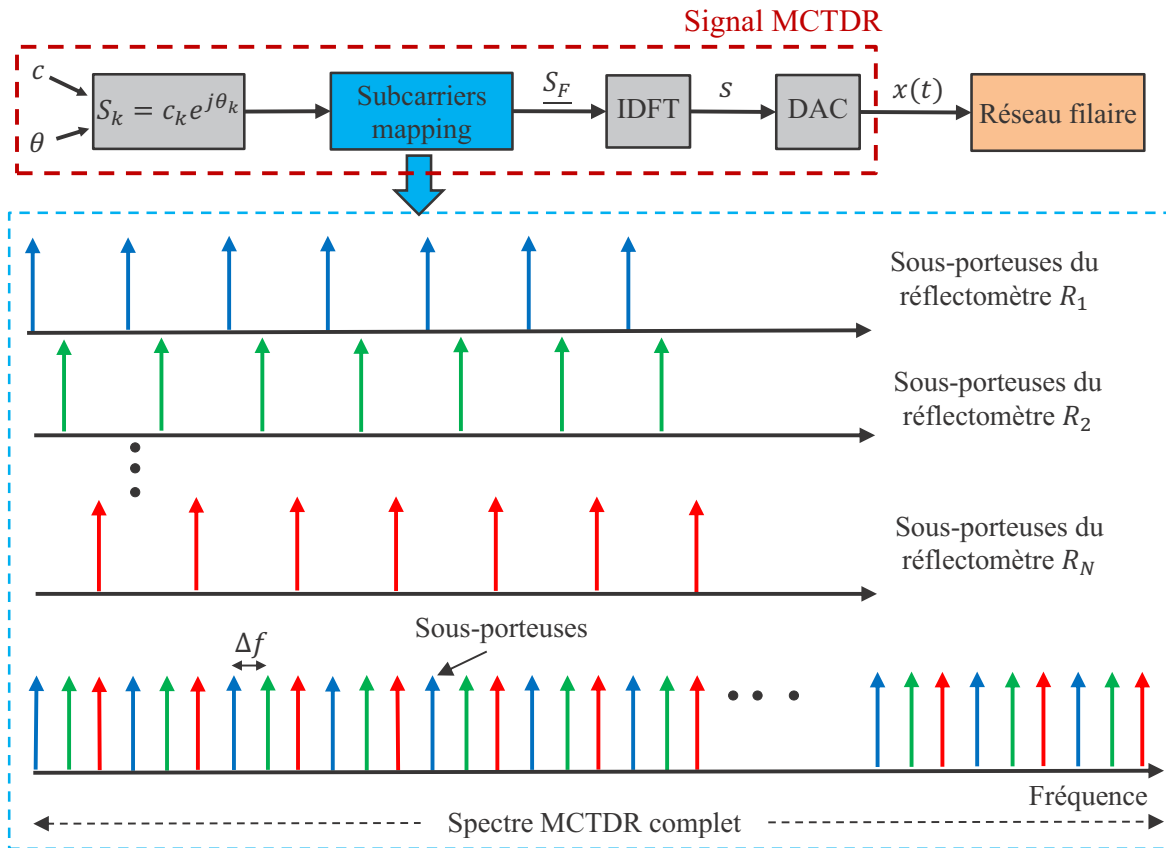


Figure 5.15 : Génération du spectre du signal MCTDR dont les sous-porteuses sont réparties entre plusieurs réflectomètres.

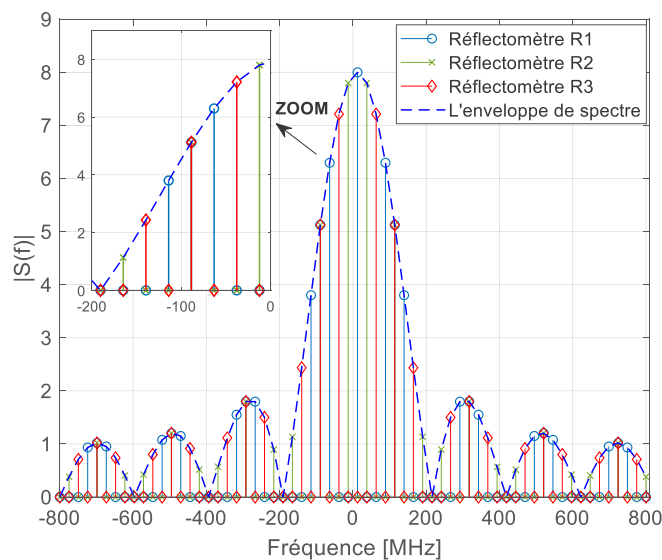


Figure 5.16 : Illustration spectrale du signal MCTDR ($f_e=200$ MHz) avec une allocation distribuée de 24 sous-porteuses entre trois réflectomètres.

Afin de générer un signal multi-porteuse MCTDR comprenant des sous porteuses attribuées à plusieurs réflectomètres, une solution consiste à appliquer à chaque réflectomètre un décalage de fréquence spécifique. Cette technique nous permet d'entrelacer facilement plusieurs réflectomètres dans le domaine fréquentiel, offrant ainsi une plus grande diversité fréquentielle. Il convient également de noter que l'entrelacement de sous-porteuses peut être généré dans le domaine temporel grâce à une simple compression et répétition du signal avec une rotation de phase systématique appliquée à chaque symbole (une rampe de phase spécifique à chaque réflectomètre) [124]. Dans notre cas, afin de faciliter la mise en œuvre, des zéros ont été insérés entre chaque échantillon de sortie du bloc « Mappage de sous-porteuses », dont le but est d'annuler les sous-porteuses correspondant aux fréquences utilisées par d'autres réflectomètres du réseau. Cette technique est intéressante du point de vue implémentation, cependant la précision de la mesure devient faible avec l'augmentation du nombre de réflectomètres.

5.3.4 Traitement à la réception

A la réception nous appliquons le principe présenté dans le schéma fonctionnel de la Figure 5.1. Chaque réflectomètre a la possibilité, soit de construire le réflectogramme pour le diagnostic, soit de décoder les informations envoyées *via* les phases du signal MCTDR.

Dans le cas de la réflectométrie distribuée, afin d'éliminer les interférences, il faudrait pouvoir éliminer ou réduire dans un point de mesure les images des signaux en provenance des autres points d'injection. Pour cela, nous pouvons choisir des signaux de tests complètement décorrélés entre eux, c'est-à-dire que le produit scalaire ou l'intercorrélacion entre deux signaux différents est nul. En outre, il faut choisir des signaux de test possédant de bonnes propriétés d'autocorrélacion et d'intercorrélacion [4]. Il est donc nécessaire de trouver des signaux ayant les propriétés suivantes :

$$\begin{aligned} \langle S_i(t), S_j(t) \rangle &= \int S_i(t) \cdot S_j^*(t) dt = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases} && \text{Produit scalaire} \\ R_{V_i V_j}(\tau) &= \int S_i(t) \cdot S_j^*(t - \tau) dt = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ \delta(\tau) & i = j \end{cases} && \text{Intercorrélacion / Autocorrélacion} \end{aligned} \quad (5.22)$$

Le critère de choix des signaux doit alors satisfaire la condition suivante :

$$R_{V_i V_j}(\tau) \ll R_{V_i V_j}(0) \quad i \neq j \text{ et } \tau \neq 0 \quad (5.23)$$

L'intercorrélacion entre deux signaux de test différents doit être négligeable par rapport à la valeur de l'autocorrélacion d'un signal de test. L'intercorrélacion entre les signaux des deux modules sera considérée comme un niveau de bruit de faible puissance par rapport à la puissance d'un module. La décorrélation des signaux de test éliminera ou réduira automatiquement les interférences entre les réflectomètres distribués.

La méthode proposée dans la section précédente génère des signaux de test dont les sous-porteuses d'un réflectomètre sont orthogonales entre elles et avec celles des autres réflectomètres. La condition d'orthogonalité est démontrée dans l'équation (5.21). Cette condition d'orthogonalité

permet d'éviter les problèmes d'interférence entre les signaux des réflectomètres lors d'une injection simultanée.

La Figure 5.17 (a) et (b) montre la génération de deux signaux MCTDR dont les sous-porteuses de deux signaux sont orthogonales. La Figure 5.17 (c) montre la fonction d'autocorrélation du signal de test (a) ainsi que la fonction d'intercorrrelation entre les deux signaux (a) et (b). On peut constater que l'amplitude de la fonction d'intercorrrelation entre les deux signaux est négligeable (presque nulle) par rapport à celle de la fonction d'autocorrélation. La condition dans l'équation (5.21) est satisfaite et les problèmes d'interférence sont éliminés.

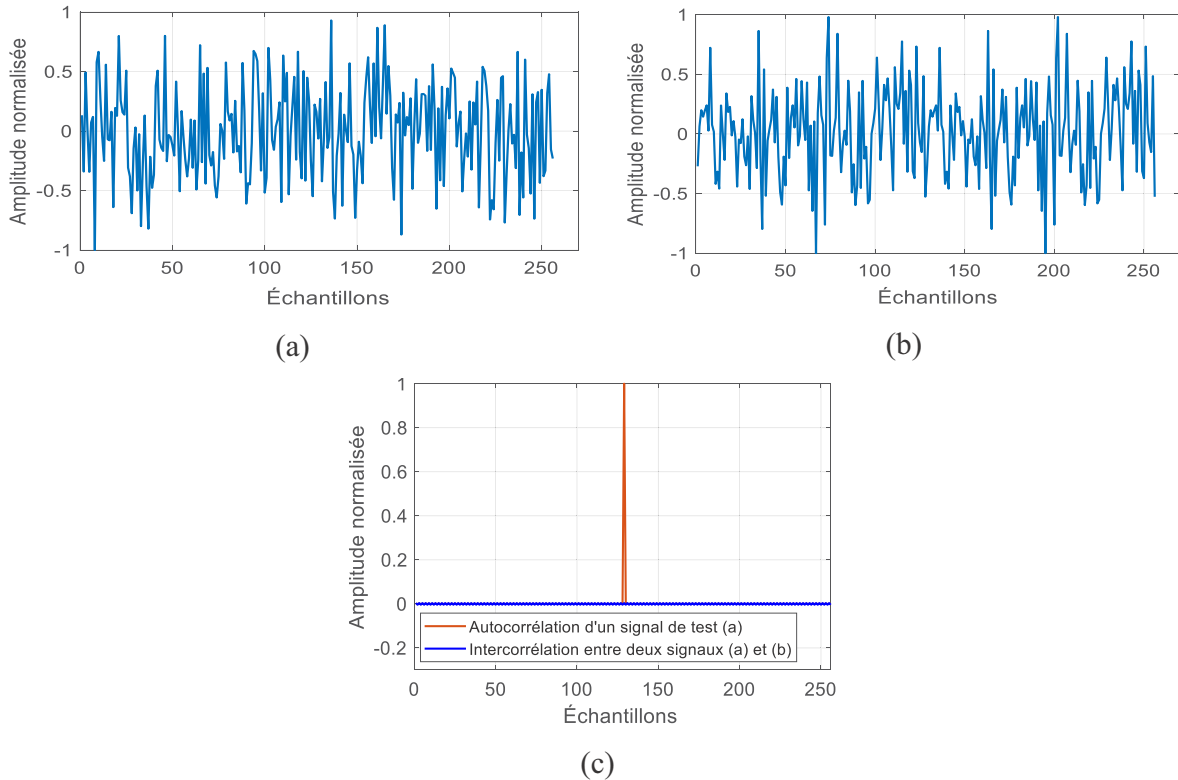


Figure 5.17 : (a) et (b) Deux signaux MCTDR dans le domaine temporel, générés en utilisant de sous-porteuses orthogonales ; (c) l'autocorrélation et l'intercorrrelation entre les signaux (a) et (b).

Le signal de test MCTDR porteur d'information d'un réflectomètre R_m parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole T_s :

$$y^m(t) = \sum_{k=1}^{N-1} s_k H_k^m(t) e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (5.24)$$

$H_k^m(t)$ représente la fonction de transfert du canal du réflectomètre R_m .

Le principe de décodage des informations transmises via le signal MCTDR consiste à décoder les phases du signal sur chacune des sous-porteuses. Pour récupérer la phase des sous-porteuses "n", la condition d'orthogonalité nous donne que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y^m(t) e^{-j2\pi n \Delta f t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} s_k H_k e^{j2\pi(k-n)\Delta f t} dt = s_n H_n \quad (5.25)$$

Parce que $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-n)\Delta f t} dt = 0$ si $k \neq n$, 1 si $k = n$.

5.3.5 Résultats expérimentaux

La réflectométrie distribuée avec l'injection simultanée des signaux de test est ici appliquée à un cas concret de détection de défaut sur un réseau complexe. Le réseau considéré est représenté Figure 5.18. Ce réseau est constitué de lignes coaxiales 50 Ω de type RG-58, trois réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 y sont connectés. Les ports des réflectomètres sont adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne. L'extrémité de la ligne L_4 est terminée par un circuit ouvert (CO) et renvoi donc un écho positif.

Chaque réflectomètre effectue son propre diagnostic du réseau. Afin d'éviter les problèmes d'interférence, nous utilisons la méthode précédemment proposée, dont les sous-porteuses du spectre MCTDR (injecté sur une gamme de fréquence s'étendant jusqu'à 200 MHz) sont réparties entre les trois réflectomètres de manière distribuée. L'avantage de générer des sous-porteuses orthogonales entre les réflectomètres permet un diagnostic distribué sans synchronisation.

Les figures Figure 5.19, Figure 5.20 et Figure 5.21 montrent les réflectogrammes mesurés par les réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 , respectivement, après l'étape de post-traitement (Eq.5.22). Les pics sont clairement identifiés dans chaque réflectogramme et l'impact du bruit d'interférence est éliminé. Grâce à la méthode proposée, nous avons réussi à résoudre les problèmes d'interférence entre les signaux de réflectométrie injectés simultanément par différents réflectomètres. Cependant, l'échantillonnage sur le spectre (annulation d'un échantillon sur deux) pour chaque réflectomètre a entraîné une perte de résolution où chaque réflectogramme possède alors moins de points utiles.

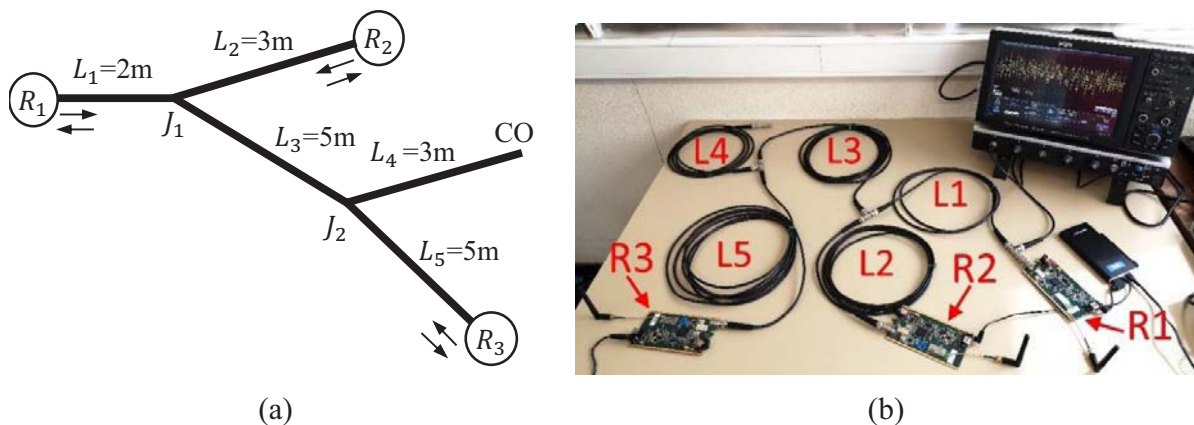
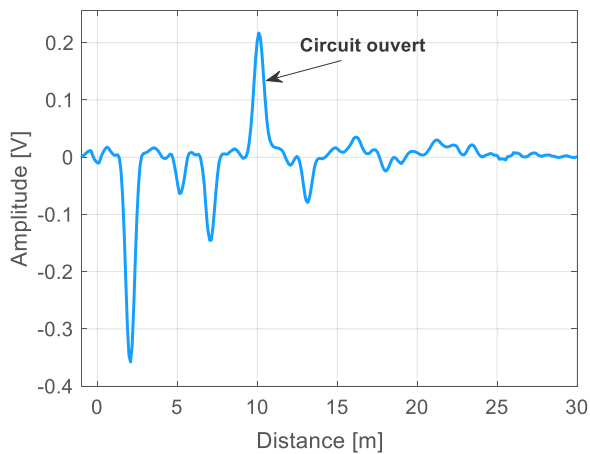
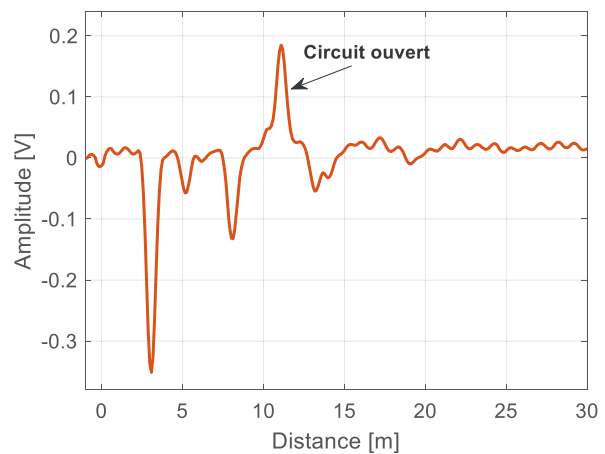
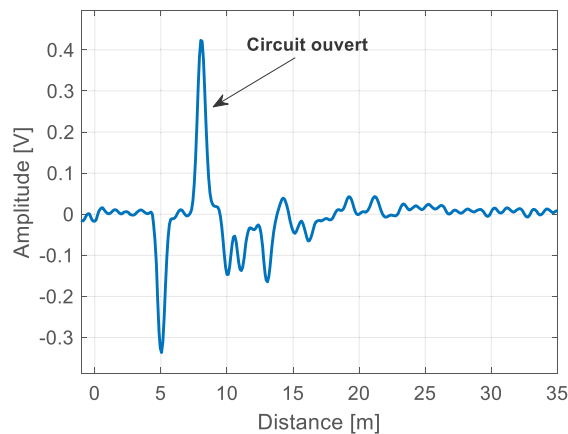


Figure 5.18 : Réseau filaire complexe composé de câbles coaxiaux (a) et sa configuration expérimentale (b) avec trois réflectomètres injectant simultanément leurs signaux de test.

Figure 5.19 : Réflectogramme de R_1 .Figure 5.20 : Réflectogramme de R_2 .Figure 5.21 : Réflectogramme de R_3 .

5.4 Développement d'un protocole de communication

Dans cette section, nous proposons un protocole de communication entre les réflectomètres distribués. Le protocole définit une sorte de langage commun et de règles d'émission et de réception qui permettent l'échange de données. Dans un réseau filaire complexe surveillé par plusieurs réflectomètres, nous proposons de centraliser les informations obtenues par chaque réflectomètre dans un réflectomètre central ou unité centrale, chargée de collecter les données et par suite, de prendre la décision sur la localisation d'un éventuel défaut. Nous choisissons le protocole de communication maître-esclave.

Les échanges sont réalisés à l'initiative du maître et comportent une demande du maître et une réponse de l'esclave (deux esclaves ne peuvent pas dialoguer ensemble) (Figure 5.22). Les demandes du maître sont adressées soit à un esclave donné (identifié par son numéro dans le

premier octet d'une trame de demande), soit à tous les esclaves en envoyant un message de diffusion. Les esclaves renvoient un message (réponse) aux requêtes qui leur sont adressées individuellement. Les requêtes de diffusion générale n'attendent pas de réponses en retour.

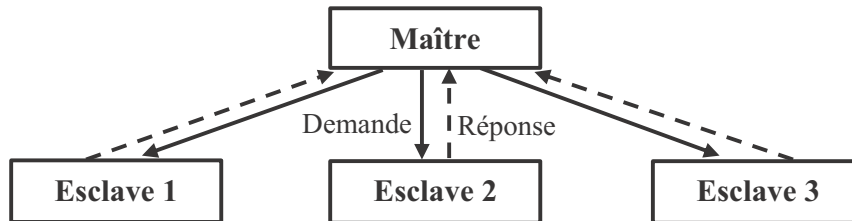


Figure 5.22 : Architecture maître-esclave.

La Figure 5.23 présente un exemple de distribution de plusieurs réflectomètres $R_i, i \in \{1, 2, \dots, N_R\}$ où N_R est le nombre des réflectomètres, avec l'architecture maître-esclave dans un réseau filaire complexe. Le nombre et la position de réflectomètres sont optimisés comme nous l'avons montré dans la section 3.2 du chapitre 3. On propose de découper le réseau complexe en trois sous-réseaux en fonction de la ramification. Chaque sous-réseau est composé de plusieurs réflectomètres esclaves et contrôlé par un réflectomètre maître comme le montre la Figure 5.23. L'emplacement du réflectomètre maître doit être judicieux pour garantir une bonne qualité de communication et un diagnostic efficace du réseau. Pour ce faire, il est nécessaire de minimiser la distance séparant le réflectomètre maître des autres réflectomètres esclaves, cela permet de réduire l'atténuation de propagation et par suite le taux d'erreur binaire. De plus, le nombre de jonctions entre le réflectomètre maître les réflectomètres esclaves doit être minimisé afin de réduire les réflexions multiples qui affectent le taux d'erreur binaire comme nous l'avons montré dans la section 5.2.4.3 de ce chapitre.

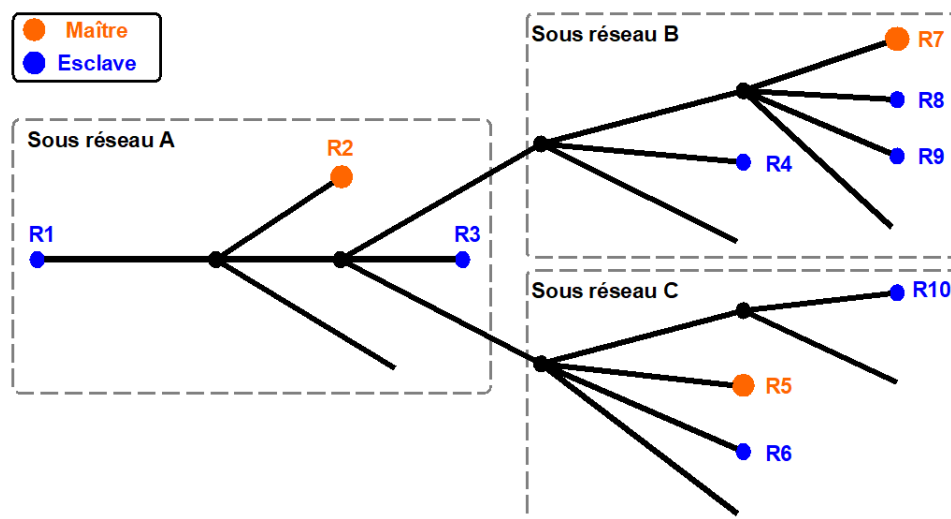


Figure 5.23 : Architecture maître-esclave dans un réseau filaire complexe.

Un protocole consiste en la définition de trames d'échange. Afin de véhiculer un message d'information entre le maître et l'esclave, les données à transmettre doivent être formatées sous formes de trames comprenant différents champs. Tout échange comporte deux trames, une demande du maître et une réponse de l'esclave. Chaque trame contient quatre types d'informations :

La requête contient :

- L'adresse de l'esclave à interroger. Si ce numéro est zéro, la demande concerne tous les esclaves (diffusion), ceci ne nécessite pas de message de réponse.
- Un code fonction indiquant à l'esclave adressé quel type d'action est demandé (diagnostic du réseau, position, impédance de défaut, etc.).
- Le champ des données contenant des informations utilisées par l'esclave pour exécuter la fonction.
- Le contrôle est utilisé pour assurer l'intégrité de l'échange et détecter les erreurs de transmission.

La réponse contient :

- L'adresse de l'esclave répondant.
- Un code fonction indiquant le type d'action exécutée. Si une erreur apparaît, le code fonction est modifié pour indiquer que la réponse est une réponse d'erreur.
- Les données contiennent des informations à transmettre au maître (position et impédance du défaut, code d'erreur, etc.).
- Le contrôle assurant l'intégrité de l'échange.

	Adresse esclave	Requête	Données	Contrôle	
Start	Adresse	Code fonction	Data	CRC	End
Silence	1 Octet	1 Octet	n Octets	2 Octets	Silence

Figure 5.24 : Structure d'une trame de communication.

La méthode utilisée pour la communication des données entre les réflectomètres distribués est basée sur le protocole maître-esclave. Ce protocole est décrit par la séquence de la Figure 5.25. Le protocole démarre lorsque le maître envoie une requête $CMD = "Diag_REQ"$ à l'un des esclaves pour lui demander de lui envoyer l'état du réseau selon son point de vue. Le réflectomètre esclave ayant reçu le message de son maître (reconnu par son adresse dans la trame de données) doit envoyer un accusé de réception ($CMD = "ACK"$) à son maître. Il effectue une mesure de réflectométrie MCTDR et analyse le réflectogramme obtenu. En cas de défaut détecté, le réflectomètre esclave identifie ses principales caractéristiques : type, position et impédance. Il envoie ainsi à son maître sa trame de réponse $CMD = "Diag_REP"$ en y encapsulant (dans le champ de données) l'information du défaut détecté (type, position et impédance).

A la réception, le réflectomètre maître décode les trames de données envoyées par ses esclaves et les stocke dans sa mémoire. Il ne stocke que les caractéristiques des défauts (type, position et impédance) qui apparaissent au fur et à mesure pour éviter de saturer l'espace mémoire disponible. Il procède ensuite au traitement de ses propres mesures de diagnostic, ainsi qu'au traitement des données en provenance de différents esclaves afin de fusionner les données et de prendre la bonne décision sur la localisation d'un éventuel défaut dans le réseau.

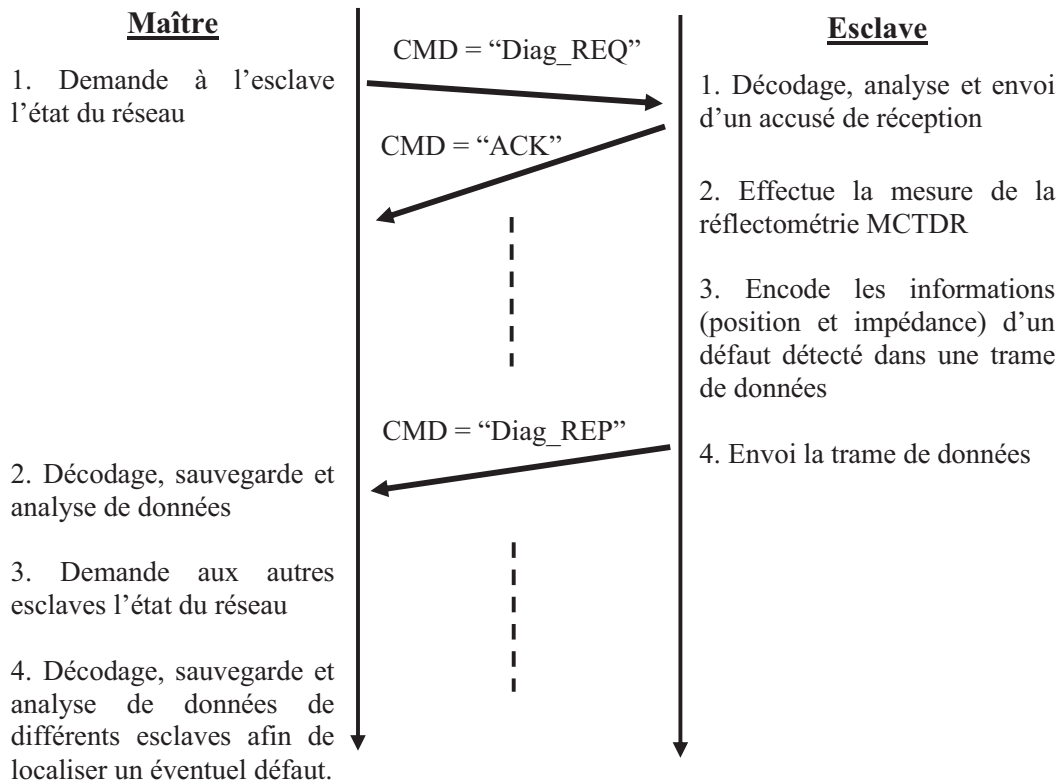


Figure 5.25 : Protocole de communication utilisé pour transférer des données entre un réflectomètre maître et un réflectomètre esclave.

5.5 Développement d'un algorithme de détection et de localisation des défauts

Le protocole de communication maître/esclave proposé dans les paragraphes précédents nous a conduits à la mise au point de l'algorithme illustré Figure 5.26 et Figure 5.27. Ce protocole permet de centraliser les informations obtenues par chaque réflectomètre (esclave) dans un réflectomètre central (maître), chargé d'agrégier les données collectées, et par suite de prendre la décision sur la localisation d'un défaut potentiel. L'algorithme proposé dans cette section permet d'automatiser la détection et la localisation d'un éventuel défaut. Chaque réflectomètre esclave doit effectuer le diagnostic de son point de vue et communiquer les résultats à son maître.

La Figure 5.26 décrit l'algorithme appliqué par chaque réflectomètre esclave. La première étape consiste à générer une mesure de référence correspondant à la réponse du réseau sain (sans défaut). Nous proposons de ne sauvegarder en mémoire que les échos les plus significatifs du réflectogramme. Cela évite de stocker tous les échantillons du réflectogramme, économisant ainsi de l'espace de stockage. Chaque point sauvegardé est caractérisé par sa position et son amplitude ($p_{réf}, a_{réf}$). Ensuite, le réflectomètre compare le signal de différence (entre la mesure et la référence stockée) à un seuil de détection. Ceci permet de savoir s'il y a eu un changement d'état du réseau ou non. Le premier pic obtenu dans le réflectogramme résultant est ainsi considéré comme un pic de défaut s'il dépasse le seuil de détection. Le réflectomètre procède ensuite au traitement de la mesure obtenue afin de caractériser (type, position, amplitude) le défaut potentiel qu'il stocke dans sa mémoire. Le réflectomètre peut ainsi identifier les branches ambiguës en cas d'ambiguïté de localisation. Enfin, il encode toutes les informations dans une trame de données qu'il envoie à son maître.

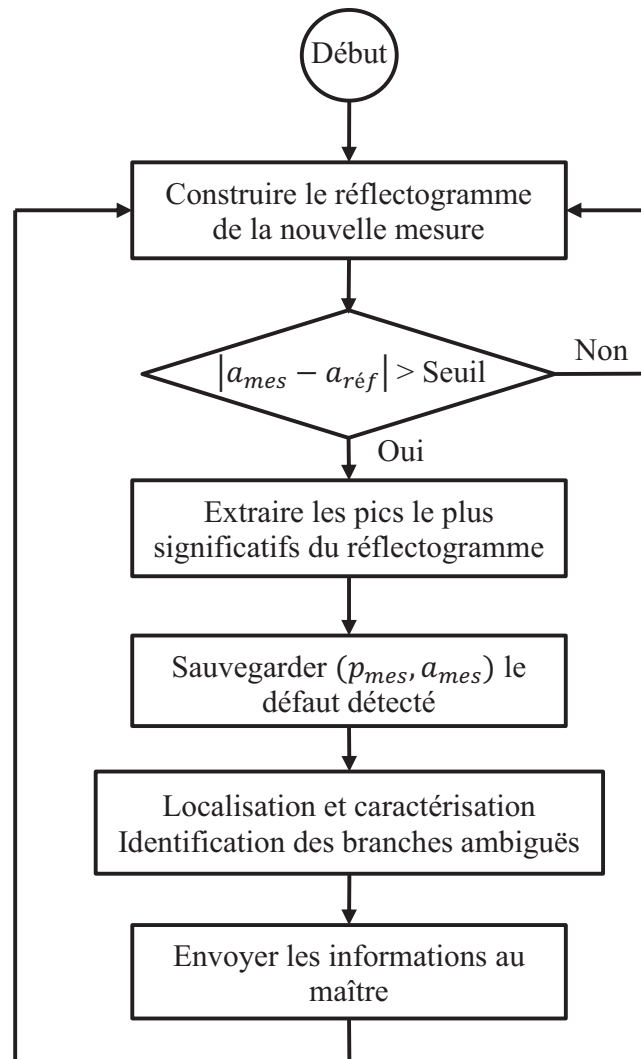


Figure 5.26 : Algorithme de diagnostic appliqué par le réflectomètre esclave.

Le réflectomètre maître est responsable de la gestion de ses esclaves, de la collecte d'informations et de la prise de décisions concernant l'état du réseau. Le maître envoie des requêtes de diagnostic à ses esclaves, puis il traite les réponses reçues et les stocke dans sa mémoire. Comme l'esclave, il effectue également le diagnostic du réseau et construit son propre réflectogramme. Après avoir reçu toutes les trames de ses esclaves, il procède au traitement des données obtenues par son propre diagnostic ainsi que celles reçues de ses esclaves. Il applique finalement une méthode de fusion de données de réflectomètres pour prendre la décision sur la localisation d'un éventuel défaut.

5.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté un système de communication prometteur pour la détection et la localisation des défauts dans les réseaux filaires complexes. Nous avons proposé d'intégrer la communication entre les réflectomètres distribués dans le réseau. La principale contribution est l'utilisation du signal MCTDR porteur d'information en exploitant la partie transmise pour la communication et la partie réfléchie pour le diagnostic.

Dans un premier temps, nous avons utilisé les phases du signal MCTDR pour encoder des messages. A l'injection, une technique de modulation numérique est utilisée pour permettre la transmission d'informations *via* le signal de diagnostic MCTDR. La phase modulée de chaque porteuse du signal représente un symbole d'information numérique envoyé par le réflectomètre. En effet, les signaux transmis fournissent des informations complémentaires sur les caractéristiques (type, position, impédance) du défaut et permettent d'intégrer la communication entre les réflectomètres distribués du réseau.

Dans un deuxième temps, nous avons proposé une nouvelle méthode basée sur la distribution orthogonale de sous-porteuses entre les réflectomètres pour éliminer l'interférence entre les signaux de réflectométrie dans le diagnostic en ligne. Cette technique permet à plusieurs réflectomètres d'utiliser simultanément la même bande fréquentielle du signal MCTDR sans interférence, améliorant ainsi l'efficacité spectrale.

Plus loin, pour gérer la communication entre les réflectomètres, nous avons proposé un protocole de communication maître / esclave qui facilite l'échange et la centralisation des informations, et favorise ainsi la fusion de données des réflectomètres. Ensuite, nous avons développé un algorithme pour automatiser la détection et la localisation d'un défaut potentiel. L'efficacité des approches proposées est validée par des résultats de simulation et des résultats expérimentaux pour différents types et configurations de réseaux filaires.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux menés dans cette thèse ont permis le développement de nouvelles techniques de diagnostic en ligne, embarquées et distribuées de réseaux filaires complexes. Ces techniques sont basées sur le principe de la réflectométrie pour détecter, localiser et caractériser de multiples défauts (francs et non francs) dans les réseaux ramifiés. Les outils développés et validés répondent à un besoin et à une problématique que les industriels rencontrent aujourd'hui dans les systèmes électriques pour améliorer leur fiabilité et réduire les coûts de maintenance.

Nous avons présenté dans le premier chapitre le contexte de cette étude, ainsi que les problématiques, mettant en évidence le besoin industriel et les différentes méthodes de diagnostic existantes. Ce chapitre a permis de mieux définir les typologies de câbles et de défauts (franc et non franc), ainsi que et les enjeux que la détection du défaut non franc soulève. Afin d'éviter des conséquences graves, la nécessité d'intégrer la fonction de diagnostic pour effectuer une surveillance en continu a été identifiée. Nous avons fait le choix d'utiliser la réflectométrie dans le domaine temporel pour ses performances à s'intégrer dans un système embarqué.

Dans le deuxième chapitre les différentes techniques de diagnostic des réseaux de câbles développées pour effectuer le diagnostic en ligne et le diagnostic distribué ont été exposées. Nous avons présenté les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes. Cet état de l'art a permis d'identifier les principales faiblesses de ces méthodes, liées en particulier aux topologies complexes et à la détection des défauts non francs. La première conclusion est que la réflectométrie multiporteuses MCTDR est efficace pour le diagnostic en ligne, la deuxième est que le diagnostic distribué convient aux réseaux filaires complexes. Ces constats ont motivé l'orientation des travaux de thèse selon ces deux axes.

Le troisième chapitre propose ainsi une nouvelle méthode de diagnostic distribué basée sur la théorie des graphes. Cette méthode permet de résoudre le problème d'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau complexe. Les algorithmes de la théorie des graphes sont utilisés pour combiner les données entre les réflectomètres distribués. Cette combinaison a permis de centraliser les informations et de faciliter la prise de décision sur la localisation d'un défaut. Ensuite, nous avons utilisé l'amplitude du signal réfléchi du défaut pour estimer son impédance. L'idée est d'amplifier la signature d'un défaut en compensant la dégradation subie par le signal de test lors

de sa propagation. Pour une meilleure précision, l'impédance est estimée par plusieurs réflectomètres. Toutefois, le manque d'autonomie dans l'analyse et l'interprétation des mesures pour en extraire l'état du réseau filaire est un inconvénient de cette méthode.

La problématique de localisation et caractérisation des défauts multiples dans les réseaux filaires complexes sont ainsi abordées dans le quatrième chapitre. À cette fin, nous avons combiné la réflectométrie multiporteuses MCTDR avec deux méthodes de fusion de données : les algorithmes génétiques (AG) et les réseaux de neurones (RN). Ces méthodes permettent de fusionner automatiquement les données entre plusieurs réflectomètres distribués. Les entrées des deux méthodes (AG et RN) sont les réflectogrammes obtenus par les différents réflectomètres, tandis que les sorties sont les positions et les impédances calculées des défauts détectés. Les résultats de simulation ainsi que les mesures expérimentales réalisées sur des réseaux réels ont montré l'efficacité des méthodes proposées. La procédure d'optimisation utilisant l'AG est néanmoins coûteuse en temps de calcul, surtout pour les réseaux filaires de topologies complexes. Pour les réseaux de neurones, le diagnostic est effectué en deux étapes. Une première étape d'apprentissage à partir d'un ensemble de bases de données est d'abord réalisée « offline ». Cette étape peut demander un temps relativement long, en fonction du nombre de paramètres utilisés dans l'entraînement (nombre de neurones, nombre d'exemples), mais elle ne doit être effectuée qu'une seule fois. La deuxième étape est plus rapide (< 1 s) consiste à utiliser le RN bien formé pour diagnostiquer l'état du réseau en temps réel.

Dans le cinquième chapitre, nous avons proposé une nouvelle stratégie de diagnostic en ligne pour les réseaux filaires complexes, basée sur le diagnostic distribué, ainsi que sur la communication entre les réflectomètres. Pour cela, les phases du signal de test MCTDR sont utilisées pour transmettre des informations. La qualité du diagnostic s'en trouve améliorée tout en permettant l'échange d'informations utiles (par exemple, la position et l'impédance du défaut) entre les réflectomètres du réseau. Cette communication centralise toutes les acquisitions sur un réflectomètre maître, responsable de la fusion des données et de la localisation des défauts. La nouveauté par rapport aux autres stratégies de diagnostic développées est d'utiliser maintenant le signal de diagnostic MCTDR comme porteur d'informations de communication. A la réception, chaque réflectomètre analyse la partie réfléchi pour construire le réflectogramme ainsi que la partie transmise pour extraire les informations. Nous avons également proposé une nouvelle approche pour éliminer les problèmes d'interférences entre les réflectomètres distribués qui injectent leurs signaux de test de manière simultanée en plusieurs points du réseau. Les différentes approches proposées ont été validées par des simulations et des résultats expérimentaux pour différents types et configurations de réseaux filaires.

Pour conclure, les différentes méthodes proposées dans cette thèse ont permis de lever l'ambiguïté de localisation des défauts dans les réseaux complexes. Nous avons montré que la fusion de données permet d'optimiser les performances du diagnostic. Le réflectomètre est désormais plus « intelligent » et plus efficace grâce à l'intégration de la fonction de communication. L'étude menée au cours de ces trois années de thèse constitue un excellent point de départ pour les réseaux filaires complexes du futur qui pourront s'auto-diagnostiquer pour une meilleure analyse de l'état du réseau.

Perspectives

Les perspectives de ces travaux de recherche sont nombreuses et peuvent être menées pour améliorer le potentiel des méthodes proposées. On envisage donc les améliorations suivantes :

Dans le troisième chapitre, nous avons combiné la réflectométrie distribuée avec la théorie des graphes afin de lever l'ambiguïté de localisation des défauts dans le réseau filaire complexe. Pour que cette méthode fonctionne de manière autonome, il est nécessaire d'implémenter l'algorithme proposé dans le système de diagnostic. L'algorithme permet d'identifier et de localiser le défaut en analysant le réflectogramme afin d'extraire la signature du défaut. Ensuite, chaque réflectomètre doit communiquer le résultat du diagnostic à un réflectomètre maître ou à une unité centrale, qui s'occupe de la combinaison de données entre les réflectomètres. La combinaison peut être effectuée en utilisant la matrice de connexion ainsi que les différents algorithmes de la théorie des graphes qui facilitent et automatisent l'exploration et la recherche dans un réseau ramifié. Dans l'étude de la détection et de la localisation des défauts dans les réseaux de câbles électriques, les algorithmes de théorie des graphes devraient avoir de bonnes perspectives d'application.

Pour les algorithmes génétiques, les algorithmes itératifs utilisés doivent être améliorés afin de converger rapidement vers une meilleure solution et de gagner en temps de calcul. Concernant les réseaux de neurones, la base d'apprentissage comprend des exemples de réflectogrammes, où la position et l'impédance des défauts sont modifiées de manière aléatoire en fonction des longueurs des lignes du réseau complexe. Cette base de données peut être enrichie en tenant compte de la variation de longueur des lignes. L'idée est de créer un RN flexible qui prend en compte l'incertitude sur la longueur des lignes. Cela évite également le réapprentissage du RN lors du changement de longueur d'une ou plusieurs lignes dans le réseau. La sortie du RN peut également être constituée d'autres paramètres à estimer, tels que les paramètres RLCG des lignes et la taille du défaut non franc.

Le type du RN utilisé dans cette thèse est le perceptron multicouche (MLP), il serait donc intéressant d'explorer d'autres types de RN tels que les RNN (Recurrent Neural Networks), LSTM (Long Short-Term Memory), les CNN (Convolutionnal Neural Network), etc. Un autre axe de

recherche intéressant peut être l'utilisation de l'apprentissage profond (Deep Learning), qui permet d'obtenir des résultats très précis. On parle alors de réseaux profonds qui peuvent être composés de plusieurs MLP cachées. Ainsi, en résumé, déterminer l'objectif à atteindre est le meilleur moyen de choisir l'architecture du RN (nombre d'unités, nombre de couches, structure à choisir) la plus adéquate en fonction de ses avantages et surtout de ses contraintes. Enfin, il sera nécessaire de mener de travaux de recherche sur l'intégration des méthodes proposées (RN et AG) sur un FPGA dans un premier temps et sur ASIC à plus long terme.

Pour ce qui est de la réflectométrie distribuée, une des principales perspectives est d'intégrer la méthode de communication que nous avons développée au chapitre 5 de manière autonome entre les réflectomètres distribués. Cela peut se faire en tenant compte des points critiques suivants : la synchronisation, le multiplexage, et le débit de transmission. Il faudra également prévoir la mise en œuvre du protocole de communication et de l'algorithme de localisation proposés au chapitre 5 pour automatiser l'ordonnancement de toutes les tâches entre maître-esclave et maître-maître afin d'analyser l'état du réseau.

Concernant les problèmes d'interférence entre les réflectomètres distribués, nous estimons que des améliorations doivent être apportées à la méthode développée au chapitre 5. Chaque réflectomètre doit décaler en fréquence ses sous-porteuses pour assurer l'orthogonalité par rapport aux sous-porteuses des autres réflectomètres. Cela garantit un entrelacement orthogonal de sous-porteuses de différents réflectomètres dans la bande de fréquence du signal MCTDR. Le décalage en fréquence peut se faire dans le domaine fréquentiel en utilisant une DFT (Discrete Fourier Transform), ou dans le domaine temporel par une simple compression et répétition du signal avec une rotation de phase systématique appliquée à chaque symbole, comme mentionné dans la section 5.3.3 du chapitre 5.

Annexe A

Modélisation des lignes de transmission

A.1 Modèle RLCG d'une ligne de transmission

La propagation haute fréquence des ondes dans une ligne de transmission peut être modélisée par le modèle RLCG constitué des paramètres suivants : résistance (R), inductance (L), capacité (C) et conductance (G) [44], [56]. Ces paramètres R , L , C et G sont définis de manière linéique de la façon suivante :

- Résistance linéique R exprimée en (Ω/m) qui dépend de la résistivité électrique et de la section du câble.
- Inductance linéique L exprimée en (H/m) qui se décompose en deux parties : une inductance intérieure et une inductance extérieure. D'une part, l'inductance intérieure est due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs. D'autre part, l'inductance extérieure est due au champ magnétique entre les conducteurs. L'inductance linéique dépend du diamètre des conducteurs, de l'écart entre les deux conducteurs et de la perméabilité des matériaux.
- Capacité linéique C exprimée en (F/m) qui dépend de la permittivité de l'isolant placé entre les deux conducteurs.
- Conductance linéique G exprimée en (S/m) qui représente un courant de fuite circulant entre deux conducteurs lorsque l'isolant séparant ces deux conducteurs n'est pas parfait.

Ces paramètres représentent les paramètres primaires d'une ligne de transmission. La ligne de transmission, est divisée en plusieurs segments élémentaires consécutifs de longueurs dx . Chacun des segments est décrit par un modèle RLCG comme l'illustre la Figure A.1. Dans la littérature, les méthodes utilisées pour simuler et étudier le comportement des lignes de transmission s'appuient sur le modèle RLCG à partir duquel les équations des télégraphistes (Eq. A.1 et A.2) sont dérivées [126]. Ces équations décrivent l'évolution de la tension et du courant le long du câble en fonction des paramètres RLCG.

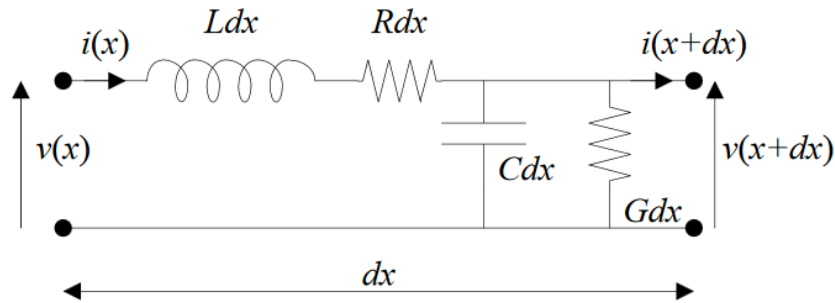


Figure A.1 : Schéma du modèle RLCG équivalent à un court segment de câble de longueur dx .

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

Les simulations numériques ont été réalisées grâce à un code interne (WiN-MS) résolvant les équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel. Compte tenu de l'atténuation et du phénomène de dispersion, les paramètres RLCG prennent la forme suivante dans le code de simulation [127]:

$$\begin{aligned} R &= R_0 \sqrt{f} \text{ et } G = G_0 f \\ L &= L_0 + R_0 / (2\pi \sqrt{f}) \text{ et } C = C_0 \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Dans les expérimentations, plusieurs types de câbles ont été utilisés : câble coaxial (RG-58) et câbles à paires torsadées (MLB-24 et EN2714-013 MLA22). Les valeurs R_0 , L_0 , C_0 et G_0 sont différentes pour chaque type de câble et sont estimées par optimisation à l'aide d'algorithmes génétiques (AG) (Table A.1).

Table A.1 : Paramètres des câbles utilisés dans les expérimentations.

Famille de câbles	R_0 ($\mu\Omega/m$)	L_0 (nH/m)	C_0 (pF/m)	G_0 (pS/m)
RG-58	130	250	100	0.8
MLB-24	80	596	97	0.24
EN2714-013 MLA22	200	120	300	32

A.2 Estimation des paramètres primaires

Dans cette annexe, nous montrons les équations mathématiques des paramètres linéiques RLCG. Afin de valider les méthodologies développées, un modèle RLCG fiable pour les lignes sur

lesquelles nous expérimentons est nécessaire. En général, nous ne connaissons pas les valeurs des paramètres RLCG, mais nous maîtrisons la géométrie du câble. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons des formules empiriques de différents types de câbles utilisés dans les expérimentations en fonction de la géométrie et de la physique du câble. Les expressions présentées ci-après sont la synthèse de plusieurs documents cités en références [128]–[132], avec l'ajout de termes correctifs (si nécessaire) pour mieux correspondre aux mesures réalisées.

A.3 Cas de la ligne bifilaire (paire parallèle)

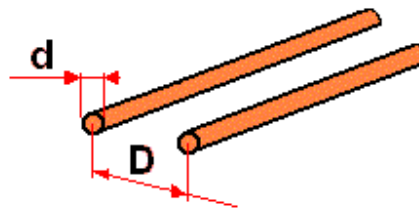


Figure A.2 : Ligne bifilaire.

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{\sqrt[2]{\pi f \mu_0 / \sigma}}{\pi d} \frac{D}{\sqrt{D^2 - d^2}} \\ L = \frac{\mu_0}{\pi} \cosh^{-1} \frac{D}{d} \\ C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_R}{\cosh^{-1} \frac{D}{d}} \\ G = 2\pi f \tan \delta C \end{array} \right. \quad (\text{A.4})$$

f , fréquence de travail

σ , conductivité du métal utilisé

μ_0 , perméabilité magnétique du vide

ε_0 , permittivité diélectrique du vide

ε_R , permittivité diélectrique relative de l'isolant

$\tan \delta$, tangente de perte dans l'isolant

A.4 Cas de la ligne coaxiale

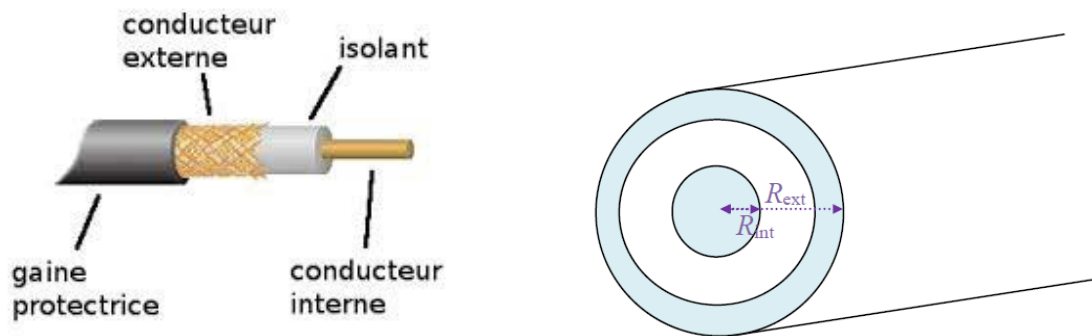


Figure A.3 : Câble coaxiale.

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f\mu_0}{\pi}} \left(\frac{1}{R_{ext}\sqrt{\sigma_{ext}}} + \frac{1}{R_{int}\sqrt{\sigma_{int}}} \right) \\ L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{2}{R_{ext}\sqrt{\pi f \sigma_{ext} \mu_0}} + \frac{2}{R_{int}\sqrt{\pi f \sigma_{int} \mu_0}} + \ln \frac{R_{ext}}{R_{int}} \right) \\ C = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_R}{\ln \frac{R_{ext}}{R_{int}}} \\ G = \frac{2\pi \cdot 10^{-18}}{\ln \frac{R_{ext}}{R_{int}}} \end{array} \right. \quad (A.5)$$

A.5 Cas de la paire torsadée (blindée et non blindée)

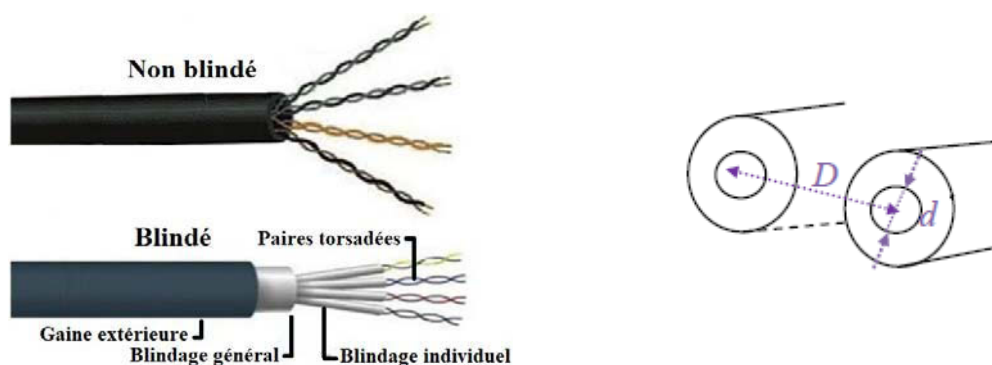


Figure A.4 : Câble à paire torsadée blindé et non blindé.

$$R = \frac{2\eta}{d} \sqrt{\frac{f\mu_0}{\pi\sigma}} \quad (\text{A.6})$$

Avec, $1 \leq \eta \leq 1.3$ selon la qualité de réalisation du câble (le mieux 1).

$$L = k_0 \frac{\mu_0}{\pi} \cosh^{-1} \frac{D}{d} + \frac{\sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}}{2f\pi^2 d} \frac{k_0}{\sqrt{1 - (d/D)^2}} \quad (\text{A.7})$$

Avec, $k_0 = 0.9$ si la paire est blindée, sinon $k_0 = 1$.

$$C = k_1 \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_{eq}}{\cosh^{-1} \frac{D}{d}} \quad (\text{A.8})$$

$$\text{avec } \varepsilon_{eq} = 1 + \left[0.45 + 10^{-3} \left(\frac{180}{\pi} \tan^{-1} T\pi D \right)^2 \right] (\varepsilon_R - 1)$$

avec $k_1 = 1.46$ si la paire est blindée, sinon $k_1 = 1$.

$$G = 2\pi f \tan \delta C \quad (\text{A.9})$$

d , diamètre des conducteurs

D , espacement entre les conducteurs (brins) D

T , nombre de torsades par mètre de câble

Annexe B

Modélisation des défauts non francs

Dans cette annexe, nous nous intéressons au calcul des coefficients de réflexion et de transmission pour les différents types de défauts non francs. Ces défauts peuvent être classifiés en trois types principaux : défaut réparti (distribué), défaut série et défaut parallèle. Dans ce qui suit, nous expliquerons l'origine de chaque type de défaut, et nous calculerons les coefficients de réflexion et de transmission ainsi que la perte subie par chaque défaut.

Grâce au principe de conservation de l'énergie, il sera possible de déterminer l'expression formelle des pertes dans le défaut, afin d'obtenir un moyen de les estimer lors d'une mesure, et finalement de conclure sur la sévérité du défaut. En effet, en l'absence de défaut, la loi de conservation de l'énergie stipule que la puissance totale est la somme de la puissance réfléchi et de la puissance transmise :

$$|\Gamma_d|^2 + |T_d|^2 = 1 \quad (\text{B.1})$$

où Γ_d et T_d représentent les coefficients de tension réfléchi et transmis.

La perte de puissance due au défaut, représentant la puissance dissipée, qui n'est ni réfléchi ni transmise, peut être exprimée comme suit :

$$|P_d|^2 = 1 - |\Gamma_d|^2 - |T_d|^2 \quad (\text{B.2})$$

B.1 Modélisation du défaut réparti (distribué)

Ce type de défaut survient en cas de : frottement, altération chimique, dégradation (Chafing), etc. Il peut être modélisé en insérant une version défectueuse du réseau à 2 ports décrit sur la Figure A.1 (les valeurs R , L , C et G sont modifiées selon la sévérité du défaut) [57], [133]–[135]. Le défaut est caractérisé par une longueur ΔL et une impédance $Z_d = Z_c(1 + \Delta Z_c)$ ($-Z_c < \Delta Z_c < Z_c$) comme le montre la Figure B.1. La mise en cascade de ces trois réseaux conduit au profile d'impédance de la Figure B.1.

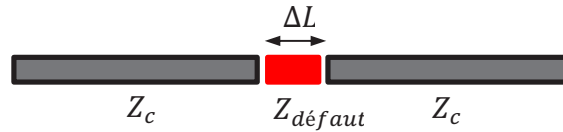


Figure B.1 : Profil d'impédance pour une modification des paramètres RLCG.

Le profil d'impédance dans la branche défectueuse conduit à :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_d - Z_c}{Z_d + Z_c} \text{ et } \Gamma_{out} = \frac{Z_c - Z_d}{Z_c + Z_d} = -\Gamma_{in} \quad (\text{B.3})$$

Lorsque l'onde incidente atteint la limite gauche du défaut, la partie de tension réfléchie est quantifiée par Γ_{in} et la partie de tension transmise par $1 + \Gamma_{in}$. Il y a un nombre infini de rebonds entre les bornes gauche et droite du défaut, chacun étant retardé de $e^{-\gamma l}$, avec l la longueur de l'extension du défaut et γ la constante de propagation à l'intérieur du défaut. Le coefficient de réflexion global du défaut est exprimé comme suit [136] :

$$\Gamma_d = \Gamma_{in} \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 - \Gamma_{in}^2 e^{-2\gamma l}} \quad (\text{B.4})$$

C'est une autre manière d'obtenir le résultat déjà donné dans [135] (Eq. (6)), qui peut être réécrit comme dans [57] (Eq. (7)) :

$$\Gamma_d = \Gamma_{in} \frac{2je^{-j\beta l} \sin\beta l}{1 - \Gamma_{in}^2 e^{-2j\beta l}} \quad (\text{B.5})$$

Le coefficient de transmission global du défaut est exprimé comme suit :

$$T_d = \frac{1 - \Gamma_{in}^2}{1 - \Gamma_{in}^2 e^{-2\gamma l}} e^{-2\gamma l} \quad (\text{B.6})$$

La perte de puissance due au défaut peut être calculée comme le montre l'équation suivante (par souci de simplicité, considérons les développements limités au premier ordre et des valeurs réelles pour les impédances) :

$$\begin{aligned} |P_d|^2 &\approx 1 - \Gamma_{in}^2 - (1 - \Gamma_{in}^2)^2 e^{-2\alpha l} \\ &\approx (1 - \Gamma_{in}^2)(1 - e^{-2\alpha l}) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

B.2 Modélisation du défaut série.

Ce type de défaut survient en cas de : corrosion des conducteurs, mauvais contact, arc électrique série. Il peut être modélisé par une résistance du parasite de valeur Z_d , en série sur le câble.

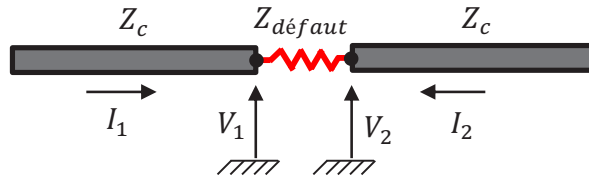


Figure B.2 : Profil d'impédance pour un défaut résistif série.

Les tensions et courants vérifient les équations suivantes :

$$I_1 = (V_1 - V_2)/Z_d, \text{ et } I_2 = -I_1 \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_d + Z_c \quad (\text{B.9})$$

Les coefficients recherchés s'expriment :

$$\begin{aligned} \Gamma_d &= \frac{V_1 - Z_c I_1}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{V_1/I_1 - Z_c}{V_1/I_1 + Z_c} = \frac{Z_d + Z_c - Z_c}{Z_d + Z_c + Z_c} \\ &\Rightarrow \Gamma_d = \frac{Z_d}{Z_d + 2Z_c} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

$$\begin{aligned} T_d &= \frac{V_2 - Z_c I_2}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{V_1 - Z_d I_1 + Z_c I_1}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{V_1/I_1 - Z_d + Z_c}{V_1/I_1 + Z_c} = \frac{Z_d + Z_c - Z_d + Z_c}{Z_d + Z_c + Z_c} \\ &\Rightarrow T_d = \frac{2Z_c}{Z_d + 2Z_c} = 1 - \Gamma_d \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

En considérant les valeurs réelles des impédances, la perte de puissance due au défaut est calculée comme suit [136] :

$$|P_d|^2 = 1 - \left(\frac{Z_d}{Z_d + 2Z_c} \right)^2 - \left(\frac{2Z_c}{Z_d + 2Z_c} \right)^2 = \frac{4Z_c Z_d}{(Z_d + 2Z_c)^2} \quad (\text{B.12})$$

B.3 Modélisation du défaut parallèle

Ce type de défaut survient en cas de : mauvais isolement, écrasement, humidité dans le diélectrique, arc électrique parallèle. Il peut être modélisé par une résistance de fuite en dérivation vers la masse comme le montre la Figure B.3.

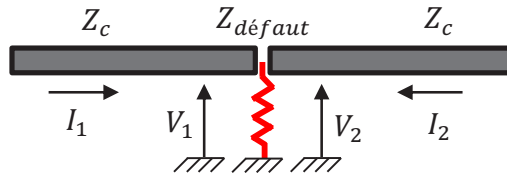


Figure B.3 : Profil d'impédance pour un défaut résistif parallèle.

Les tensions et courants vérifient les équations suivantes :

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_d // Z_c} = \frac{V_1(Z_d + Z_c)}{Z_d Z_c} \quad (\text{B.13})$$

$$I_2 = -\frac{V_1}{Z_c} \text{ et } V_2 = V_1 \quad (\text{B.14})$$

Les coefficients recherchés s'expriment :

$$\Gamma_d = \frac{V_1 - Z_c I_1}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{\frac{Z_d Z_c}{Z_d + Z_c} - Z_c}{\frac{Z_d Z_c}{Z_d + Z_c} + Z_c} \quad (\text{B.15})$$

$$\Rightarrow \Gamma_d = \frac{-Z_c}{2Z_d + Z_c}$$

$$T_d = \frac{V_2 - Z_c I_2}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{2 \frac{Z_d Z_c}{Z_d + Z_c}}{\frac{Z_d Z_c}{Z_d + Z_c} + Z_c} \quad (\text{B.16})$$

$$\Rightarrow T_d = \frac{2Z_d}{2Z_d + Z_c}$$

En considérant les valeurs réelles des impédances, la perte de puissance due au défaut est calculée comme suit [136] :

$$|P_d|^2 = 1 - \left(\frac{-Z_c}{2Z_d + Z_c} \right)^2 - \left(\frac{2Z_d}{2Z_d + Z_c} \right)^2 = \frac{4Z_d Z_c}{(2Z_d + Z_c)^2} \quad (\text{B.17})$$

Annexe C

Phénomènes d'atténuation et de dispersion

Lors de la propagation d'un signal de diagnostic dans le câble électrique, deux principaux phénomènes¹⁷ agissent sur le signal réfléchi : l'atténuation et la dispersion [15], [58].

- **Atténuation** : Le signal subit une décroissance exponentielle le long de sa propagation dans le câble. Cette atténuation du signal est liée à la conductance du matériau diélectrique et à la résistance linéique du câble (pertes par effet Joule) qui augmente avec la fréquence.
- **Dispersion** : La dispersion est due au fait que toutes les fréquences du signal injecté ne se propagent pas à la même vitesse. Plus l'impulsion est étroite (large bande) et plus la dispersion est importante. Ce phénomène se traduit par une déformation et un étalement plus ou moins important des ondes.

L'atténuation et la dispersion constituent les limites des méthodes de réflectométrie. Elles provoquent la déformation du signal réfléchi et conduisent à une localisation imprécise du défaut, en particulier dans les câbles de longues distances. Cette annexe présente une nouvelle méthode de compensation de la dispersion. Elle vise à réduire l'effet de dispersion de l'onde tout au long de sa propagation dans le câble afin d'améliorer la précision de la localisation des défauts.

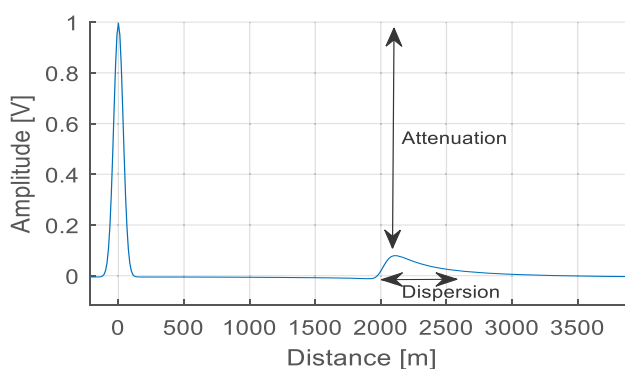


Figure C.1 : Atténuation et dispersion du signal de diagnostic.

¹⁷ Un troisième phénomène, fréquent, concerne les lignes de transmission disposées au voisinage l'une de l'autre. C'est la diaphonie : une partie de l'énergie qui se propage sur une ligne est transmise à l'autre par couplage électromagnétique. On peut distinguer deux types de diaphonie [137] : la diaphonie capacitive et la diaphonie inductive.

C.1 Amélioration de la précision de localisation du défaut contre l'effet d'atténuation et de dispersion

En général, une ligne est dispersive lorsque la vitesse de propagation (v_p) dépend de la fréquence comme le montre l'équation (C.1), ce qui fait que les composantes de haute fréquence du signal de test se propagent à une vitesse plus rapide que les composantes de basse fréquence. Cela déforme davantage le signal réfléchi et rend la localisation du défaut de moins en moins précise.

$$v_p(\omega) = \omega/\beta(\omega) \quad (\text{C.1})$$

avec $\omega = 2\pi f$ fréquence angulaire en (rad /s).

Pour résoudre ce problème, l'idée principale est de rendre la vitesse de propagation indépendante de la fréquence. La méthode que nous proposons pour compenser la dispersion comprend les étapes suivantes [138] :

- (1) Estimer la vitesse de propagation $v_p(f)$ dans le câble.
- (2) Effectuer une première injection (sans compensation de dispersion) du signal MCTDR dans le câble : estimation de la position du défaut.
- (3) Effectuer une deuxième injection du signal MCTDR en compensant la dispersion subie par le signal à la position du défaut pré-estimée à l'étape (2) : correction de la position de défaut.

(1) Estimer la vitesse de propagation

Afin d'estimer la vitesse de propagation $v_p(f)$, la méthode proposée est basée sur une étape de caractérisation du milieu à diagnostiquer en injectant une séquence de phases nulles $\{\theta_k\} = \{0\}$ (mesure (Y_0)). Deux capteurs doivent être connectés aux extrémités d'un câble à tester : un capteur émetteur injectant une séquence nulle qui sera récupérée par un capteur récepteur. Après avoir traversé le réseau filaire, le signal MCTDR dans le domaine fréquentiel reçu par le récepteur est donné par :

$$Y(f) = X(f)H_t(f) \quad (\text{C.2})$$

avec $H_t(f)$ est la fonction de transfert (partie transmise) du l'émetteur vers le récepteur. Si on néglige les réflexions multi-chemins, $H_t(f)$ est donnée par :

$$H_t(f) = \prod_i (1 - \Gamma_i) e^{\gamma(f)l} \quad (\text{C.3})$$

où l est la longueur du câble, $(\Gamma_i)_{i>0}$ représentent les coefficients des réflexions de différentes discontinuités d'impédances rencontrées, et γ est la constante de propagation.

Comme montré dans la section 5.2.2 du chapitre 5, $Y(f)$ devient :

$$\begin{aligned}
Y(f) &= \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \cdot \prod_i (1 - \Gamma_i) e^{-\gamma(f)l} \\
&= \text{sinc}(\pi f T_e) e^{-\alpha l} \prod_i (1 - \Gamma_i) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j(\theta_k - \beta l)} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right)
\end{aligned} \tag{C.4}$$

Par suite, la phase $Y(f)$ est donnée par :

$$\arg(Y(f)) = -\beta(f)l + \sum_{k=0}^{N/2-1} \theta_k \delta\left(f - \frac{k}{N} f_e\right) \tag{C.5}$$

Ensuite, une séquence de phases nulle $\{\theta_k\} = \{0\}$ est injectée par l'émetteur. La phase de mesure $Y_0(f)$ acquise par le récepteur est donnée par :

$$\arg(Y_0(f)) = -\beta(f)l, \text{ avec } \beta(f) = \omega/V_p(f) \tag{C.6}$$

La vitesse de propagation estimée est obtenue par :

$$V_{\text{estimée}}(f) = -\omega l / \arg(Y_0(f)) \tag{C.7}$$

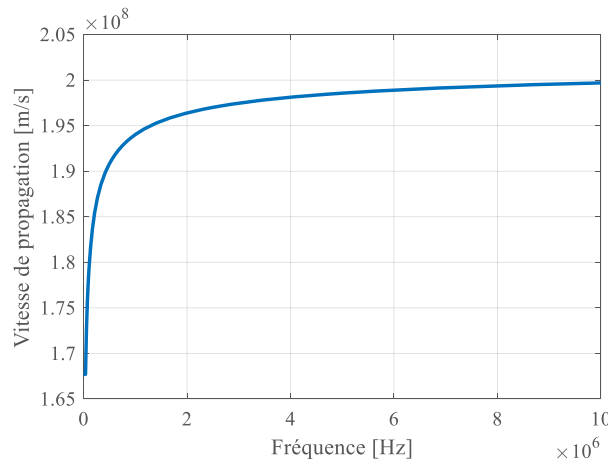


Figure C.2 : Vitesse de propagation estimée.

C.2 Deuxième étape - estimation de la position du défaut

Dans le cas d'un câble (point à point et adapté) affecté par un seul défaut, la fonction de transfert $H_r(f)$ du signal réfléchi vers le point d'injection est donné par :

$$H_r(f) = \Gamma_d e^{-2\gamma(f)l_d} \tag{C.8}$$

où Γ_d est le coefficient de réflexion du défaut et l_d est la position du défaut.

Le signal réfléchi mesuré dans le domaine fréquentiel est donné par :

$$\begin{aligned}
Y(f) &= X(f)H_r(f) \\
&= \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{N/2-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \cdot \Gamma_d e^{-2\gamma(f)l_d}
\end{aligned} \tag{C.9}$$

La constante de propagation :

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f), \text{ avec } \beta(f) = \omega/v(f) \tag{C.10}$$

La fonction de transfert devient :

$$H_r(f) = \Gamma_d e^{-2\alpha(f)l_d} e^{-2j\frac{\omega}{v(f)}l_d} \tag{C.11}$$

où $e^{-2\alpha(f)l_d}$ représente le terme d'atténuation, et $e^{-2j\frac{\omega}{v(f)}l_d}$ le terme de dispersion. On constate que la vitesse de propagation dans le terme de dispersion dépend de la fréquence, ce qui peut conduire à une erreur relative de localisation de défaut notée Δx .

On peut écrire :

$$\frac{l_d}{v(f)} = \frac{l_d + \Delta x}{v_m} \rightarrow e^{-2\frac{\omega l_d}{v(f)}} = e^{-2\frac{\omega(l_d + \Delta x)}{v_m}} = e^{-2\omega\frac{l_d}{v_m}} \cdot e^{-2\omega\frac{\Delta x}{v_m}} \tag{C.12}$$

où v_m est la vitesse moyenne de propagation.

L'équation du signal réfléchi en fréquence devient :

$$Y(f) = \text{sinc}(\pi f T_e) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \cdot \Gamma_d e^{-2\alpha(f)l_d} e^{-2\omega\left(\frac{l_d + \Delta x}{v_m}\right)} \tag{C.13}$$

À partir de l'équation (C.12), le défaut du câble est localisé avec une erreur de précision de $\Delta x/v_m$.

C.3 Troisième étape - correction de la position du défaut

La méthode de compensation de la dispersion proposée consiste à remplacer $v(f)$ par v_m (vitesse moyenne) pour garantir que les fréquences du signal se propagent à la même vitesse.

Le signal de test injecté $X(f)$ est remplacé par :

$$X_1(f) = X(f)G(f) \tag{C.14}$$

$G(f)$ est le terme de compensation de dispersion.

$$G(f) = e^{j4\pi f_e \frac{k}{N} \left(\frac{1}{v(f)} - \frac{1}{v_m}\right) l_{est}} \tag{C.15}$$

où $l_{est} = (l_d + \Delta x)$, représente la distance du défaut par rapport au point d'injection (estimée dans l'étape 2), et Δx est l'erreur relative du défaut en fonction de sa position.

Le signal réfléchi dans le domaine fréquentiel dont la vitesse de propagation est indépendante de la fréquence, devient finalement :

$$\begin{aligned}
Y(f) &= X_1(f)H_r(f) \\
Y(f) &= \text{sinc}(\pi f T_e) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j\theta_k} \delta\left(f - \left(\frac{k}{N} + n\right) f_e\right) \cdot e^{j4\pi f e \frac{k}{N} \left(\frac{1}{v(f)} - \frac{1}{v_m}\right) \Delta x} \cdot \\
&\quad \Gamma_d e^{-2\alpha \left(\frac{k f_e}{N}\right) l_d} e^{-\frac{2\omega}{v_m} l_d}
\end{aligned} \tag{C.16}$$

À partir de l'équation (C.16), le défaut est localisé avec une erreur de précision de $\left(\left|\frac{1}{v_m} - \frac{1}{v(f)}\right| \Delta x\right)$. Nous constatons que l'erreur obtenue après compensation de la dispersion est inférieure à celle obtenue sans compensation.

$$\left| \frac{\Delta x}{v_m} - \frac{\Delta x}{v(f)} \right| < \frac{\Delta x}{v_m} \tag{C.17}$$

C.4 Résultats de simulation

L'efficacité de l'approche proposée est évaluée à l'aide d'un outil de simulation. Nous utilisons un modèle de câble à paire torsadée de type CVZ, affecté par un défaut franc (circuit ouvert) à son extrémité. Deux signaux de test différents sont injectés : un signal MCTDR (Figure C.3) et une impulsion gaussienne (Figure C.4).

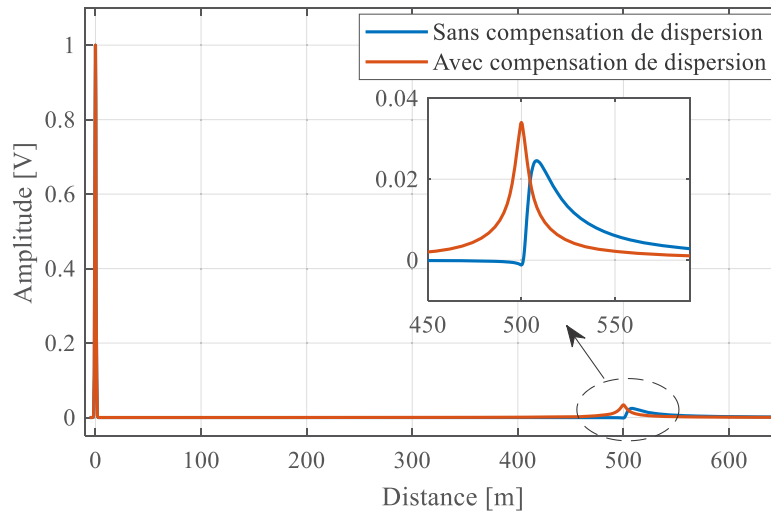


Figure C.3 : Réflectogrammes simulés avec et sans compensation de dispersion en injectant un signal MCTDR à 200 MHz dans un câble à paire torsadée de 500 m de longueur.

La Table C.1 présente les résultats obtenus sur le réflectogramme de la Figure C.3. Il comprend l'amplitude, la localisation et l'erreur relative de l'écho de défaut pour un câble de longueur 500 m, avec et sans compensation de dispersion. Nous constatons qu'avec le post-traitement proposé

(méthode de compensation de dispersion), on obtient une meilleure localisation du défaut avec une erreur relative nulle.

Table C.1 : Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et de l'erreur relative de l'écho de défaut pour un câble de longueur 500 m, avec et sans compensation de dispersion.

	Sans compensation de dispersion	Avec compensation de dispersion
Amplitude (V)	0.024	0.034
Localisation (m)	508	500
Erreur relative (%)	1.7%	0%

Reprenons la même étude avec cette fois avec un câble de 3000 m au lieu de 500 m. La Table C.2 présente les résultats obtenus sur le réflectogramme de la Figure C.4. Il comprend l'amplitude, la localisation et l'erreur relative de l'écho de défaut franc situé à 3000 m, avec et sans compensation de dispersion. Nous remarquons qu'avec la méthode de compensation de dispersion proposée, nous obtenons une meilleure localisation par rapport à la méthode simple sans traitement, et que l'erreur relative est quasiment nulle.

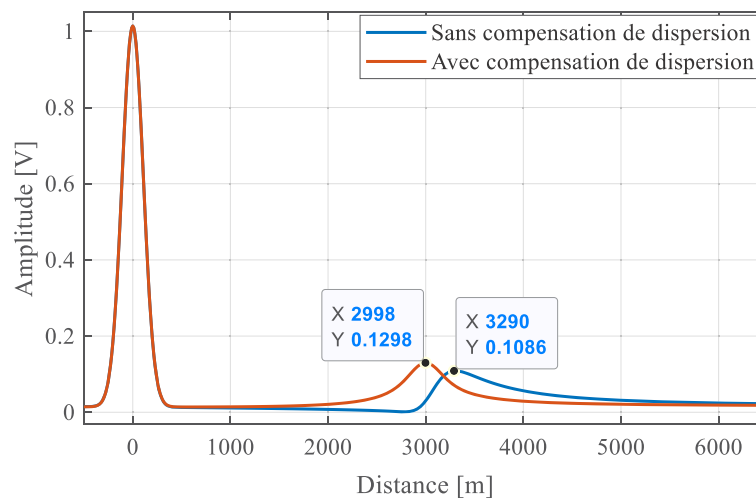


Figure C.4 : Réflectogrammes simulés avec et sans compensation de dispersion en injectant une impulsion gaussienne (largeur à mi-hauteur égale à $1\ \mu\text{s}$) dans un câble de 3000 m de longueur.

D'une manière générale, la méthode s'avère d'autant plus intéressante que la longueur du câble testé est importante. Il convient de noter également que l'atténuation peut être compensée en multipliant le signal reçu par $e^{2\alpha l_d}$, avec l_d , la distance du défaut détecté du point d'injection et α , l'atténuation subie par le signal injecté.

Table C.2 : Ce tableau présente les valeurs de l'amplitude, de la localisation et de l'erreur relative de l'écho de défaut pour un câble de longueur 3000 m, avec et sans compensation de dispersion.

	Sans compensation de dispersion	Avec compensation de dispersion
Amplitude (V)	0.108	0.129
Localisation (m)	3290	2998
Erreur relative (%)	8.8%	0.066%

Liste des publications

- [1] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Wired network distributed diagnosis and sensors communications by Multi-carrier Time Domain reflectometry," *IEEE Intelligent Systems Conference*, London, UK, September 2018.
- [2] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Method to improve fault location accuracy against cables dispersion effect," *Progress In Electromagnetics Letters*, vol. 83, 29-35, January 2019.
- [3] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Wired Network Distributed Diagnosis and Sensors Fusion by Multi-carrier Time Domain Reflectometry and Graph Theory," *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, Rome, Italy, 17-20 June 2019.
- [4] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Distributed Sensor Diagnosis in Complex Wired Networks for Soft Fault Detection Using Reflectometry and Neural Network," *In 2019 IEEE AUTOTESTCON, National Harbor, MD, Washington DC, USA, 2019*. (Best student paper award).
- [5] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, " Identification des Défauts Non Francs dans un Réseau Filaire Ramifié par Réflectométrie Distribuée et Algorithme Génétique Multi-Objectif," *CEM (2012) 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique*, Lyon, France, 21 au 23 avril 2020.
- [6] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Distributed Reflectometry for Soft Fault Identification in Wired Networks Using Neural Network and Genetic Algorithm," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, pp: 4850-4858, May 2020.
- [7] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, "Distributed Sensor Diagnosis in Twisted Pair Networks for Soft Fault Identification Using Reflectometry and Neural Network," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 100, 83-93, January 2020.
- [8] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas Carrion, P. Bonnet, and F. Paladian, " Sensor Communication Implementation Using Multi-Carrier Reflectometry for Distributed Diagnosis in Complex Wired Networks," *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pp:1-10, Nov 2020.

Références bibliographiques

- [1] C. Furse et R. Haupt, « Down to the wire [aircraft wiring] », *IEEE Spectrum*, vol. 38, n° 2, p. 34-39, févr. 2001.
- [2] « Review of Federal Programs for Wire System Safety », *National Science and Tehnology Council Comitte on Technology, Wire System Safety Interagency Working Group*, nov. 2000, [En ligne]. Disponible sur: http://www.ostp.gov/html/wire_rpt.pdf.
- [3] A. Lelong, « Méthodes de diangstoc filaire embarqué pour des réseaux complexes », PhD thesis, Université des sciences et Technologies de Lille, Décembre, 2010.
- [4] N. Ravot, « Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie », PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin, 2007.
- [5] W. Ben Hassen, « Étude de stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes », PhD thesis, INP Toulouse, 2014.
- [6] C. R. Sharma, C. Furse, et R. R. Harrison, « Low-Power STDR CMOS Sensor for Locating Faults in Aging Aircraft Wiring », *IEEE Sensors Journal*, p. 7(1) : 43–50, janv. 2007.
- [7] F. Auzanneau, « Diagnostic Filaire : Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes », *Recherche et Innovation des Techniques de l'Ingénieur*, mai 2010.
- [8] P. Somlo et D. Hollway, « Microwave Locating reflectometer », *Elec. Letters*, vol. 5, p. 468-469, oct. 1969.
- [9] H. M. Hashemian, « State-of-the-Art Predictive Maintenance Techniques », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, n° 1, p. 226-236, janv. 2011.
- [10] A. Lelong, L. Sommervogel, N. Ravot, et M. O. Carrion, « Distributed Reflectometry Method for Wire Fault Location Using Selective Average », *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, n° 2, p. 300-310, févr. 2010.
- [11] B. Nassif, « Problèmes inverses pour le diagnostic de câbles électriques à partir de mesures de réflectométrie », PhD thesis, Université de Rennes 1, Rennes, France, 2017.
- [12] O. Mohamed, « Diagnostic de défauts des réseaux électriques filaires par la réflectométrie », PhD thesis, Université Paris-Sud, Paris, France.
- [13] M. Anthony, « Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du diagnostic », PhD thesis, Université Paris-Est, Paris, France, 2016.
- [14] L. ABOUD, « Time Reversal techniques applied to wire fault detection and location in wire networks », Thèse de Doctorat, Supélec, 2012.

-
- [15] L. El Sahmarany, « Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie », Thèse de doctorat, Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrant, 2013.
- [16] M. KAFAL, « Techniques d'imagerie pour la détection et la localisation de défauts non francs dans les réseaux de câblage. », PhD thesis, Université Paris-Saclay, 2016.
- [17] A. Lelong et M. O. Carrion, « Online wire diagnosis using Multicarrier Time Domain Reflectometry for fault location », *IEEE Sensors Journal*, p. 751–754, oct. 2009.
- [18] W. B. Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Peres, et A. P. Tchangani, « On-line diagnosis using Orthogonal Multi- Tone Time Domain Reflectometry in a lossy cable », *Proceedings of the 10th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD '13)*, p. 1-6, mars 2013.
- [19] N. Ravot, F. Auzanneau, M. O. Carrion, et F. Bouillaut, « Distributed Reflectometry-Based Diagnosis for Complex Wired Networks », *In EMC : Safety, Reliability and Security of Communication and Transportation Syst., EMC Workshop*, Paris, p. 1-6, févr. 2007.
- [20] M. K. Smail, L. Pichon, M. O. Carrion, et F. Auzanneau, « Reconstruction of Faulty Wiring Networks using Reflectometry Response and Genetic Algorithms. », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 35, n° 1, p. 39-55, janv. 2011.
- [21] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas Carrion, F. Auzanneau, et M. Lambert, « Detection of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry. », *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 46, n° 8, p. 2998-3001, août 2010.
- [22] M. K. Smail, T. Hacib, L. Pichon, et F. Loete, « Detection and Location of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry and Neural Networks. », *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 47, n° 5, p. 1502-1505, juin 2011.
- [23] M. K. Smail, « Développement d'une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire », université Paris-Sud 11, 2010.
- [24] Y. Sosthène.Yameogo, « Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA », Thèse de doctorat, Université Rennes, Rennes, France, 2011.
- [25] V. Judalet, « Architecture robuste de contrôle pour un système by-wire en partage avec le conducteur », Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, 2016.
- [26] P. Boursin, « L'automobile, l'électricité, le multiplexage ». <http://boursinp.free.fr/pgmpx.htm> (consulté le avr. 05, 2020).
- [27] G. A. Slenski, W.-P. Afb, G. Slenski, et M. F. Walz, « Novel technologies for improving wire system integrity », *Ninth Aging Aircraft Conference*, p. Atlanta, USA, mars 2006.
- [28] « www.nexans.fr - Cable électrique - Nexans ». <https://www.nexans.fr>.
- [29] C. Furse et R. Haupt, « Down to the Wire : Aging, brittle wiring within aircraft poses a hidden hazard that emerging technologies aim to address », *IEEE Spectrum*, p. 34-39, févr. 2001.
- [30] C. PAVOT et J. LIOTTIN, « Câbles aéronautiques », *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, n° 6-7, p. 55-56, juill. 2003.

-
- [31] R. K. R. Yarlagadda, *Analog and Digital Signals and Systems*, vol. 1. Springer US, 2010.
- [32] A. H. Affel et G. Estill, « Coaxial Conductor System », 1,856,204, mai 1932.
- [33] H. Ward Sliver et M. J. Wilson, *The ARRL Handbook for Radio Communications*, 87th éd. The American Radio Relay League, 2010.
- [34] J. Martin et J. V. Der Burgt, « Coaxial Cables and Applications », *Belden Electronics Division*, p. 5, 2003.
- [35] C. Buccella, M. Feliziani, F. Maradei, et G. Manzi, « Prediction of voltage and current propagation in twisted wire pairs (TWPs) by a circuit model », *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Chicago, 2005.
- [36] « Feasibility and technical aspects of partial undergrounding of extra high voltage power transmission lines », Technical report ENTSOE and Europacable, déc. 2010.
- [37] « ABB submarine cables ». <http://www.abb.fr/product/us/9AAC30200079.aspx>.
- [38] C. Furse, « Finding fault: Location hidden hazards on aircraft wiring », *Testing Live Wires, College of Engineering Newsletter*, févr. 2004.
- [39] P. B. Ladkin et W. Schepper, « EMI, TWA 800 and Swissair 111 », *The resks digist*, vol. 21, oct. 2000.
- [40] B. Portwood, « Aircraft Wiring Service History », *NBAA Conference*, 2003.
- [41] K. R. Wheeler, I. X. Twombly, K. F. Goebel, et F. et al Wysocki, « Aging aircraft wiring fault detection survey », Technical Report V.1.0, NASA Ames Research Center, Moffett Field CA 94035, juin 2007.
- [42] M. Franchet, « Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles », PhD thesis, Université Paris-Est, 2012.
- [43] R. P. Clayton, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. New York: Wiley-Interscience, 1994.
- [44] H. Tang et Q. Zhang, « An Inverse Scattering Approach to Soft Fault Diagnosis in Lossy Electric Transmission Lines », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, nov. 2011.
- [45] W. Hayt, *Engineering Electromagnetics*, 6th Edition. McGraw-Hill, 1989.
- [46] M. Hélier, *Techniques micro-ondes - Structures de guidage, dispositifs passifs et tubes micro-ondes*. Paris: Ellipses, Ed. Technosup, 2001.
- [47] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [48] M. B. Steer, *Microwave and RF design: a systems approach*. SciTech Pub, 2010.
- [49] P. L. D Peres, C. R De Souza, et I. S Bonatti, « ABCD Matrix: A Unique Tool for Linear Two-Wire Transmission Line Modelling », *International Journal of Electrical Engineering Education* 40(3), juill. 2003.
- [50] Scott Huss, « A mathematical and lumped-element model for multiple cascaded lossy transmission lines with arbitrary impedances and discontinuities », *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1995.

-
- [51] C. Guiffaut, A. Reineix, et B. Pecqueux, « New Oblique Thin Wire Formalism in the FDTD Method With Multiwire Junctions », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 3, p. 1458-1466, mars 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2180304.
- [52] P. Bonnet, « Résolution des équations de Maxwell instationnaires et harmoniques par une technique de volumes finis. Application à des problèmes de compatibilité électromagnétiques », PhD Thesis, Clermont-Ferrand, France, Université Blaise Pascal, 1998.
- [53] P. Tsai, Chet Lo, You Chung Chung, et C. Furse, « Mixed-signal reflectometer for location of faults on aging wiring », *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, n° 6, p. 1479-1482, déc. 2005.
- [54] Y. C. Chung, C. Furse, et J. Pruitt, « Application of Phase Detection Frequency Domain Reflectometry for Locating Faults in an F-18 Flight Control Harness », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, n° 2, p. 327-334, mai 2005.
- [55] N. Kamdor et C. Furse, « An inexpensive distance measuring system for location of robotic vehicles », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, Orlando, FL, USA, 1999, vol. 3, p. 1498-1501, Consulté le: mars 12, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeexplore.ieee.org/document/788227/>.
- [56] F. Auzanneau, « Wire Troubleshooting and Diagnosis : Review and Perspective », *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 49, p. 253–279, janv. 2013.
- [57] A. Cozza et L. Pichon, « Echo response of faults in transmission lines: Models and limitations to fault detection », *Journal IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n° 12, p. 4155-4164, oct. 2016.
- [58] L. Sommervogel, L. El Sahmarany, et L. Incarbone, « A method to compensate dispersion effect applied to Time Domain Reflectometry », *Electronics Letters*, avr. 2013.
- [59] D. Lee, J. Sung, et J. Park, « A 16ps-resolution random equivalent sampling circuit for tdr utilizing a vernier time delay generation », in *Nuclear Science Symposium Conference Record 2003 IEEE*, vol. 2, p. 1219-1223, 2003.
- [60] V. Taylor et M. Faulkner, « Line Monitoring and Fault Location Using Spread Spectrum on Power Line Carrier », vol. 143, p. 427-434, sept. 1996.
- [61] K. Jones et al, « Adaptive method and apparatus for transmission line analysis », U.S Patent 20020169585, mars 2002.
- [62] P. Smith, C. Furse, et J. Gunther, « Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location », *IEEE Sensors Journal*, p. 5(6) :1469–1478, janv. 2006.
- [63] S. Naik, C. Furse, et B. Farhang-Boroujeny, « Multicarrier reflectometry », *IEEE Sensors Journal*, p. 812-818, juin 2006.
- [64] M. Schroeder, « Synthesis of Low-Peak-Factor Signals and Binary Sequences with Low Autocorrelation (Corresp.) », *IEEE Transactions on Information Theory*, p. 16(1) :85–89, janv. 1970.
- [65] W. B. Hassen, M. G. Roman, B. Charnier, et N. Ravot, « Embedded omtdr sensor for small soft fault location on aging aircraft wiring systems », *Procedia Engineering*, vol. 168, p. 1698–1701, 2016.

-
- [66] H. Rohling, Éd., *OFDM: Concepts for Future Communication Systems*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011.
- [67] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Pérès, et A. P. Tchangani, « Distributed Sensor Fusion for Wire Fault Location Using Sensor Clustering Strategy », *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 11, n° 4, p. 1-17, avr. 2015.
- [68] E. Cabanillas, M. Kafal, et W. B. Hassen, « On the implementation of embedded communication over reflectometry-oriented hardware for distributed diagnosis in complex wiring », *In IEEE AUTOTESTCON*, p. 1-6, sept. 2018.
- [69] W. B. Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, et P. Tchangani, « Diagnosis sensor fusion for wire fault location in CAN bus systems, » in Conference, 4, p. 1, November 2013. », *Proceedings of the 12th IEEE Sensors Conference*, nov. 2013.
- [70] S. M. Smith, « Iterative inversion for topology mapping of branched networks using time domain reflectometry », Master's thesis, University of Utah, 2007.
- [71] A. Teng et P. Hank, « Reflectometry Based Fault Localization in Automotive Bus Systems », *In IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, p. 397–402, mai 2012.
- [72] C. Lo, K. Mahoney, Y. C. Nagoti, A. Chung, et C. Furse, « Detection and Mapping of Branched Wiring Networks from Reflectometry Response », *In Joint FAA/DoD/NASA Conference on Aging Aircraft, Palm Springs, CA*, févr. 2005.
- [73] P. H. Bardell, W. H. McAnney, et J. Savir, « Built-in test for VLSI: pseudorandom techniques », *Wiley-Interscience publication. Wiley*, 1987.
- [74] K. G. Beauchamp, *Walsh functions and their applications. Techniques of physics*. Academic Press, 1975.
- [75] E. N. Lorenz, « Atmospheric predictability as revealed by naturally occurring analogues, » ., vol. 26, no. 4, pp. 636–646, 1969. », *J. Atmos. Sci*, vol. 26, n° 4, p. 636-646, 1969.
- [76] H. Xu, B. Wang, et A. Wang, « Location of wire faults using chaotic signal generated by an improved Colpitts oscillator », *Int. J. Bifurcation and Chaos*, vol. 24, n° 4, mars 2014.
- [77] J. G. Zhang, H. Xu, B. J. Wang, *et al.*, « Wiring fault detection with Boolean-chaos time-domain reflectometry », *Nonlinear Dyn*, vol. 80, n° 1, p. 553–559, avr. 2015.
- [78] Q. Yang, Y. Zhang, et X. Gu, « A signal model based on combination chaotic map for noise radar », *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 28, p. 57–71, 2013.
- [79] F. Auzanneau, N. Ravot, et L. Incarbone, « Chaos Time Domain Reflectometry for Online Defect Detection in Noisy Wired Networks », *IEEE Sensors Journal*, p. (99):1-1, sept. 2016.
- [80] F. Auzanneau, « Chaos time-domain reflectometry for distributed diagnosis of complex topology wired networks », *Electronics Letters*, vol. 52, n° 4, p. 280-281, févr. 2016.
- [81] F. Auzanneau, « Binary time domain reflectometry: a simpler and more efficient way of diagnosing defects in wired networks », *in Proceedings of Autotestcon Conference*, National Harbor, USA, août 2018.

-
- [82] F. Auzanneau, « Natural Amplification of Soft Defects Signatures in Cables Using Binary Time Domain Reflectometry », *IEEE Sensors Journal*, déc. 2019.
- [83] M. Charkani Elhassani, « Introduction à la théorie des graphes ». janv. 2003.
- [84] M. E. J. Newman, « The structure and function of complex networks », *SIAM Review*, vol. 45, p. 167-256, 2003.
- [85] E. GLADKIKH, « Optimisation de l'architecture des réseaux de distribution de l'énergie électrique », Thèse de Doctorat, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [86] Z. Yagang, J. Zhang, M. Jing, et Z. Wang, « Fault Detection and Identification Based on DFS in Electric Power Network », *Knowledge Acquisition and Modeling Workshop, 2008. KAM Workshop 2008. IEEE International Symposium on*, janv. 2009.
- [87] A. Dwivedi, Y. Xinghuo, et P. Sokolowski, « Fault location in power networks using graph theory », *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, déc. 2010.
- [88] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Wired Network Distributed Diagnosis and Sensors Fusion by Multi-carrier Time Domain Reflectometry and Graph Theory », *2019 PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, Rome, Italy, juin 2019.
- [89] Y. Zhang, M. J. Zhang, et Z. Wang, « Fault Diagnosis Based on Graph Theory and Linear Discriminant Principle in Electric Power Network », *Wireless Sensor Network*, janv. 2010, doi: 0.4236/wsn.2010.21009.
- [90] F. DongKai et S. Ping, « Improvement of Dijkstra's algorithm and its application in route planning », in *proceeding of 7th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD)*, Yantai, Shandong, p. 1901-1904, 2010.
- [91] S. Ferré, « Concepts de plus proches voisins dans des graphes de connaissances », *28es Journées francophones d'Ingénierie des Connaissances IC 2017*, Caen, France, p. 163-174, juill. 2017.
- [92] T. Rakotovao, J. Mottin, D. Puschini, et C. Laugier, « Multi-sensor fusion of occupancy grids based on integer arithmetic », *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, Stockholm, Sweden, p. 1854–1859, mai 2016.
- [93] T. Rakotovao, J. Mottin, D. Puschini, et C. Laugier, « Real-Time Power-Efficient Integration of Multi-Sensor Occupancy Grid on Many-Core », *2015 IEEE International Workshop on Advanced Robotics and its Social Impacts (ARSO)*, Lyon, France, juill. 2015.
- [94] Z. Michalewicz, *Genetic Algorithms Plus Data Structures Equals Evolution Programs*, Springer. 1992.
- [95] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, et T. A. M. T. Meyarivan, « A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II », *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, n° 2, p. 182-197, mai 2002.
- [96] N. Barnier et P. Brisset, « Optimisation par algorithme génétique sous contraintes », *Technique et Science Informatiques, Hermès-Lavoisier*, vol. 18, n° 1, p. 1-29, 1999.

-
- [97] D. E. Goldberg, *Algorithmes génétiques, Exploration, optimisation et apprentissage automatique*. Vie artificielle, édition Addison-Wesley France, 1991.
- [98] E. Coccorse, R. Martone, et F. C. Morabito, « A neural network approach for the solution of electric and magnetic inverse problems », *IEEE Trans. Magn*, vol. 30, n° 5, p. 2829–2839, sept. 1994.
- [99] L. Travassos, D. A. G. Vieira, et N. Ida, et al, « Characterization of inclusions in a non-homogenous GPR problem by artificial neural networks », *IEEE Trans. Magn*, vol. 44, n° 6, p. 1630–1633, juin 2008.
- [100] K. Hornik, M. Stinchcombe, et H. White, « Multilayer feedforward networks are universal approximators », *Neural networks*, vol. 2, n° 5, p. 359-366, 1989.
- [101] E. Davalo et P. Naim, *Des réseaux de neurones*. Editions Eyrolles, 1993.
- [102] G. Dreyfus et al., *Réseau de neurones, méthodologie et applications*. Editions Eyrolles, 2002.
- [103] X. Shi, C. Liu, Y. Xu, et Z. Yang, « Aviation Wiring Networks Fault Modeling and Simulation Based on Reflectometry », *In International Conference on Computer, Communications and Information Technology (CCIT 2014)*, p. 1-4, févr. 2014.
- [104] O. OSMAN, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Identification des Défauts Non Francs dans un Réseau Filaire Ramifié par Réflectométrie Distribuée et Algorithme Génétique Multi-Objectif », *CEM (2012) 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique*, Lyon, France, avr. 2020.
- [105] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Distributed Reflectometry for Soft Fault Identification in Wired Networks Using Neural Network and Genetic Algorithm », *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, p. 4850-4858, mai 2020.
- [106] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Distributed Sensor Diagnosis in Complex Wired Networks for Soft Fault Detection Using Reflectometry and Neural Network », *In 2019 IEEE AUTOTESTCON, National Harbor, MD, Washington DC, USA*, 2019.
- [107] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Distributed Sensor Diagnosis in Twisted Pair Networks for Soft Fault Identification Using Reflectometry and Neural Network », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 100, p. 83-93, janv. 2020.
- [108] F. Barrami, Y. Le Guennec, E. Novakov, J. Marc Duchamp, et P. Busson, « A novel FFT/IFFT size efficient technique to generate real time optical OFDM signals compatible with IM/DD systems », *43th European Microwave Conference*, Nuremberg, Germany, oct. 2013.
- [109] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Wired network distributed diagnosis and sensors communications by Multi-carrier Time Domain reflectometry », *IEEE Intelligent Systems Conference*, London, UK, sept. 2018.
- [110] O. Osman, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Sensor Communication Implementation Using Multi-Carrier Reflectometry for Distributed

- Diagnosis in Complex Wired Networks », *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, p. 1-10, nov. 2020.
- [111] F. Auzanneau et N. Ravot, « Defects Detection and Localization in Complex Topology Wired Networks », *Annals of Telecommunications*, vol. 62, p. 193-213, 2007.
- [112] E. Tannier, S. Varrette, J.-G. Dumas, et J.-L. Roch, *Théorie des codes (Compressions, cryptage, correction)*, 2ème. Dunod, 2013.
- [113] M. RAHOUAL et P. SIARRY, *Réseaux informatiques : conception et optimisation*. Technip, 2006.
- [114] J. Badrikian, *Codes correcteurs*. Ellipses, 2002.
- [115] P. Koopman, K. Driscoll, et B. Hall, « Cyclic Redundancy Code and Checksum Algorithms to Ensure Critical Data Integrity ». Federal Aviation Administration. DOT/FAA/TC-14/49, mars 2015.
- [116] W. Cary Huffman et V. Pless, *Fundamentals of Error-Correcting Codes*. Cambridge University Press, 2003.
- [117] D. J.C. Mackay, *Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [118] J. MacWilliams et N. Sloane, *The Theory of Error-Correcting Codes*. North-Holland Publishing Company, 1977.
- [119] S. G. Glisic et P. A. Leppänen, *Wireless Communications: TDMA versus CDMA*. Springer US, 1997. .
- [120] M.-H. Yeon, « Interference suppression algorithms for tdma cellular systems », phd, University of California at Santa Barbara, USA, 2008.
- [121] S. Hara et R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Artech House universal personal communications series, 2003.
- [122] M. Schwartz, *Mobile wireless communications*. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 2005.
- [123] C. Ciochina et H. Sari, « A Review of OFDMA and Single-Carrier FDMA », *2010 European Wireless Conference (EW)*, avr. 2010, doi: 10.1109/EW.2010.5483464.
- [124] U. Sorger, I. DE.Broeck, et M. Schnell, « Interleaved FDMA—A New Spread-Spectrum Multiple-Access Scheme », *IEEE International Conference on Communications*, Atlanta, GA, p. 1013-1017, juin 1998.
- [125] H. G.Myung, J. Lim, et D. J.Goodman, « Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission », *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, n° 3, p. 30-38, oct. 2006, doi: 10.1109/MVT.2006.307304.
- [126] W. H. Hayt et J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, 8th edition. McGraw-Hill, 2012.
- [127] J. Zhang, Q. B. Chen, Z. Qiu, J. L. Drewniak, et A. Orlandi, « Extraction of causal RLGC models from measurements for signal link path analysis », *2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, Hamburg, Germany, p. 1-6, sept. 2008.

-
- [128] K.-T. T, « Twisted-pair transmission-line distributed parameters ». The boeing Co.
- [129] B. Milovanovic, A. Marincic, et N. Doncov, « Characterization of twisted pair telephone cable for broadband telecommunication services ».
- [130] M. M. Al-Asadi, A. P. Duffy, K. G. Hodge, et A. J. Willis, « Twisted pair cable design analysis and simulation », *Proceedings of the 49th International Wire & Cable Symposium*, Atlantic City, p. 111-120, 2000.
- [131] « Surface Waveguides ». <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch10.pdf>.
- [132] L. Sommervogel, « A propos des modèles de câbles ». WiN-MS compagny (Wire Network Monitoring Solutions).
- [133] L. Griffiths, R. Parakh, C. Furse, et B. Baker, « The invisible fray: A critical analysis of the use of reflectometry for fray location », *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, n° 3, p. 697-706, juill. 2006.
- [134] M. Franchet, M. O.Carrion, N. Ravot, et L. Sommervogel, « Modelling the effect of a defect on crosstalk signals under the weak coupling assumption », *Conference: Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, p. 119-123, janv. 2010.
- [135] S. Schuet, D. Timucin, et K. R.Whheler, « A model-based probabilistic inversion framework for characterizing wire fault detection using TDR », *IEEE TIM*, vol. 60, n° 5, p. 1654-1663, févr. 2011.
- [136] L. Sommervogel, « Various Models for Faults in Transmission Lines and Their Detection Using Time Domain Reflectometry », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 103, p. 123-135, juin 2020.
- [137] S. Roblot, « Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [138] O. OSMAN, S. Sallem, L. Sommervogel, M. Olivas.Carrion, P. Bonnet, et F. Paladian, « Method to improve fault location accuracy against cables dispersion effect », *Progress In Electromagnetics Letters*, vol. 83, p. 29-35, janv. 2019.