



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Systemes Embarqués

Présentée et soutenue par :

Mme Wafa Ben Hassen

le lundi 20 octobre 2014

Titre :

ETUDES DE STRATEGIES DE DIAGNOSTIC EMBARQUE DES
RESEAUX FILAIRES COMPLEXES

Ecole doctorale :

Systemes (Systemes)

Unité de recherche :

Laboratoire de Génie de Productions de l'ENIT (E.N.I.T-L.G.P.)

Directeur(s) de Thèse :

M. François Peres

M. Ayeley Tchangani

Rapporteurs :

M. Alain Reineix, Université de Limoges

M. Benoît Iung, Université de Lorraine

Membre(s) du jury :

M. Philippe Besnier, INSA de Rennes, Président

M. Ayeley Tchangani, Université Toulouse 3, Membre

M. Fabrice Auzanneau, CEA Saclay, Membre

M. François Peres, Ecole Nationale d'Ingénieur de Tarbes, Membre

M. Sylvain Verron, Université d'Angers, Membre

*A mon cher mari Anis
A mon bout de chou Alexandre
A mes chers parents Khaled & Fatma*

Remerciements

Ce travail de thèse a été mené conjointement au CEA-LIST, Laboratoire de Fiabilisation des Systèmes Embarqués (LFSE) et au Laboratoire Génie de Production (LGP) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes.

Je tiens tout d'abord à remercier Messieurs Benoit IUNG et Alain REINEIX qui m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de mon mémoire de thèse. Je remercie également Messieurs Philippe BESNIER et Sylvain VERRON pour avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

C'est avec une grande émotion que j'exprime ma gratitude à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail :

Je tiens à remercier Thierry COLLETTE, chef du Département Architecture, Conception et Logiciels Embarqués (DACLE) pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer mes travaux au sein de cette unité dans de bonnes conditions.

Je remercie également Yannick BONHOMME, chef du Laboratoire LFSE, pour sa confiance dans mes travaux de recherche, son soutien et son encouragement. Je le remercie également de m'avoir fourni tous les moyens nécessaires à la mise en œuvre de ces travaux.

Mes remerciements vont également à mes deux directeurs de thèse, François PERES et Ayeley TCHANGANI pour leur soutien crucial, leurs conseils précieux et leur confiance sans lesquels je n'aurais pas pu travailler en toute sérénité. Je les remercie également pour leur accueil chaleureux durant mes déplacements au Laboratoire LGP à Tarbes.

Je tiens également à exprimer ma gratitude à mon encadrant au CEA-LIST, Fabrice AUZANNEAU, sans qui la remise en question aurait été une notion inconnue durant mon travail de thèse. Je le remercie également pour sa disponibilité, sa confiance et sa sympathie qui ont permis d'enrichir nos discussions et faire progresser ainsi les recherches dans une bonne ambiance.

Un très grand merci à Annie Straboni du Secrétariat du DACLE pour sa patience malgré toutes les contraintes administratives dans lesquelles je me suis parfois égarée.

J'aimerais aussi apporter toute ma reconnaissance et ma sympathie à tous ceux de l'équipe du LFSE qui m'ont soutenue durant ces travaux. Je tiens à remercier particulièrement Luca, Nicolas Ravot, Nicolas Gregis et Jaume pour leur implication dans mes travaux ainsi que leurs conseils cruciaux. Je tiens également à remercier mes collègues, Samuel, Mickaël, Josy, Antoine,

Alain, Valentin, Andrea, Jean-Marc, Raphaël, Christian, Francis et Thierry, pour les échanges fort intéressants que nous avons eus. Au cours de ces trois dernières années, j'ai vu arriver et partir des personnes avec qui j'ai partagé des moments de complicité. Je leur adresse tous mes remerciements pour la bonne ambiance, en particulier, à Lola, Sébastien, Amira, Hela, Marie, Jean-Lucien, Vincent et Soumaya.

Mais avant tout, je veux remercier mon mari Anis qui n'a pas arrêté de m'encourager à me surpasser malgré toutes les contraintes qui ont accompagné ce travail de thèse. Je le remercie également pour sa curiosité débordante, ses conseils précieux et sa patience dans les moments forts autant que les moments difficiles. Et bien sûr, je ne peux pas oublier mon bout de chou Alexandre dont la naissance au cours de ma deuxième année de thèse n'était qu'une source de bonheur. En effet, son arrivée dans ma vie a renforcé ma volonté à atteindre mes objectifs pour pouvoir lui offrir le plus bel avenir qu'il mérite.

Je dois cet aboutissement également à mes parents Khaled et Fatma qui m'ont toujours suivie et soutenue dans mon parcours, mes choix et mes convictions. Certes la séparation était difficile, mais l'essentiel est que la "mission" est bien réussie. Je remercie aussi mon frère Ramzi pour son encouragement et ses conseils.

Enfin, pour sa présence et sa bienveillance, tout ce qu'il peut me rester de reconnaissance va à ma fidèle amie Asma qui a su me soulager dans les moments difficiles.

Je les remercie tous pour leur soutien au cours de ces trois longues années, enfin pas si longues que ça finalement...

Résumé

Cette étude s'inscrit dans le cadre du diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes. Elle vise à détecter et localiser les défauts électriques avec précision. En effet, l'intégration du diagnostic par réflectométrie dans un système embarqué fait apparaître des problèmes d'interférence qui s'aggravent dans le cas d'un réseau complexe où plusieurs réflectomètres sont placés en différents points du réseau. L'objectif est de développer de nouvelles stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes pour résoudre les problèmes d'interférence d'une part et l'ambiguïté de localisation du défaut d'autre part. La première contribution concerne le développement d'une nouvelle méthode de réflectométrie baptisée OMTDR (Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry). Elle utilise des signaux numériques modulés et orthogonaux pour éliminer les interférences. Pour davantage de couverture, la deuxième contribution propose d'intégrer la communication entre les réflectomètres. Elle vise à fusionner les données afin de faciliter la prise de décision. La troisième contribution adresse la problématique de la stratégie de diagnostic, c'est-à-dire, de l'optimisation des performances du diagnostic d'un réseau complexe sous contraintes opérationnelles d'utilisation. L'utilisation des Réseaux Bayésiens permet d'étudier l'impact des différents facteurs et d'obtenir une estimation de la confiance et donc, de la fiabilité du résultat du diagnostic.

Abstract

This study addresses embedded diagnosis of complex wired networks. Based on the reflectometry method, it aims at detecting and locating accurately electrical faults. Increasing demand for on-line diagnosis has imposed serious challenges on interference mitigation. It aims at making diagnosis while the target system is running. The interference becomes more critical in the case of complex networks where several reflectometers are injecting their test signals simultaneously. The objective is to develop new embedded diagnosis strategies in complex wired networks that would resolve interference problems and eliminate ambiguity related to the fault location. The first contribution is the development of a new method called OMTDR (Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry). It uses orthogonal modulated digital signals for interference mitigation and thereby on-line diagnosis. For better coverage of the network, the second contribution proposes to integrate communication between reflectometers. It uses sensors data fusion to facilitate decision making. The third contribution addresses the problem of the diagnosis strategy, i.e. the optimization of diagnosis performance of a complex network under operational constraints. The use of Bayesian Networks allows us to study the impact of different factors and estimate the confidence level and thereby the reliability of the diagnosis results.

Abréviations

AC	Alternating Current
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AFSA	Air Force Safety Agency
AMC	Adaptive Modulation and Coding
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AWG	Arbitrary Wave Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CAN	Controller Area Network
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDMA	Code Division Multiple Access
CEM	Comptabilité ElectroMagnétique
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CPL	Courant Porteur en Ligne
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DAG	Directed Acyclic Graph
DC	Direct Current
DVB	Digital Video Broadcasting
ECU	Electronic Control Unit
EOF	End Of Frame
FAA	Federal Aviation Agency
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FDR	Frequency Domain Reflectometry
FFT	Fast Fourier Transform
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FTP	Foiled Twisted Pair
FPGA	Field-Programmable Gate Array

IDFT	I nverse D iscrete F ourier T ransform
IFFT	I nverse F ast F ourier T ransform
IRD	I ncertitude, R isque et D écision
ISI	I nter- S ymbol I nterference
LIN	L ocal I nterconnect N etwork
MAC	M edium A ccess C ontrol
MCTDR	M ulti- C arrier T ime D omain R eflectometry
MCR	M ulti- C arrier R eflectometry
MOST	M edia O riented S ystems T ransport
MSSTDR	M odified S pread S pectrum T ime D omain R eflectometry
NASA	N ational A eronautics and S pace A dministration
NAVAIR	N aval A ir S ystems C ommand
NDR	N oise D omain R eflectometry
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing
OMTDR	O rthogonal M ulti-tone T ime D omain R eflectometry
PDFDR	P hase D etection F requency D omain R eflectometry
PLC	P ower L ine C ommunication
PN	P seudo- N oise
PTP	P recision T ime P rotocol
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
SNR	S ignal-to- N oise R atio
SSTDR	S pread S pectrum T ime D omain R eflectometry
STDR	S equence T ime D omain R eflectometry
STP	S hielded T wisted P air
SOF	S tart O f F rame
SWR	S tanding W ave R eflectometry
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
TDR	T ime D omain R eflectometry
TEB	T aux d'Erreur B inaire
USCG	U nited S tates C oast G uard
UTP	U nshielded T wisted P air
WR PTP	W hite R abbit P recision T ime P rotocol

Table des matières

Remerciements	iii
Abréviations	vii
Introduction générale	1
1 Détection et localisation des défauts dans les câbles par réflectométrie	5
Introduction	7
1.1 Présentation du contexte	7
1.1.1 Rappel sur les types de câbles	7
1.1.1.1 Le câble coaxial	7
1.1.1.2 La paire torsadée	8
1.1.1.3 La fibre optique	8
1.1.2 Domaines d'applications des câbles	9
1.1.2.1 La distribution de l'énergie	9
1.1.2.2 L'aéronautique	10
1.1.2.3 L'automobile	11
1.1.2.4 Les télécommunications	13
1.2 Typologie des défauts dans les câbles	15
1.2.1 Défauts francs	17
1.2.2 Défauts non francs	17
1.3 Détection et localisation des défauts par réflectométrie	18
1.3.1 Présentation du principe de réflectométrie	18
1.3.1.1 Modèle RLCC d'une ligne de transmission	19
1.3.1.2 Simulation d'un défaut franc par la matrice de répartition	23
1.3.1.3 Simulation d'un défaut non franc par la matrice chaîne	27
1.3.2 Introduction des méthodes de réflectométrie	29
1.3.2.1 Réflectométrie dans le domaine fréquentiel	30
1.3.2.2 Réflectométrie dans le domaine temporel	31
1.3.3 Évaluation des performances de la réflectométrie	32
Conclusion	34
Références Bibliographiques	35

2	Présentation des stratégies de diagnostic en ligne appliquées aux réseaux filaires complexes	39
	Introduction	41
2.1	Intégration du diagnostic dans un système embarqué	41
2.1.1	Diagnostic externe	41
2.1.2	Diagnostic embarqué	42
2.1.2.1	Génération du signal de test	43
2.1.2.2	Acquisition du signal réfléchi	43
2.1.2.3	Traitement des signaux de mesure	44
2.2	Présentation des stratégies du diagnostic en ligne	45
2.2.1	Réfectométrie par Séquence Directe	46
2.2.2	Réfectométrie par étalement du spectre	50
2.2.3	Réfectométrie multi-porteuse dans le domaine fréquentiel	51
2.2.4	Réfectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel	53
2.2.5	Récapitulation des méthodes de diagnostic en ligne	55
2.3	Présentation des stratégies du diagnostic distribué	56
2.3.1	Application de la réfectométrie par séquence M	59
2.3.2	Application des moyennes sélectives	60
2.3.3	Placement des réfectomètres	62
2.4	Synthèse des stratégies de diagnostic embarqué	64
	Conclusion	66
	Références Bibliographiques	68
3	Développement d'une nouvelle méthode de réfectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel	73
	Introduction	75
3.1	Présentation de la réfectométrie multi-porteuse (OMTDR)	75
3.1.1	Modélisation et description fonctionnelle du signal de test	76
3.1.2	Analyse de la mesure par réfectométrie OMTDR	81
3.2	Problématique de l'analyse de la mesure par OMTDR	82
3.2.1	Diagnostic de l'état d'une ligne de transmission	82
3.2.2	Diagnostic de l'état d'un réseau en Y	87
3.3	Amélioration de la mesure par réfectométrie OMTDR	88
3.3.1	Évaluation des performances des méthodes existantes (algorithme Clean)	88
3.3.2	Développement d'une nouvelle méthode d'amélioration de la mesure	91
3.3.2.1	Comparaison des performances des fonctions de fenêtrage	91
3.3.2.2	Choix de la fenêtre de limitation des lobes secondaires	98
3.4	Adaptation de l'OMTDR au diagnostic en ligne	101
3.4.1	Influence de la perte d'information sur l'analyse de la mesure OMTDR	103
3.4.2	Amélioration de l'analyse de la mesure dans le diagnostic en ligne	104
3.5	Validation de la méthode de réfectométrie OMTDR	107
3.5.1	Détection d'un défaut franc sur un câble coaxial simple	107
3.5.2	Détection d'un défaut franc sur un réseau en Y	108
3.5.3	Détection d'un défaut franc sur un réseau complexe	109
3.5.4	Détection d'un défaut non franc sur un câble coaxial	109
	Conclusion	111

Références Bibliographiques	112
4 Intégration de la communication pour le diagnostic distribué dans un réseau de topologie complexe	115
Introduction	117
4.1 Élimination de l'interférence par les méthodes d'accès multiple	117
4.1.1 Allocation des slots temporels	117
4.1.2 Allocation des sous-porteuses	118
4.1.2.1 Allocation adjacente des sous-porteuses	118
4.1.2.2 Développement d'une nouvelle méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses	120
4.1.3 Allocation des codes orthogonaux	122
4.1.4 Comparaison des méthodes d'accès multiple	122
4.2 Intégration de la communication entre les réflectomètres	124
4.2.1 Procédé de communication par la modulation OFDM	124
4.2.2 Détection et correction des erreurs de transmission	125
4.2.2.1 Détection des erreurs de transmission	125
4.2.2.2 Correction des erreurs de transmission	125
4.3 Développement d'une nouvelle stratégie de pré-localisation d'un défaut par calcul du TEB	126
4.3.1 Estimation de la qualité du support par le taux d'erreur binaire	127
4.3.1.1 Étude de l'impact de la distance entre l'émetteur et le récepteur	127
4.3.1.2 Étude de l'impact de la topologie du réseau	128
4.3.1.3 Étude de l'impact de l'évolution de la sévérité d'un défaut	129
4.3.2 Pré-localisation d'un défaut par calcul du taux d'erreur binaire	131
4.3.3 Validation de la stratégie proposée dans un bus CAN	133
4.4 Développement d'une nouvelle stratégie de localisation du défaut par fusion des réflectomètres	136
4.4.1 Structuration de la trame	137
4.4.2 Mise en place d'un protocole de communication entre les réflectomètres	137
4.4.2.1 Classification des réflectomètres	138
4.4.2.2 Synchronisation des réflectomètres	139
4.4.2.3 Élaboration d'un protocole de communication	141
4.4.2.4 Développement d'un algorithme de détection et de localisation d'un défaut	143
4.4.3 Regroupement des réflectomètres dans un réseau très complexe	145
4.4.4 Validation de la stratégie de fusion des réflectomètres dans un bus CAN	145
4.4.4.1 Détection et localisation d'un ou plusieurs défaut(s) sans regroupement	146
4.4.4.2 Détection et localisation d'un ou plusieurs défaut(s) avec regroupement	148
Conclusion	153
Références Bibliographiques	154

5	Intégration des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie pour l'évaluation de la fiabilité du diagnostic	157
	Introduction	159
5.1	Identification des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie	159
5.1.1	Environnement du câble	159
5.1.1.1	Effet de l'augmentation de la température opérationnelle	160
5.1.1.2	Effet du dépassement de la température maximale	163
5.1.1.3	Effet des cycles de température	165
5.1.1.4	Effet de diminution de la température	167
5.1.2	Perturbations dues aux caractéristiques du câble et leurs effets	167
5.1.2.1	Effet de l'augmentation du bruit thermique dans le câble	168
5.1.2.2	Effet de l'apparition de diaphonie	169
5.1.2.3	Effet de l'élimination de l'interférence	169
5.1.2.4	Effet du bruit électromagnétique	170
5.1.2.5	Autres sources de perturbations	171
5.1.3	Caractéristiques du réflectomètre	171
5.2	Modélisation du diagnostic d'un réflectomètre par Réseaux Bayésiens	172
5.2.1	Introduction des Réseaux Bayésiens	173
5.2.2	Description des variables d'intérêt et de leurs modalités	175
5.2.2.1	Caractéristiques du réflectomètre	175
5.2.2.2	Procédure de réflectométrie	176
5.2.2.3	Stress thermique	178
5.2.2.4	Caractéristiques du câble	180
5.2.2.5	Perturbations	182
5.2.2.6	Effets des perturbations	183
5.2.2.7	Caractéristiques du défaut	187
5.2.3	Modélisation d'un diagnostic local par Réseaux Bayésiens	189
5.2.4	Inférence	191
5.3	Fiabilité de localisation d'un défaut dans un réseau complexe	193
5.3.1	Modélisation du diagnostic local par Réseaux Bayésiens	195
5.3.2	Fusion d'informations	195
5.3.3	Prise de décision sur la localisation du défaut	196
5.4	Application de la stratégie proposée sur un réseau CAN	196
5.4.1	Description du réseau filaire considéré	196
5.4.2	Réalisation du diagnostic local	197
5.4.3	Réalisation du diagnostic global	200
5.4.4	Intérêt de la fusion des données dans le cas des réflectomètres non fiables	201
	Conclusion	204
	Références Bibliographiques	205
	Conclusion générale et perspectives	207
	Productions scientifiques et Brevets	211

A	Calcul du coefficient de réflexion et de transmission dans un réseau complexe	213
A.1	Calcul du coefficient de réflexion	214
A.2	Calcul du coefficient de transmission	215
B	Choix de la longueur de la fonction de fenêtrage	221
C	Calcul du coefficient de réflexion et de transmission dans un bus CAN	225
C.1	Calcul du coefficient de réflexion de R_3	226
C.2	Calcul du coefficient de transmission de R_3 à R_1	227

Table des figures

1	<i>Démarche de la thèse</i>	4
1.1	Description matérielle d'un câble coaxial	8
1.2	Description matérielle d'une paire torsadée	8
1.3	Les câbles dans un réseau de distribution d'énergie [2]	9
1.4	Évolution de la puissance électrique embarquée	10
1.5	Exemple de câblage dans le domaine aéronautique [5]	11
1.6	Évolution du coût de production de l'électronique embarquée dans l'automobile [6]	12
1.7	Longueurs cumulées de câbles dans le transport	14
1.8	Répartition des composants contribuant aux accidents d'avions selon les données collectées par AFSA [14]	16
1.9	Répartition des défauts dans les câbles aéronautiques selon les données collectées entre 1980 et 1999 par l'US NAVY [16]	16
1.10	Défauts dans un câble monophasé [17] : (1) Arborescence électrique, (2) Vide sur la gaine, (3) Vide dans l'isolant, (4) Contaminant, (5) Protubérance dans le semi-conducteur, (6) Décharge à partir d'un contaminant, (7) Décharge à partir d'un vide, (8) Décharge à partir de l'isolant, (9) Décharge à partir du conducteur, (10) Humidité	17
1.11	Modèle d'une ligne de transmission de longueur l et d'impédance caractéristique Z_c	19
1.12	Schéma du modèle RLCG équivalent à un segment de ligne de transmission	20
1.13	Matrice de répartition d'un quadripôle à deux ports	23
1.14	Réfectogrammes pour différentes valeurs de Z_l sur un câble coaxial d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ et de longueur $l = 50$ m	25
1.15	Schéma d'une structure en étoile	25
1.16	Chemins multiples dans un réseau en Y	27
1.17	Réfectogramme d'un réseau en Y avec un circuit ouvert à la fin de la ligne B_2 et B_3	27
1.18	Matrice ABCD d'un réseau à deux ports	28
1.19	Réfectogramme d'une ligne de transmission avec un défaut non franc et un circuit ouvert	29
1.20	Réfectogramme d'un réseau en Y avec un défaut non franc	30
1.21	Signal "chirp" linéaire en fréquence pour une application FDR	31
1.22	Dispersion et atténuation du signal de test [20]	32
2.1	Exemple d'un système de diagnostic externe	42
2.2	Synoptique de la fonction de diagnostic filaire embarqué	42
2.3	Principe de la compression d'impulsion [3]	47

2.4	Principe de la réflectométrie STDR	47
2.5	STDR : Réflectogramme d'un câble coaxial de longueur 9.9 m avec un circuit ouvert à son extrémité [16]	48
2.6	Fonction d'auto-corrélation de différentes séquences pseudo-aléatoires	49
2.7	Principe de la réflectométrie SSTDR	50
2.8	SSTDR : Réflectogramme d'un câble coaxial de longueur 9.9 m avec un circuit ouvert à son extrémité [16]	51
2.9	Principe de la réflectométrie MCR	52
2.10	Principe de la réflectométrie MCTDR	54
2.11	Auto-corrélation du signal pour différentes bandes interdites	55
2.12	Exemple d'un réseau complexe avec un circuit ouvert sur B_3	56
2.13	Ambiguïté de localisation du circuit ouvert sur la branche B_3	57
2.14	Principe de la méthode des moyennes sélectives	61
2.15	Exemple d'un réseau en Y	63
3.1	Comparaison d'une modulation FDM et d'une modulation OFDM	76
3.2	Exemples de constellations de différents types de modulations [10]	77
3.3	Spectre de 5 sous-porteuses OFDM consécutives	78
3.4	Principe de l'intervalle de garde	79
3.5	Schéma bloc de génération d'un signal OFDM	80
3.6	Génération des bits	80
3.7	Modulation 4-QAM	80
3.8	Signal OFDM dans le domaine temporel	80
3.9	Spectre du signal OFDM	80
3.10	Fonction d'auto-corrélation d'un symbole OFDM	81
3.11	Principe général de la méthode de réflectométrie OMTDR	82
3.12	Détection et localisation d'un circuit ouvert dans une ligne de transmission	83
3.13	Détection d'un défaut non franc et d'un circuit ouvert avec 4-QAM	83
3.14	Détection d'un défaut non franc avec différentes valeurs de ΔZ_c	84
3.15	Résultat obtenu pour M=4	85
3.16	Résultat obtenu pour M=16	85
3.17	Comparaison des performances entre les modulations 4-QAM et 16-QAM	85
3.18	Modulation 16-QAM avec 1024 bits envoyés	86
3.19	Résultat par réflectométrie OMTDR dans un réseau en Y	87
3.20	Résultat par réflectométrie OMTDR dans un réseau en Y avec un défaut non franc	88
3.21	Diagramme de Bounce représentant les allers-retours dans le réseau	89
3.22	Résultat par réflectométrie OMTDR avec une déconvolution par l'algorithme Clean dans le cas d'un défaut non franc de $\Delta Z_c = 50\%$	90
3.23	Résultat par réflectométrie OMTDR avec une déconvolution par l'algorithme Clean dans le cas d'un défaut non franc de $\Delta Z_c = 40\%$ situé à 9 m du point d'injection	90
3.24	Fenêtre de Hamming	92
3.25	Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Hamming	93
3.26	Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Hamming	93
3.27	Fenêtre de Hanning	94
3.28	Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Hanning	94

3.29	Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Hanning . . .	94
3.30	Fenêtre de Blackman	95
3.31	Réfectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Blackman	96
3.32	Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Blackman . .	96
3.33	Fenêtre de Dolph-Chebyshev	97
3.34	Réfectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev .	97
3.35	Absence des lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev	97
3.36	Détection du défaut franc à l'extrémité de la ligne	98
3.37	Détection du défaut non franc à une distance de 50 m du point d'injection	99
3.38	Réfectogramme obtenu par la méthode OMTDR après un post-traitement dans une ligne de transmission	100
3.39	Réfectogramme obtenu par la méthode OMTDR après un post-traitement dans un réseau en Y	100
3.40	Signal réfléchi dans le domaine temporel dans le cas d'un SNR=10 dB	101
3.41	Réfectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR=10 dB	101
3.42	Réfectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR =5 dB	102
3.43	Réfectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR=-3 dB	102
3.44	Réfectogramme obtenu après une étape de moyennage dans le cas d'un SNR=-3 dB	103
3.45	Influence sur l'annulation du signal sur les fréquences interdites	104
3.46	Réfectogramme obtenu où les échantillons $\{0, 1, \dots, 63\}$ sont annulés	105
3.47	Réfectogramme obtenu où les échantillons $\{0, 1, \dots, 255\}$ sont annulés	105
3.48	Réfectogramme obtenu après l'étape du moyennage où les échantillons $\{0, 1, \dots, 63\}$ sont annulés	105
3.49	Réfectogramme obtenu après l'étape du moyennage où les échantillons $\{0, 1, \dots, 255\}$ sont annulés	105
3.50	Réfectogramme obtenu après le post-traitement où 64 échantillons sont annulés . .	106
3.51	Réfectogramme obtenu après le post-traitement où 256 échantillons sont annulés .	106
3.52	Réfectogramme d'un réseau en Y dans le cas d'un diagnostic en ligne	106
3.53	Réfectogramme d'un réseau en Y après l'étape de moyennage ($K=30$)	106
3.54	Détection d'un défaut non franc dans le cas d'un diagnostic en ligne	107
3.55	Plateforme expérimentale permettant le diagnostic du réseau filaire en utilisant la méthode OMTDR	108
3.56	Réfectogramme d'un câble coaxial RG316 de longueur 1 m	108
3.57	Réfectogramme d'un réseau en Y	109
3.58	Réfectogramme d'un réseau filaire complexe constitué de 5 branches	110
3.59	Réfectogramme d'un câble coaxial RG316 avec un défaut non franc à 58 cm du point d'injection	110
4.1	Diagnostic distribué dans un réseau en Y	118
4.2	Allocation adjacente des sous-porteuses	119
4.3	Allocation distribuée des sous-porteuses	120
4.4	Réfectogramme de R_1	121

4.5	Réfectogramme de R_2	121
4.6	Réfectogramme de R_3	121
4.7	Auto-corrélation et inter-corrélation du signal de R_1 avec R_2 et R_3	123
4.8	Schéma bloc de la procédure de communication OFDM	124
4.9	Principe du code de Hamming	126
4.10	Évolution de l'atténuation de propagation en fonction de la distance	128
4.11	Évolution du rapport signal sur bruit en fonction de la distance	128
4.12	Évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance	129
4.13	Évolution de la topologie du réseau considéré	129
4.14	Évolution du TEB en fonction du nombre de jonctions	129
4.15	Variation du TEB en fonction de ΔZ_c dans une ligne de transmission	130
4.16	Variation du TEB en fonction de ΔZ_c dans un réseau en Y	132
4.17	Détection du défaut non franc à 80 m du réflectomètre R_1	133
4.18	Exemple d'un réseau CAN Automobile	134
4.19	Calcul du TEB entre les réflectomètres R_3 et $R_i, i \in \{1, 2, 4, 5, 6\}$	135
4.20	Calcul du TEB entre les réflectomètres R_5 et $R_i, i \in \{1, 2, 3, 4, 6\}$	135
4.21	Structure d'une trame	137
4.22	Architecture Maître-Esclave	140
4.23	Échange de messages pour la synchronisation	141
4.24	Exemple de fusion des données pour la localisation d'un défaut	143
4.25	Algorithme de détection et localisation des défauts dans une seule mesure	144
4.26	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 47 m de R_5 et transmission de la position du défaut à R_4	147
4.27	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 65 m de R_6 et transmission de la position du défaut à R_4	147
4.28	Impossibilité de détection du défaut non franc sur B_1 par R_5	147
4.29	Impossibilité de détection du défaut non franc sur B_1 par R_6	147
4.30	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 21 m de R_1 et transmission de la position du défaut à R_2	149
4.31	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 10 m de R_3 et transmission de la position du défaut à R_2	149
4.32	Détection et localisation du défaut non franc pour différentes valeurs de ΔZ_c	150
4.33	Détection et localisation d'un défaut non franc à une distance de 47 m de R_5	151
4.34	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 8 m de R_1	151
4.35	Localisation d'un défaut non franc à une distance de 29 m de R_3	151
4.36	Détection et localisation d'un défaut non franc à une distance de 16 m de R_2	152
5.1	Classification des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie	160
5.2	Illustration des appareils utilisés dans l'expérimentation	161
5.3	Augmentation de la température opérationnelle en fonction du temps	162
5.4	Variation de la vitesse de propagation en fonction de la température opérationnelle	162
5.5	Perte en précision de localisation du pic en fonction de la température opérationnelle	162
5.6	Apparition des premiers signes de faiblesse à 90 °C	163
5.7	État du câble après refroidissement	163
5.8	Variation de la vitesse de propagation en fonction de la température non opérationnelle	164

5.9	Perte en précision de localisation en fonction de la température non opérationnelle .	164
5.10	Apparition de différentes zones de faiblesses sur le câble	164
5.11	Apparition d'un court-circuit sur le câble	164
5.12	Cycle de température effectué chaque jour (pendant 2 mois)	165
5.13	Évolution du facteur de pertes diélectriques en fonction de la durée du vieillissement (en heures) [4]	166
5.14	Variation de la vitesse de propagation entre l'état d'un câble neuf et d'un câble vieilli	166
5.15	Diminution de la température en fonction du temps	167
5.16	Réfectogramme observé en fonction de la diminution de la température	168
5.17	Zoom sur l'amplitude du circuit ouvert	168
5.18	Réfectogramme d'un réseau complexe sans présence de bruit	169
5.19	Réfectogramme d'un réseau complexe avec présence de bruit blanc	169
5.20	Réfectogrammes obtenus à l'entrée d'un câble isolé et en présence d'un deuxième câble à une distance de 5 mm et 8 mm [6]	170
5.21	Apparition des artefacts suite à l'augmentation du bruit électromagnétique	170
5.22	Diagnostic d'un câble avec un réflectomètre fiable	172
5.23	Diagnostic d'un câble avec un réflectomètre non fiable	172
5.24	Modélisation de la mesure d'un réflectomètre par Réseau Bayésien	190
5.25	Exemple de propagation des données dans le réseau bayésien pour le calcul de la probabilité de détection et de localisation d'un défaut	191
5.26	Probabilités de détection du défaut avec $P(X_{Cv} = Proches)=100\%$	192
5.27	Probabilités de localisation du défaut avec $P(X_{Cv} = Proches)=100\%$	192
5.28	Probabilités de détection du défaut avec $P(X_{Ic} = Absente)=100\%$	192
5.29	Probabilités de localisation du défaut avec $P(X_{Ic} = Absente)=100\%$	192
5.30	Évolution du vieillissement du câble en fonction de la température d'utilisation	193
5.31	Évolution de la probabilité de détection d'un défaut en fonction de la température d'utilisation	193
5.32	Évolution de la probabilité de localisation d'un défaut en fonction de la température d'utilisation	193
5.33	Principe de la stratégie proposée	194
5.34	Exemple d'un bus CAN où la ligne B_3 est soumise à un stress thermique	197
5.35	Construction du réfectogramme de R_1	198
5.36	Construction du réfectogramme de R_2	198
5.37	Propagation des données dans le réseau bayésien puis le calcul de la probabilité de détection du défaut sur la branche B_2	199
A.1	Topologie d'un réseau filaire complexe	213
A.2	Réfectogramme d'un réseau complexe	215
A.3	Formalisme de la matrice ABCD	216
A.4	Fonction du coefficient de transmission	220
B.1	Auto-corrélation du signal de test	221
B.2	Auto-corrélation après application d'une fenêtre de la largeur $N'=8$	222
B.3	Auto-corrélation après application d'une fenêtre de la largeur $N'=20$	222
C.1	Réseau diagnostiqué par le réflectomètre R_3 dans le bus CAN	225
C.2	Réfectogramme obtenu par R_3 dans un bus CAN	227

C.3	Formalisme de la matrice ABCD dans un bus CAN	228
C.4	Fonction du coefficient de transmission entre R_3 et R_1	230

Liste des tableaux

1.1	Comparaison de bus de communication dans l'automobile	13
1.2	Facteurs affectant l'isolation de câbles sous-terrains [3]	15
2.1	Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic en ligne	65
2.2	Tableau récapitulatif des spécificités des méthodes de diagnostic distribué	66
3.1	Évaluation des performances entre la modulation 4-QAM et 16-QAM	86
3.2	Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Hamming	93
3.3	Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Hanning	94
3.4	Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Blackman	95
3.5	Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Dolph-Chebyshev	97
3.6	Résumé des paramètres associés aux fenêtres courantes	99
4.1	Tableau récapitulatif des spécificités des différentes méthodes xDMA	123
4.2	Pré-localisation d'un défaut sur la liaison (R_1, R_2)	132
4.3	Pré-localisation du défaut par calcul du TEB	136
4.4	Description des champs de la trame proposée	138
4.5	Calcul du poids des réflectomètres	146
4.6	Localisation du défaut sur la branche B_3	147
4.7	Ambiguïté de localisation du défaut sur la branche B_1	148
4.8	Affectation des réflectomètres et des branches aux sous-réseaux	148
4.9	Calcul du poids des réflectomètres dans SR_1	149
4.10	Branches diagnostiquées par les réflectomètres R_1, R_2 et R_3	149
4.11	R_2 : Localisation du défaut sur la branche B_3	150
4.12	Calcul du poids des réflectomètres dans SR_2	150
4.13	Branches diagnostiquées par les réflectomètres R_4, R_5 et R_6	150
4.14	R_2 : Localisation du défaut sur la branche B_1	152
5.1	Avantages comparatifs des réseaux Bayésiens [12]	173
5.2	Table de probabilités conditionnelles entre deux nœuds discrets	174
5.3	Description des variables de la classe " <i>Caractéristiques du réflectomètre</i> "	176
5.4	Table de probabilités conditionnelles de la variable " <i>Injection du signal</i> " (X_I)	176
5.5	Table de probabilités conditionnelles de la variable " <i>Réception du signal</i> " (X_R)	177
5.6	Table de probabilités conditionnelles de la variable " <i>Construction du réflectogramme</i> " (X_C)	178
5.7	Description des variables de la classe " <i>Procédure de réflectométrie</i> "	178

5.8	Description des variables de la classe “ <i>Stress thermique</i> ”	180
5.9	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Vieillessement du câble</i> ” (X_{Vc})	181
5.10	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Variation de la vitesse de propagation</i> ” (X_{Vp})	181
5.11	Description des variables de la classe “ <i>Caractéristiques du câble</i> ”	182
5.12	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Bruit Electromagnétique</i> ” (X_{Bm})	182
5.13	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Diaphonie</i> ” (X_{Dp})	183
5.14	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Augmentation du bruit thermique</i> ” (X_{Bm})	184
5.15	Description des variables de la classe “ <i>Perturbations</i> ”	184
5.16	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Atténuation</i> ” (X_{At})	185
5.17	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Dispersion</i> ” (X_{Ds})	185
5.18	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Apparition des artefacts</i> ” (X_{Ar})	186
5.19	Description des variables de la classe “ <i>Effets des perturbations</i> ”	187
5.20	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Détection du défaut</i> ” (X_{Dd}) . .	188
5.21	Table de probabilités conditionnelles de la variable “ <i>Localisation du défaut</i> ” (X_{Ld})	188
5.22	Description des variables de la classe “ <i>Caractéristiques du défaut</i> ”	189
5.23	Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_1	199
5.24	Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_2	200
5.25	Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_3	200
5.26	Probabilité de présence du défaut sur la branche B_3^l	201
5.27	Probabilité globale sur chaque branche ambiguë	201
5.28	Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës lorsque R_1 est non fiable	202
5.29	Informations globales dans le cas d’un réflectomètre non fiable	202
5.30	Informations globales dans le cas de deux réflectomètres non fiables	203
5.31	Informations globales dans le cas d’un réflectomètre non fonctionnel	203
5.32	Informations globales dans le cas de deux réflectomètres non fonctionnels	203
A.1	Longueurs des branches $B_i, i \in \{1, 2, \dots, 8\}$ dans le réseau	213

Introduction générale

A l'ère des connexions sans fils, la présence des réseaux filaires demeure un pilier fondamental pour le transport de l'énergie électrique et de l'information. Que ce soit dans l'aéronautique, l'automobile, les télécommunications ou même la distribution d'énergie, les câbles sont victimes de leur environnement. Ils font souvent face à des conditions agressives telles que la vibration mécanique, le stress thermique, la pénétration de l'humidité ou même la maltraitance. Ces conditions favorisent l'apparition de défauts plus ou moins graves allant d'une simple fissure dans la gaine à une coupure du câble. Ce constat a conduit à des nombreux travaux sur les méthodes de diagnostic pour la détection et la localisation d'un défaut franc (circuit ouvert, court-circuit) ou non franc (dégradation du conducteur, éraflure de la gaine, etc.). Par ailleurs, l'étendue des réseaux filaires a explosé pour répondre aux exigences accrues de la concurrence industrielle. Ceci a entraîné l'augmentation de la complexité du diagnostic et, par conséquence la dégradation de la précision. Cet enjeu est particulièrement important dans les avions "plus électriques" où la longueur des câbles atteint 530 kilomètres (Airbus A380).

L'apparition de certains défauts peut avoir des conséquences tragiques lorsque les câbles font partie de systèmes critiques pour lesquels la sécurité est de mise. A titre d'exemple, les crashes des vols TWA 800 (1996) et SWISSAIR 111 (1998) dans lesquels les câbles ont été mis en cause. Ceci a conduit à l'implémentation d'un diagnostic en continu permettant de détecter et localiser, en temps réel, les premiers signes de faiblesses dans les câbles. Il est possible ainsi d'intervenir avant l'occurrence de conséquences dommageables pour la sécurité du système, de l'individu et même de l'environnement. Le besoin d'un diagnostic permanent implique l'intégration de la fonction de diagnostic dans le système où les réseaux de câbles opèrent. De nouvelles problématiques liées à l'optimisation des performances, la facilité d'intégration et la fiabilité du diagnostic d'un réseau filaire complexe sont ainsi posées.

L'objectif de cette étude est de proposer de nouvelles stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes permettant d'optimiser les performances, le coût et la fiabilité du diagnostic des câbles sous contraintes opérationnelles d'utilisation (prise en compte de l'environnement, des caractéristiques du câble, de la fiabilité du système du diagnostic, etc.).

La méthode la plus adéquate pour répondre à cet objectif est la réflectométrie par sa capacité à s'intégrer dans le système embarqué. Cette méthode consiste à injecter un signal de diagnostic dans le réseau de câbles. Chaque fois qu'il rencontre une désadaptation (i.e. un défaut), une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection tandis que l'autre partie continue à se propager. L'analyse du signal réfléchi permet ensuite de localiser et caractériser le défaut. Lorsque le diagnostic est effectué en parallèle avec le fonctionnement du système, des problèmes

d'interférence apparaissent. Des traitements spécifiques doivent être ainsi établis comme le choix du signal de diagnostic, l'amélioration de la précision de localisation, etc. Pour répondre aux contraintes du diagnostic embarqué, les traitements effectués doivent être le moins complexes possibles afin de faciliter leur intégration tout en respectant les performances du diagnostic. Dans notre étude, nous avons proposé une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse permettant le contrôle de la bande passante du signal injecté pour éliminer les problèmes d'interférence sans réduire les performances du diagnostic.

Dans le cas d'un réseau complexe, l'utilisation d'un seul point d'injection ne permet plus de couvrir l'intégralité du réseau. De plus, la multitude des branches dans le réseau entraîne une ambiguïté de localisation du défaut. En effet la distance séparant le point d'injection et le défaut étant connue, l'identification de la branche défectueuse demeure incertaine. Le diagnostic distribué s'avère être une bonne solution pour surmonter cette contrainte. Il consiste à distribuer la fonction du diagnostic en plusieurs points du réseau. Chaque capteur effectue un diagnostic et fournit sa propre interprétation quant à la localisation du défaut. Dans notre étude, nous proposons de donner aux systèmes de diagnostic la possibilité de communiquer entre eux via la partie transmise du signal de diagnostic. Les signaux de test utilisés doivent être ainsi capables de porter une information. Cette communication doit permettre la fusion des données facilitant ainsi la prise de décision sur la localisation du défaut.

Malgré la maturité des stratégies existantes et celles développées dans cette étude, la présence de certains facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie peut dégrader la fiabilité du diagnostic. Ces facteurs d'influence peuvent être liés à l'environnement d'utilisation, aux caractéristiques du câble, à la fiabilité du système du diagnostic, etc. Une prise en considération de ces connaissances permettrait d'évaluer la fiabilité du diagnostic. Nous proposons, dans cette étude, de résoudre cette problématique par des méthodes statistiques, ce qui constitue une réelle innovation dans le domaine de la réflectométrie.

L'étude présentée vise à surmonter ces contraintes. La pluridisciplinarité du travail effectué dans cette étude repose sur la diversité des thématiques abordées telles que : le traitement du signal, la physique des lignes, les réseaux de communications et les méthodes statistiques. Les réflexions menées dans les différentes thématiques ont conduit à établir de nouvelles stratégies innovantes pour le diagnostic embarqué. Celles-ci s'orientent autour de deux axes de recherche qui sont d'une part le diagnostic en ligne et d'autre part le diagnostic distribué.

Sur cette base, l'organisation de ce mémoire en cinq chapitres est de la façon suivante :

Le premier chapitre présente le contexte de cette étude. Il s'agit du diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes pour la détection et la localisation des défauts électriques. Pour cela, nous présentons, dans un premier temps, les différents types de câbles et leurs domaines d'application. Dans un deuxième temps, nous introduisons les typologies des défauts telles que les défauts francs ou non francs. Pour mieux comprendre le principe de la réflectométrie, nous rappelons les notions de la théorie des lignes. Enfin, les méthodes de réflectométrie dans le domaine temporel et fréquentiel sont présentées. Nous nous intéressons dans cette étude, en particulier, à la méthode de réflectométrie dans le domaine temporel.

Le deuxième chapitre étudie les méthodes de diagnostic embarqué existantes ayant l'objectif d'assurer d'une part un diagnostic en ligne et d'autre part un diagnostic distribué. Pour cela, nous introduisons le concept de l'intégration du diagnostic dans une architecture embarquée. Ensuite, nous étudions les méthodes conçues pour effectuer un diagnostic en ligne telles que la réflectométrie par étalement du spectre ou la réflectométrie multi-porteuse. La plupart de ces méthodes a été adaptée pour assurer un diagnostic distribué dans les réseaux filaires complexes comme présenté dans la section suivante. Les limites des systèmes actuels sont présentées à la fin de ce chapitre.

Le troisième chapitre aborde la problématique de l'interférence dans le diagnostic en ligne. Une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse baptisée OMTDR (Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry) est proposée. Pour cela, nous introduisons, en premier temps, le principe de la méthode OMTDR. Elle utilise une modulation multi-porteuse orthogonale pour améliorer le contrôle de la bande passante du signal de diagnostic. Nous proposons, ensuite, d'adapter la méthode OMTDR aux contraintes du diagnostic en ligne par des traitements spécifiques. Ce chapitre s'achève par des mesures sur des réseaux réels afin de valider expérimentalement la méthode OMTDR.

Le quatrième chapitre aborde la problématique de l'ambiguïté dans le diagnostic distribué. Nous développons une nouvelle stratégie de diagnostic qui utilise non seulement la partie réfléchie du signal de test comme pour les méthodes existantes, mais aussi la partie transmise. Ceci permet d'intégrer la communication entre les réflectomètres. Pour cela, nous présentons une nouvelle stratégie de pré-localisation du défaut par calcul du taux d'erreur binaire. Puisque la méthode OMTDR utilise un signal porteur d'information comme signal de test, nous proposons une autre stratégie de localisation du défaut par la fusion des données des réflectomètres. Un protocole de communication doit donc être mis en place dans ce chapitre. Enfin, nous évaluons les performances de la stratégie proposée dans un réseau complexe pour la localisation d'un ou plusieurs défaut(s).

Le cinquième chapitre aborde la problématique de la fiabilité du diagnostic. Pour cela, nous identifions, dans un premier temps, les paramètres d'influence sur la mesure de réflectométrie. Nous étudions ensuite les effets de ces paramètres sur la mesure de réflectométrie. Nous utilisons les réseaux bayésiens pour représenter ces connaissances et évaluer ainsi la fiabilité du diagnostic dans un câble puis dans un réseau complexe.

Pour conclure, nous montrons, grâce aux stratégies développées (méthode OMTDR, intégration de la communication et évaluation de la fiabilité du diagnostic), que la fusion des données permet d'optimiser les performances ainsi que la fiabilité du diagnostic par rapport aux contraintes du diagnostic embarqué.

Les différentes contributions de cette étude sont les suivantes :

1. Développer une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse nommée OMTDR permettant de détecter et localiser les défauts francs et non francs avec précision quand le diagnostic est en ligne.
2. Développer une nouvelle méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses permettant d'effectuer le diagnostic distribué sans synchronisation.
3. Intégrer la communication entre les réflectomètres grâce à l'utilisation d'un signal de test porteur d'information (méthode OMTDR).
4. Développer une nouvelle stratégie de diagnostic pour la pré-localisation du défaut par calcul du taux d'erreur binaire.
5. Développer une nouvelle stratégie de diagnostic pour la localisation du défaut par fusion des données des réflectomètres.
6. Développer un réseau bayésien permettant d'évaluer la fiabilité du diagnostic par intégration des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie.

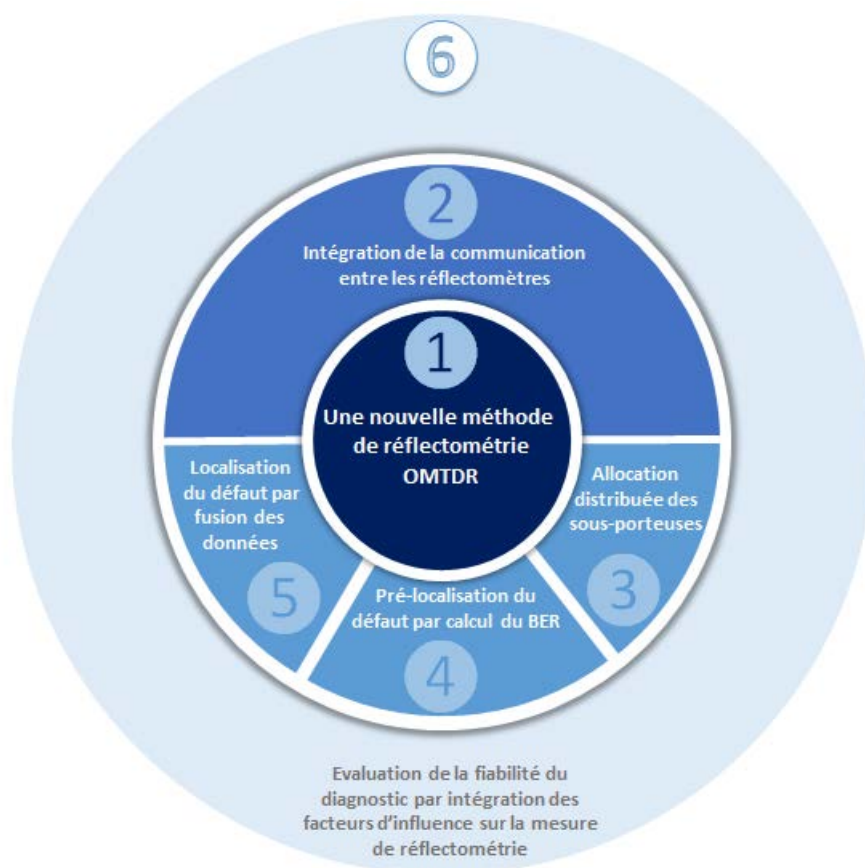
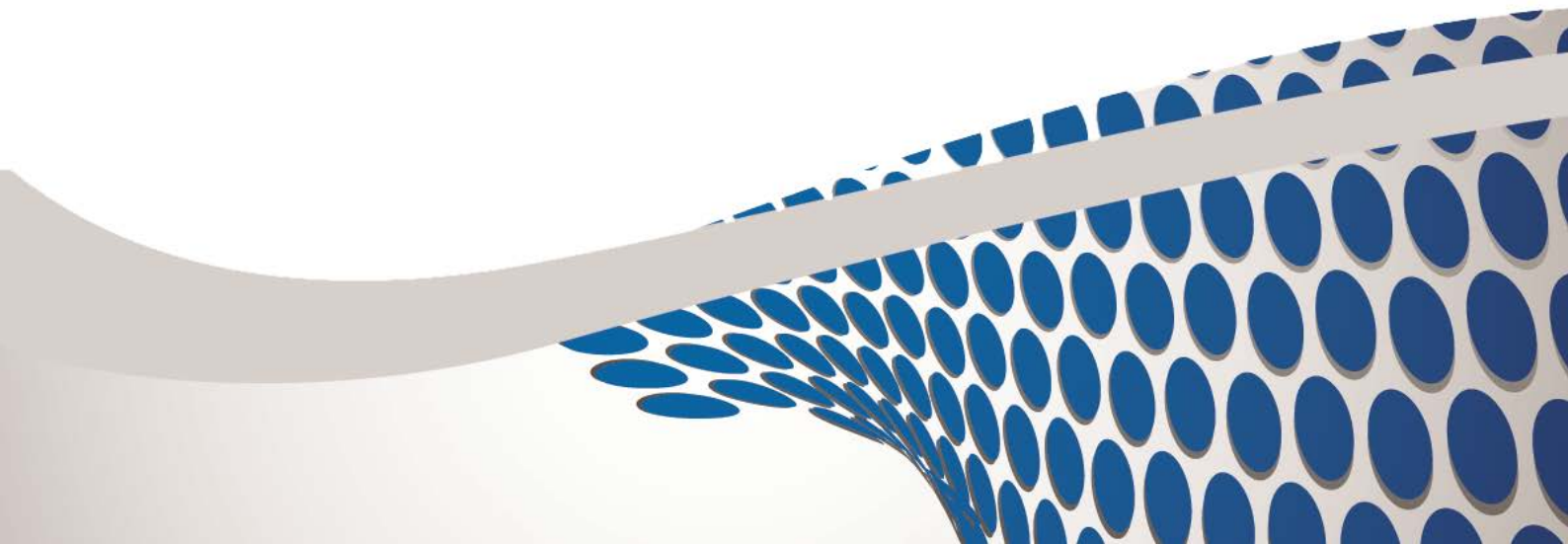


FIGURE 1: Démarche de la thèse.

Les différentes contributions évoquées ci-dessus seront détaillées dans la démarche de la thèse (chapitre 3, 4 et 5).

Détection et localisation des défauts dans les câbles par réflectométrie

1



Sommaire

Introduction	7
1.1 Présentation du contexte	7
1.1.1 Rappel sur les types de câbles	7
1.1.2 Domaines d'applications des câbles	9
1.2 Typologie des défauts dans les câbles	15
1.2.1 Défauts francs	17
1.2.2 Défauts non francs	17
1.3 Détection et localisation des défauts par réflectométrie	18
1.3.1 Présentation du principe de réflectométrie	18
1.3.2 Introduction des méthodes de réflectométrie	29
1.3.3 Évaluation des performances de la réflectométrie	32
Conclusion	34
Références Bibliographiques	35

Introduction

A l'époque des réseaux sans fils, l'utilisation des câbles dans les systèmes complexes reste inévitable. Un jour ou un autre, ces câbles peuvent montrer des signes de faiblesse à cause des conditions agressives de l'environnement où ils opèrent (stress mécanique, choc thermique, humidité, etc.). Lorsque les câbles s'abîment, ils perdent leurs fonctionnalités et peuvent entraîner, par suite, des accidents dramatiques. La mise en place d'un système de diagnostic pour la détection et la localisation des défauts dans les câbles est ainsi nécessaire. Dans ce contexte, la réflectométrie est une méthode prometteuse pour répondre à ce besoin.

L'objectif de ce chapitre est de mettre l'accent sur les problèmes rencontrés dans les câbles et de présenter les méthodes de diagnostic permettant de détecter et localiser les défauts.

Pour cela, nous introduisons, dans un premier temps, les différents types de câbles ainsi que leurs domaines d'application tels que la distribution de l'énergie, le transport, les télécommunications, etc. Dans un deuxième temps, nous présentons les différents défauts dans les câbles. Selon leur sévérité, on peut distinguer deux types de défauts : un défaut franc et un défaut non franc. Nous nous intéressons finalement à la méthode de réflectométrie. Pour mieux comprendre son mode de fonctionnement, une modélisation des réseaux filaires est réalisée. Les méthodes de réflectométrie sont ensuite présentées. On y trouve deux grandes familles telles que les méthodes dans le domaine temporel et celles dans le domaine fréquentiel. Enfin, les performances de la réflectométrie sont évaluées.

1.1 Présentation du contexte

Un câble est défini comme un ensemble de conducteurs parallèles, blindés ou non, enveloppés dans une gaine commune. Selon le nombre de conducteurs, le type de blindage ainsi que la nature de l'information transmise, différents types de câbles ont été conçus, chacun d'entre-eux est adapté à un domaine d'application particulier tel que la distribution de l'énergie, l'aéronautique, l'automobile, les télécommunications, etc.

1.1.1 Rappel sur les types de câbles

Le choix du câble dépend non seulement de la nature du signal transmis (analogique ou numérique, énergie ou puissance, basse ou haute fréquence, etc.) mais aussi du débit souhaité, de la longueur du réseau et évidemment du domaine d'application. Dans ce contexte, on peut distinguer trois grandes familles de câbles comme : le câble coaxial, la paire torsadée et la fibre optique.

1.1.1.1 Le câble coaxial

Le câble coaxial, inventé en 1930 par l'américain Herman Affel [1], est constitué d'une âme centrale composée d'un seul brin en cuivre ou de plusieurs brins torsadés, permettant la circulation de l'information. Cette âme est, ensuite, entourée d'un isolant constitué d'un matériel diélectrique afin d'éviter tout contact avec le blindage métallique tressé. Ce dernier permet non seulement de protéger les données contre les parasites tels que le bruit et les interférences extérieures, mais aussi d'assurer une transmission à haut débit et sur de longues distances. Enfin, on trouve la gaine qui

protège le câble de son environnement extérieur comme décrit dans la figure 1.1. Le câble coaxial s'étend, généralement, à toute application où le signal doit subir le minimum d'affaiblissement et de distorsion telle que les télécommunications, l'informatique, l'aérospatiale, le militaire, etc.

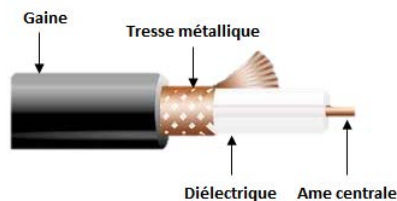


FIGURE 1.1: Description matérielle d'un câble coaxial.

1.1.1.2 La paire torsadée

Ce câble est constitué, comme son nom l'indique, de deux brins en cuivre entrelacés en torsade. Cet entrelacement permet de maintenir la distance entre les fils constante et réduire la diaphonie due aux paires ou sources adjacentes. Pour ce faire, chaque paire est torsadée d'une façon légèrement différente. On distingue plusieurs catégories de paires torsadées selon le blindage telles que : paire torsadée non blindée, paire torsadée écrantée, paire torsadée blindée, etc.

Une paire torsadée non blindée (en anglais **Unshielded Twisted Pair** ou **UTP**) n'est pas protégée par un blindage. Elle est surtout utilisée dans les installations téléphoniques et les réseaux informatiques domestiques. Les paires torsadées peuvent être entourées par une gaine commune de blindage. On parlera alors de paire torsadée écrantée (en anglais **Foiled Twisted Pair** ou **FTP**). Cette dernière est majoritairement utilisée en France. Dans une paire torsadée blindée (en anglais **Shielded Twisted Pair** ou **STP**), chaque paire torsadée blindée est entourée d'un blindage pour une meilleure immunité contre les perturbations électromagnétiques. La figure 1.2 montre la description matérielle de différents types de paires torsadées.

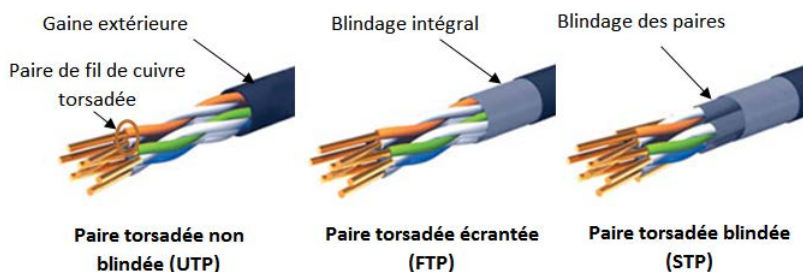


FIGURE 1.2: Description matérielle d'une paire torsadée.

1.1.1.3 La fibre optique

Au cours de ces dernières années, la fibre optique a, progressivement, remplacé le câble coaxial sur les longues distances. La fibre optique, développée au cours des années 1970, est un guide

d'onde où une onde lumineuse est modulée pour assurer la transmission de données. Considérée comme une révolution dans le domaine des télécommunications ainsi que celui de l'informatique, la fibre optique garantit une transmission à très haut débit et supporte un réseau à large bande où peuvent transiter les signaux de télévision, du téléphone, de données informatiques, etc.

Un réseau informatique peut ainsi utiliser ces trois types de câbles afin de relier ses différentes entités (serveurs, poste client, ressources de stockage, équipement de routage, etc.). Chaque type de câble est adapté à un domaine d'application spécifique pour obéir à des contraintes environnementales (haute température, vibration, etc.) et fonctionnelles (alimentation, débit d'information, lumière, etc.). Nous décrivons ces modes d'utilisation à la suite.

1.1.2 Domaines d'applications des câbles

A l'ère des réseaux sans fils, la présence d'un support physique bien délimité pour le transport de l'énergie électrique et de l'information demeure inévitable. Par ailleurs, l'étendue des câbles a considérablement augmenté pour répondre aux exigences des nouvelles technologies (débit, taux d'erreur, temps réel, etc.). Que ce soit dans la distribution de l'énergie, de l'aéronautique, de l'automobile ou même des télécommunications, l'augmentation de la longueur des câbles a entraîné l'augmentation de la complexité des réseaux filaires comme décrit dans cette section.

1.1.2.1 La distribution de l'énergie

Dans les réseaux de distribution de l'énergie, les lignes aériennes sont de plus en plus remplacées par des câbles souterrains. Entre 2000 et 2009, le kilométrage du réseau aérien a diminué d'environ 1200 kilomètres (km) et a été remplacé par près de 1300 km de câbles souterrains en France. En 2010, 66% de nouvelles lignes ont été construites en souterrain [2]. La figure 1.3 montre les différentes techniques de pose de câbles dans un réseau de transport d'électricité selon l'environnement traversé (zones rurales, zones fortement urbanisées, franchissements de routes ou de rivières, etc.). Les câbles sont déroulés par tronçons de 600 mètres (m) (pour le 225000 Volts (V)) à 800 m (pour le 63000 V et 90000 V) et sont raccordés entre eux par des jonctions installées dans des boîtes de jonctions souterraines.

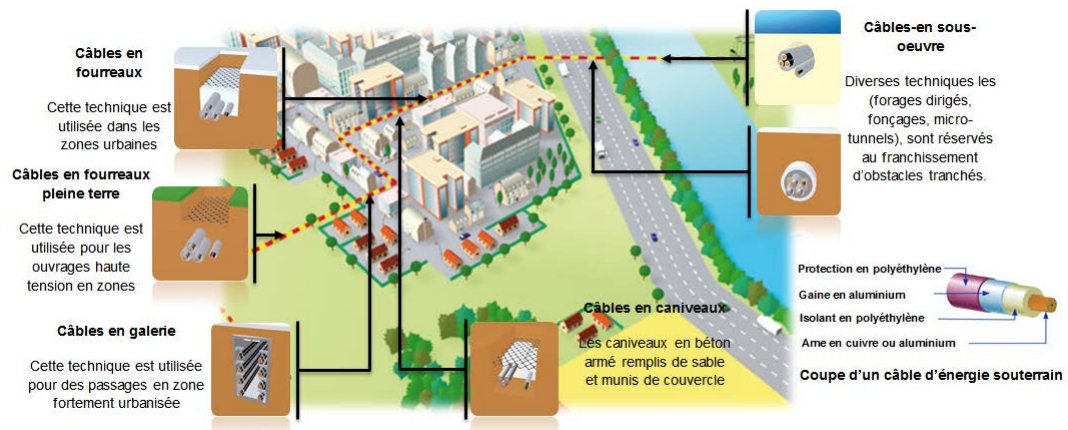


FIGURE 1.3: Les câbles dans un réseau de distribution d'énergie [2].

Cependant, l'isolation des câbles souterrains est le siège de contraintes thermiques, électriques, mécaniques et environnementales [3]. Au cours du temps, ces diverses contraintes engendrent des modifications plus ou moins graves dans l'isolant du câble sous-terrain.

1.1.2.2 L'aéronautique

Le domaine de l'aéronautique est le meilleur exemple pour illustrer la complexité des réseaux filaires. Le réseau électrique dans un Airbus A380 atteint 10000 câbles et 40300 connecteurs. Cette complexité se traduit par la concurrence industrielle pour des avions de plus en plus électriques comme l'illustre la figure 1.4. Un avion "plus électrique" est un appareil où le courant électrique remplace les énergies pneumatique, hydraulique et mécanique. L'avantage est double : d'une part, les systèmes électriques sont moins complexes, moins coûteux et plus fiables que les mécanismes hydrauliques et mécaniques, d'autre part, les systèmes électriques permettent de baisser la masse d'un avion donc la consommation en carburant.

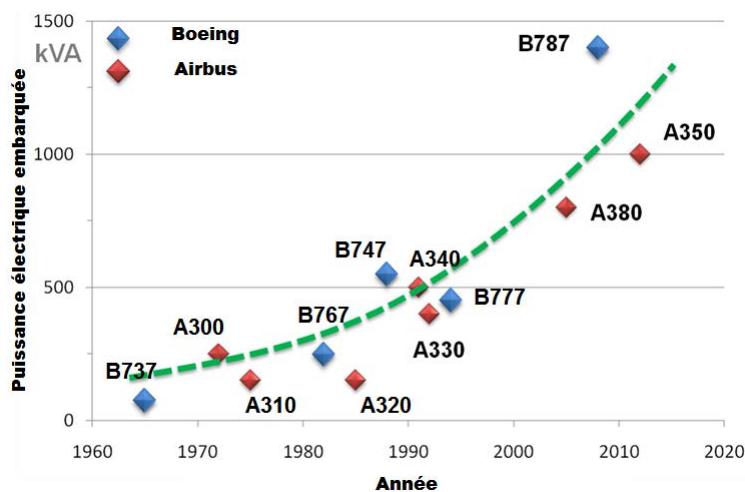


FIGURE 1.4: Évolution de la puissance électrique embarquée.

Dans les années 50, le premier biréacteur au monde, la Caravelle SE 210, consommait environ 27 kiloWatt (kW) équivalent et embarquait un peu plus de 100 km de câbles. L'ensemble de ses commandes étaient hydrauliques et mécaniques. Doté du premier système de vol électrique numérique, dit "Fly-by-Wire", la consommation de l'Airbus A320 a atteint 320 kW. Le lancement de l'Airbus A380 s'inscrit dans cette tendance avec une puissance électrique embarquée dans un avion qui a grimpé à 800 kW, mais aussi la longueur cumulée de câbles qui a atteint 530 km. Ces chiffres vont dans le sens de l'industrie aéronautique d'aller vers un avion "plus électrique". Ceci est accrédité par le lancement de la nouvelle génération d'aéronefs tels que le Boeing 787 et l'Airbus A350. Ces nouveaux aéronefs se caractérisent par un accroissement du nombre d'équipements électroniques embarqués et, par conséquent, de la longueur des câbles qui les relient.

Les câbles aéronautiques ont chacun leurs propriétés mécaniques, thermiques et chimiques selon leur emplacement ainsi que la nature de l'information qu'ils véhiculent. A titre d'exemple, dans un avion Airbus A340-600, on trouvera : les câbles de puissance pour l'alimentation, les

câbles coaxiaux pour la transmission en haute fréquence (radio/radar, système anti-collision, etc.), les câbles résistants au feu et à la haute température (réacteur et nacelle), les câbles soumis à un choc thermique, les fils de câblage pour les zones pressurisées (zone passagers, fuselage, etc.) ou non (ailes, train d'atterrissage, etc.) [4]. Dans un avion " plus électrique", on trouvera aussi les câbles bus pour les systèmes de divertissement à bord ainsi que les câbles à haut débit pour la transmission de données. La figure 1.5 montre des exemples de câblage dans le domaine aéronautique.

Dans un contexte aéronautique et spatial, les câbles sont victimes de contraintes environnementales et fonctionnelles agressives. C'est le cas lorsqu'ils sont, par exemple, soumis à des températures trop élevées (à proximité des moteurs) ou à des vibrations trop importantes entraînant des frottements contre les arêtes métalliques.



FIGURE 1.5: Exemple de câblage dans le domaine aéronautique [5].

La complexité des réseaux filaires a impacté aussi le domaine de l'automobile à cause de l'implémentation de nouvelles technologies dans les voitures modernes.

1.1.2.3 L'automobile

Le concept de la technologie "Fly-by-Wire" a été transposé dans le domaine de l'automobile sous le nom de "X-by-Wire". L'idée est de remplacer des composants hydrauliques et mécaniques par des composants électroniques embarqués dédiés à des fonctions d'accélération, freinage, direction, etc. On retrouve ainsi le "Throttle-by-Wire", "Brake-by-Wire", "Steer-by-Wire", etc. Ce besoin en électronique embarquée dans l'automobile a évolué d'une façon considérable au cours de ces dernières années passant de 2% à 30% du coût de production d'une voiture entre 1920 et 2000 comme montré par la figure 1.6. Cette proportion pourrait atteindre 35%, voire 40%, en 2015.

Si naguère les seuls composants électroniques dans l'automobile étaient destinés à la radio, on trouve aujourd'hui en moyenne entre 40 et 60 calculateurs ou ECU (Electronic Control Unit) dans les voitures et jusqu'à 80 pour les modèles haut de gamme soit plus que les premiers avions Airbus sortis dans les années 1970. Cette tendance n'a cessé de s'accroître entraînant l'augmentation de la complexité, la masse (passant de 1% à 5% du poids d'un véhicule) ainsi que le volume des faisceaux électriques. En 1950, la Peugeot 203 comportait un faisceau électrique de 50 fils. En

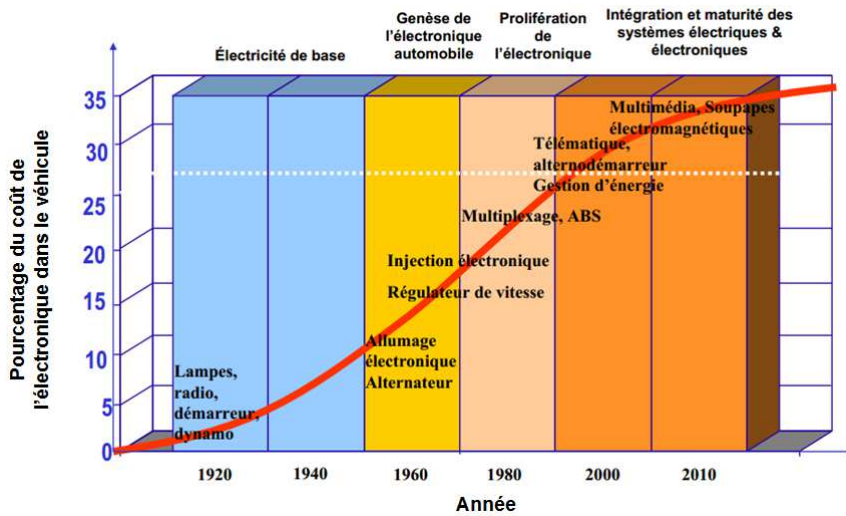


FIGURE 1.6: Évolution du coût de production de l'électronique embarquée dans l'automobile [6].

En 1997, on dénombre quelques 800 fils sur une Renault Safrane, voire 1000 fils pour des voitures de très haut de gamme. Aujourd'hui, il n'est plus rare de voir un véhicule possédant près de 5000 m de câbles cumulés, représentant un poids supérieur à 80 kilogrammes (kg). En même temps, le nombre de connexions a atteint rapidement un pic impressionnant passant de 200 à plus de 2000 connexions. En outre, la quantité et la complexité des informations échangées via les réseaux locaux entre les différents composants électroniques sont devenues prohibitives. On compte à peu près 2500 informations échangées dans un Volkswagen Phaeton. Certes l'apparition de la technologie "X-by-Wire" est une révolution majeure dans l'industrie automobile, mais des problèmes de coût, de câblage, de connectique, de fiabilité et de contrôle sont apparus.

Puisque l'explosion du nombre de calculateurs et de capteurs distribués dans tout le véhicule ne cesse de s'accroître, les constructeurs ont eu recours au multiplexage afin de réduire la quantité de câbles dans les véhicules. Cette technologie consiste à échanger plusieurs informations entre les différents composants sur un seul support physique (i.e. un bus) au lieu de transiter chaque information par un fil dédié. Pour cela, on a besoin de définir avec précision : le support de transmission (fils, paire torsadée, câble coaxial, fibre optique, etc.), les types de signaux (signaux de puissance, signaux de commande, signaux haute fréquence, signaux numériques, etc.) et le protocole de communication.

Parmi les protocoles de communication, on peut citer CAN (Controller Area Network), LIN (Local Interconnect Network), MOST (Media Oriented Systems Transport) et FlexRay. Le tableau 1.1 compare les principaux protocoles de communication.

On remarquera que le protocole MOST offre un débit élevé par rapport aux autres. Étant donné son coût, il est généralement déployé dans les voitures haut de gamme. Le LIN et le CAN sont deux protocoles série bas coût et souvent utilisés ensemble, le LIN étant utilisé comme sous-réseau en complément du bus CAN. Le FlexRay utilise la redondance des câbles pour assurer la robustesse de la communication. Un véhicule moderne emploie généralement l'ensemble de ces protocoles vu la quantité de l'électronique embarquée pour répondre aux normes de plus en plus

	LIN	CAN	FlexRay	MOST
Débit	20 kilobits par seconde (kbps)	1 Mégabits par seconde (kbps)	10 Mbps	25 Mbps à 150 Mbps
Couche physique	fil simple	paire torsadée	fibre optique, paire torsadée	fibre optique
Couche MAC	maître/esclave TDMA	CSMA/CA	maître/esclave TDMA	peer to peer
Application	sous-réseau, commandes, capteurs, etc.	zone moteur, équipement de l'habitacle, etc.	X-by-Wire	Multimédia

TABLE 1.1: Comparaison de bus de communication dans l'automobile.

sévères d'antipollution, de sécurité et de confort du conducteur et de ses passagers.

Outre le multiplexage, l'industrie automobile s'est intéressée à une technologie très prometteuse pour la réduction du câblage dans l'automobile. Cette technologie s'appelle le **Courant Porteur en Ligne (CPL)** ou en anglais **Power Line Communication (PLC)**. Elle permet de transmettre sur le même câble à la fois de l'information et de la puissance électrique [7]. Quelle que soit la technologie utilisée, l'effort de l'industrie automobile à réduire le câblage a été récompensé, puisque le constructeur automobile PSA Peugeot-Citroën, par exemple, a réussi à diminuer de 41% le nombre de fils entre le modèle Peugeot 306 et le modèle Peugeot 307.

L'introduction de l'électronique embarquée ne s'est pas limitée au domaine de l'avionique ou de l'automobile comme on vient de le voir, mais a touché d'autres domaines dans les transports tels que le maritime, le ferroviaire, etc. La figure 1.7 résume l'augmentation de la longueur cumulée de câbles dans les transports. On parle aujourd'hui de 1 km de câbles par 1 m de véhicule, de 5 km de câbles par 1 m d'avion et jusqu'à 8 km de câbles par 1 m de navire. Cette augmentation a entraîné la complexité dans les réseaux filaires rendant l'opération de maintenance très complexe [8].

L'explosion de la complexité des réseaux filaires a affecté non seulement le domaine des transports, mais aussi les télécommunications. Ceci permet de répondre aux exigences accrues des abonnés (très haut débit, multi-services, couverture maximale, etc.).

1.1.2.4 Les télécommunications

De grandes longueurs de câbles sont aussi rencontrées dans le domaine des télécommunications suite à l'explosion du nombre d'abonnés ainsi que des services fournis par les opérateurs de télécommunications (services mobiles, télévision numérique, radiodiffusion, vidéo-communication, transmission des données, etc.).

Pour les liaisons internationales, la plupart des télécommunications (données, voix, vidéo, etc.) transitent par des câbles sous-marins grâce à leur capacité de transmission estimée à un million de fois supérieure à celle du satellite. En 2013, environ 99% du trafic international est ainsi transmis

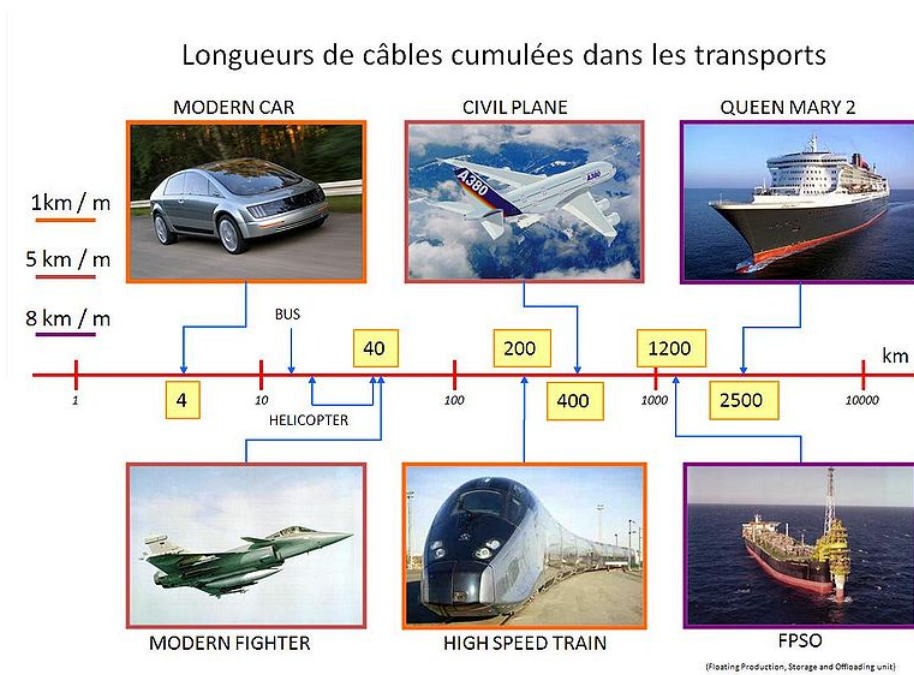


FIGURE 1.7: Longueurs cumulées de câbles dans le transport.

par les câbles sous-marins. Avec l'essor d'Internet, la longueur des câbles posés dans les océans est passée de 60000 km en 1939 à 800000 km en 2009 [9] et même un million de kilomètres en 2012 [10].

En eaux profondes, les câbles font souvent face à de fortes contraintes mécaniques provoquées par les courants marins. Au cours de leur vie, ils peuvent souffrir de la corrosion, de l'abrasion et de l'usure. Pour cela, la maintenance des câbles sous-marins doit être assez régulière. En moyenne, le navire câblé "René Descartes" intervient au moins une fois par mois pour des missions de 6 à 12 jours. En revanche, les opérations de maintenance sont complexes et coûteuses puisqu'elles nécessitent l'utilisation de lourds équipements. A titre d'exemple, France Télécom Marine, responsable de la pose et la réparation des câbles sous-marins, possède à son service une flotte de navires câblés, des charrues d'ensouillage, des robots sous-marins qui pèsent environ 9 tonnes, etc. Entre les courants, les avalanches et les tremblements de terre, les câbles peuvent dériver de plusieurs kilomètres de leurs positions lors de la pose, ce qui ne fait que compliquer l'opération de maintenance.

Quels que soit leurs domaines d'applications, les câbles sont victimes des environnements où ils opèrent et font souvent face à des conditions agressives (thermique, mécanique, électrique et environnementale). Le tableau 1.2 résume les facteurs affectant les câbles. Par suite, les câbles peuvent manifester, un jour ou un autre, des signes de faiblesses qui peuvent aller d'une déformation d'un signal à une coupure brutale du câble. Malheureusement, ces signes sont souvent négligés malgré le fait qu'ils peuvent avoir des conséquences tragiques surtout si les câbles font partie d'un système critique où la sécurité est un enjeu, comme décrit dans la section suivante.

Thermique	Électrique	Mécanique	Environnement
Température maximale	Tension (AC, DC, impulsion)	Flexion	Gaz (oxygène, air, etc.)
Température minimale	Fréquence	Tension	Humidité/Eau
Gradient de température	Courant	Compression	Radiation
Cycle de température		Torsion	Produits chimiques corrosifs
		Vibration	Lubrifiants

TABLE 1.2: Facteurs affectant l'isolation de câbles sous-terrains [3].

1.2 Typologie des défauts dans les câbles

Pendant plusieurs années, le câble a été traité comme un système qui pourrait être installé et fonctionner pendant la durée de vie du système où il opère [11]. Cependant, cette habitude a, rapidement, changé avec la manifestation de signes de défaillances dans les câbles. Ces défaillances peuvent entraîner l'apparition d'anomalies plus ou moins graves telles que la perte du signal électrique, la déformation de l'information, la surtension, le dysfonctionnement du système, la fumée, l'incendie, etc. Malheureusement, ces défauts peuvent avoir des conséquences dramatiques si les câbles font partie des systèmes critiques pour la sécurité des personnes, des équipements ou même de l'environnement. A titre d'exemple, on peut citer les crashes des vols TWA 800 (en 1996) et Swissair 111 (1998) ainsi que l'accident d'Apollo XIII (en 1970) [12] pour lesquels les câbles sont mis en cause. La figure 1.8 illustre la répartition des composants contribuant à des accidents dans les avions selon les données collectées par l'Air Force Safety Agency (AFSA). Elle montre que les câbles sont, majoritairement, responsables des accidents dans les avions. En deuxième position, on trouve les connecteurs considérés par les constructeurs comme le maillon faible pour les aéronefs modernes [13].

Les problèmes dans les câbles peuvent également être à l'origine de coûts énormes : en 2004, l'US Navy a dû abandonner plus de 1400 missions à cause des problèmes de câblage, et garder à peu près 2% à 3% de sa flotte aérienne au sol pour les mêmes raisons. Le coût de maintenance d'un avion immobilisé a été estimé par plusieurs compagnies aériennes à 150000 dollars par heure.

Dans ce contexte, les États-Unis (USCG¹, NAVAIR², NASA³, FAA⁴) ont essayé de recenser et évaluer les défauts proéminents dans les faisceaux de câbles électriques. Malgré que ces organismes n'aient pas les mêmes aéronefs, pratiques de maintenance, méthodes de collecte de données et environnements d'exploitation, ils ont quasiment rencontré les mêmes problèmes dans les câbles. La figure 1.9 illustre les données collectées par l'US NAVY [15] détaillant les défauts de câblage notés lors des opérations de maintenance entre 1980 et 1999. Elle montre que les défauts dus aux frottements (37%), court-circuits (18%) et circuits ouverts (11%) sont les plus

1. United States Coast Guard
 2. Naval Air Systems Command
 3. National Aeronautics and Space Administration
 4. Federal Aviation Agency

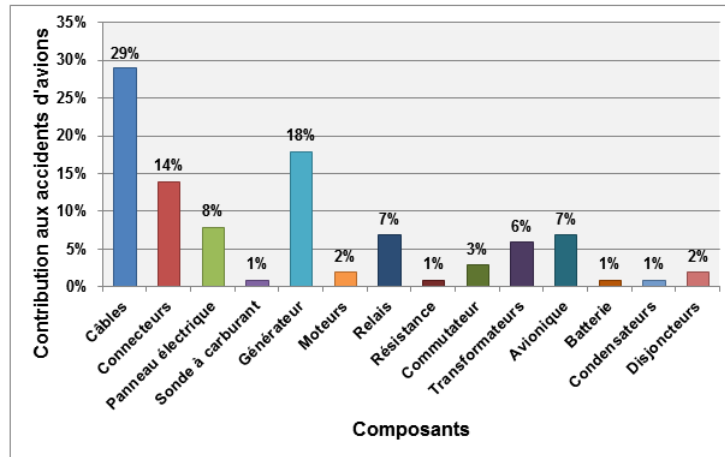


FIGURE 1.8: Répartition des composants contribuant aux accidents d'avions selon les données collectées par AFSA [14].

fréquemment rencontrés.

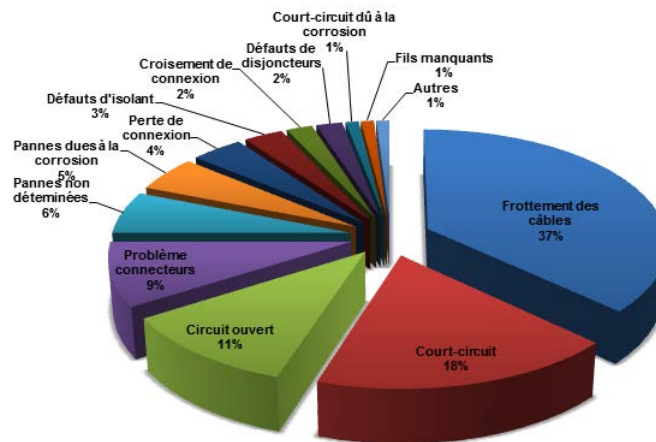


FIGURE 1.9: Répartition des défauts dans les câbles aéronautiques selon les données collectées entre 1980 et 1999 par l'US NAVY [16].

Les causes de défauts les plus fréquentes, toute application confondue, sont : le vieillissement de l'isolant, les agressions mécaniques (par exemple, la vibration qui peut entraîner des frottements contre les parois ou les arêtes métalliques d'un véhicule), les contraintes thermiques (très haute température, etc.), la corrosion due à l'humidité, l'oxydation due aux produits chimiques, des défauts du constructeur, des défauts d'exploitation (par exemple une pose non conforme des câbles), etc. Selon la NASA [16], 80% des défauts sont provoqués par les interventions humaines. En effet, un opérateur de maintenance peut être amené à entailler les câbles par des pinces ou même les utiliser comme point d'appui pour atteindre des zones inaccessibles.

L'ensemble de ces facteurs provoque des changements, plus ou moins graves, dans les paramètres intrinsèques du câble et se traduisent par l'apparition d'anomalies. Selon leur sévérité,

les défauts dans les câbles peuvent être répartis en deux grandes familles : les défauts francs (en anglais, “hard defects”) et les défauts non francs (en anglais, “soft defects”).

1.2.1 Défauts francs

Les défauts francs se traduisent par une forte variation de l’impédance caractéristique du câble. Ils se manifestent par une interruption totale de la circulation de l’énergie ou de l’information dans le câble endommagé. Les défauts francs correspondent à des situations de circuit ouvert et de court-circuit. Le circuit ouvert se manifeste par la rupture d’un ou plusieurs conducteurs suite à des dommages mécaniques ou à des mouvements violents du câble. Le court circuit est la conséquence de la mise en liaison à faible résistance de deux conducteurs ou plus suite à des isolations endommagées. Les défauts francs peuvent être à l’origine d’accidents tragiques suite au dysfonctionnement brutal du système.

1.2.2 Défauts non francs

Les défauts non francs se traduisent par une faible variation de l’impédance caractéristique du câble causée par la fissure de la gaine, la dégradation du conducteur, etc. Ces dégradations ne conduisent pas toujours à des pannes graves puisqu’elles n’empêchent pas la circulation de l’énergie ou de l’information mais peuvent générer à long terme des défauts francs suite à des agressions mécaniques, contraintes environnementales (pénétration de l’humidité, stress thermique, etc.) ou encore le vieillissement du câble. Certes la détection de ces défauts permet de réduire le coût et le temps de la maintenance, mais elle demeure un enjeu majeur dans le diagnostic filaire. La figure 1.10 résume des imperfections qui peuvent apparaître dans un câble.

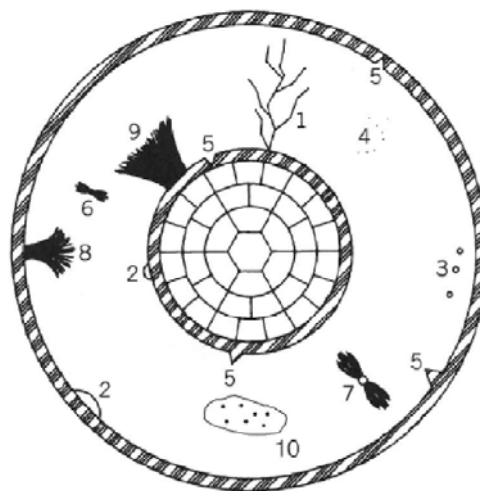


FIGURE 1.10: Défauts dans un câble monophasé [17] : (1) Arborescence électrique, (2) Vide sur la gaine, (3) Vide dans l’isolant, (4) Contaminant, (5) Protubérance dans le semi-conducteur, (6) Décharge à partir d’un contaminant, (7) Décharge à partir d’un vide, (8) Décharge à partir de l’isolant, (9) Décharge à partir du conducteur, (10) Humidité.

Quelle que soit l'origine d'un défaut, une remise en place rapide du fonctionnement du système est primordiale. Le but principal est de détecter et localiser précisément le défaut afin d'éviter les interventions inutiles causant une perte de ressources (temps, argent, main d'œuvre, etc.). A son lancement, la durée de vie d'un avion civil était estimée à 18 ans et celle d'un avion militaire à 16 ans [18]. Mais, à l'époque où la crise économique bat son plein, il n'est plus question, pour les compagnies aériennes, d'adopter la stratégie de remplacement des aéronefs âgés par de nouveaux appareils. Ceci a créé le besoin d'effectuer un diagnostic filaire pour détecter et localiser un ou plusieurs défauts dans le câblage. La mise en place d'un système de diagnostic adapté permettra donc la prolongation de la durée de vie des avions.

1.3 Détection et localisation des défauts par réflectométrie

Dans la section précédente, nous avons présenté les différents types de défauts rencontrés dans les réseaux de câbles. Puisque chaque défaut a ses propres caractéristiques (type, origine, conséquence, etc.), plusieurs méthodes de diagnostic filaire ont été développées. On peut citer la méthode d'inspection visuelle, la méthode par rayons X, la méthode capacitive et inductive, la réflectométrie, etc [19, 20]. Bien que la méthode d'inspection visuelle soit la plus utilisée, elle s'avère fastidieuse, non exhaustive et peu efficace du fait de l'augmentation de la complexité des réseaux filaires. En outre, elle ne permet de détecter que 25% des défauts présents dans un aéronef [16]. Ceci est dû au fait qu'une large portion du réseau de câbles est située dans des endroits difficiles à atteindre, souvent cachés par d'importantes structures comme des panneaux électriques, des composants ou d'autres torons de câbles [21]. L'inspection par rayons X nécessite l'utilisation d'équipements lourds, l'accès direct au câble et l'intervention humaine pour l'analyse des données après acquisition. La thermographie infrarouge ne permet pas de caractériser tous les types de défauts concernés [22]. Les deux méthodes, capacitive et inductive, sont efficaces dans le cas du diagnostic d'un câble point à point [23], mais demeurent limitées dans le cas d'un réseau filaire complexe. De plus, elles ne peuvent être utilisées que si le câble n'est pas en fonctionnement et pour détecter uniquement les défauts francs.

1.3.1 Présentation du principe de réflectométrie

La méthode la plus efficace se révèle être la réflectométrie. Elle reprend le principe d'un radar : une onde est injectée dans un câble, si elle rencontre une discontinuité au cours de sa propagation, une partie de son énergie est réfléchi vers le point d'injection. L'analyse des signaux réfléchis permet d'en déduire des informations sur cette discontinuité [20].

Dans ce contexte, on considère une ligne de transmission, de longueur l , alimentée à une extrémité par un générateur de tension d'impédance Z_g et fermée à l'autre extrémité sur une impédance de charge Z_l comme illustré par la figure 1.11. En basse fréquence, la longueur de l'onde λ est supérieure à celle de la ligne l . Dans ce cas, l'onde électromagnétique est quasiment constante en tout point de la ligne, quelle que soit l'impédance de charge Z_l . Il est ainsi inutile d'introduire la notion de propagation. En revanche, en haute fréquence, du fait que la longueur de l'onde λ est inférieure à celle de la ligne l , l'amplitude de l'onde n'est plus constante tout au long de la ligne. Dans ce cas, on doit tenir compte du *phénomène de propagation*. La réflectométrie

s'inspire de ce phénomène afin d'en extraire des informations sur l'état de la ligne de transmission.

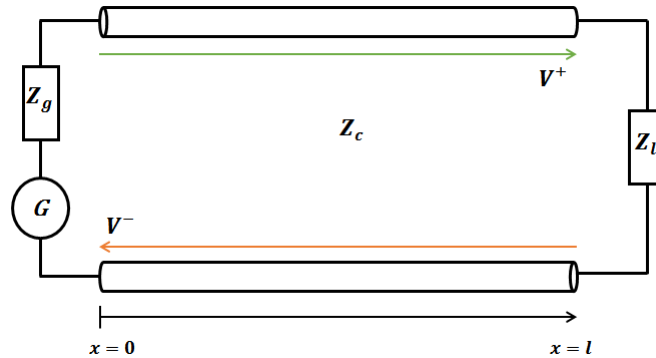


FIGURE 1.11: Modèle d'une ligne de transmission de longueur l et d'impédance caractéristique Z_c .

Le modèle le plus simple d'une ligne de transmission conduit à approximer la réponse du canal par une succession d'impulsions de Dirac. Chaque impulsion i représente l'écho du signal incident renvoyé par une discontinuité. Chaque impulsion i est retardée par un temps de propagation τ_i qui correspond au temps nécessaire pour faire l'aller-retour entre le plan d'injection et la discontinuité i . De plus, son amplitude est atténuée par un coefficient d'atténuation α_i . La réponse du canal $h(t)$ est donc donnée par :

$$h(t) = \sum_i \alpha_i \delta(t - \tau_i). \quad (1.1)$$

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

$$s(t) = e(t) * h(t) = \sum_i \alpha_i e(t) * \delta(t - \tau_i) = \sum_i \alpha_i e(t - \tau_i). \quad (1.2)$$

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

Pour la suite des travaux, il est intéressant de comprendre le phénomène de propagation afin d'établir la relation entre la réponse du canal et la signature du défaut si présent. Pour cela, l'utilisation d'un modèle physique du réseau filaire et la simulation numérique de la réflectométrie s'avèrent très utiles.

1.3.1.1 Modèle RLCC d'une ligne de transmission

Nous modélisons la propagation haute fréquence dans une ligne de transmission mono-filaire par le modèle RLCC constitué des paramètres suivants : résistance (R), inductance (L), capacité (C) et conductance (G). Ces quatre 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 de la ligne de transmission.

- Inductance linéique L exprimée en (*Henry/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 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 (*Farad/m*) qui dépend de la permittivité de l'isolant placé entre les deux conducteurs.
- Conductance linéique G exprimée en (*Siemens/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, qui peut être avec ou sans pertes, est divisée en plusieurs segments élémentaires consécutifs de longueurs dx . Chacun des segments est décrit par un modèle RLCG comme l'illustre la figure 1.12.

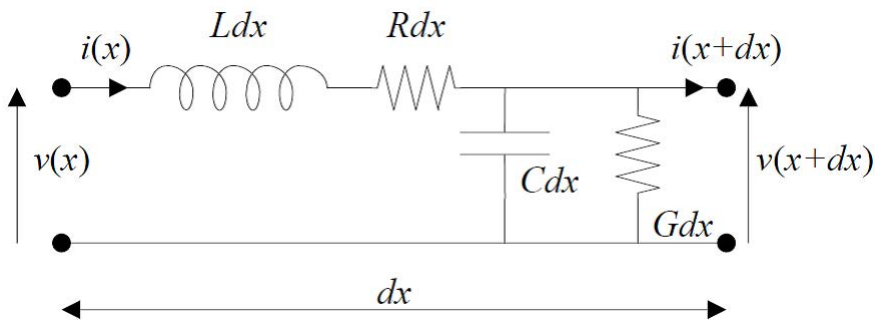


FIGURE 1.12: Schéma du modèle RLCG équivalent à un segment de ligne de transmission.

On obtient par application des lois de Kirchhoff (loi des nœuds et la loi des mailles) les deux relations suivantes :

$$v(x+dx, t) - v(x, t) = -Rdx i(x, t) - Ldx \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}. \quad (1.3)$$

$$i(x+dx, t) - i(x, t) = -Gdx v(x, t) - Cdx \frac{\partial v(x, t)}{\partial t}. \quad (1.4)$$

où v et i représentent, respectivement, la tension et le courant à l'instant t dans le segment de la ligne de longueur dx . Par application de la dérivée partielle, on obtient les deux équations différentielles couplées, appelées aussi les *équations des Télégraphistes* [24], comme suit :

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}. \quad (1.5)$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t}. \quad (1.6)$$

On propose de résoudre ces deux équations (1.5) et (1.6) en régime harmonique, en considérant comme excitation une onde sinusoïdale de pulsation $\omega = 2\pi f$ où f est la fréquence. Dans ce cas, les ondes de courant et tension sont données, respectivement, par :

$$v(x, \omega, t) = V(x, \omega) e^{j\omega t}. \quad (1.7)$$

$$i(x, \omega, t) = I(x, \omega)e^{j\omega t}. \quad (1.8)$$

où $V(x, \omega)$ et $I(x, \omega)$ représentent les amplitudes complexes associées à la tension $v(x, t)$ et au courant $i(x, t)$ respectivement. En remplaçant $v(x, t)$ et $i(x, t)$ dans (1.5) et (1.6) par leurs expressions complexes respectives, on obtient :

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -(R + j\omega L) I(x, t). \quad (1.9)$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -(G + j\omega C) V(x, t). \quad (1.10)$$

En dérivant l'équation (1.10) par rapport à x , on peut écrire :

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = -(G + j\omega C) \frac{\partial V(x, t)}{\partial x}. \quad (1.11)$$

En injectant l'équation (1.9) dans (1.11), on trouve la relation de l'équation (1.12) suivante :

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = (G + j\omega C) (R + j\omega L) I(x, t). \quad (1.12)$$

De la même façon, on peut obtenir la relation de l'équation (1.13) suivante :

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = (G + j\omega C) (R + j\omega L) V(x, t). \quad (1.13)$$

On obtient, ainsi, les deux équations de propagation suivantes :

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 I(x, t) = 0. \quad (1.14)$$

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 V(x, t) = 0. \quad (1.15)$$

où γ , la constante de propagation. Elle peut être définie comme suit :

$$\gamma = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} = \alpha + j\beta. \quad (1.16)$$

avec α , la constante d'atténuation (Neper/m) et β , la constante de phase (radians/m). Dans l'équation de la constante de propagation (1.16), le premier terme α représente l'atténuation de l'amplitude de l'onde au cours de sa propagation dans la ligne alors que le deuxième terme $j\beta$ représente la rotation de la phase de cette onde. La résolution de ces équations, dans le cas d'un régime harmonique, donne les expressions suivantes :

$$V(x, t) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x}. \quad (1.17)$$

$$I(x, t) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x}. \quad (1.18)$$

L'équation (1.17) montre qu'il existe deux ondes : une onde progressive $V^+ e^{-\gamma x}$ qui se propage vers l'impédance de charge Z_l (dans le sens des x positifs) et une onde régressive $V^- e^{\gamma x}$ qui se

propage vers le générateur (dans le sens des x négatifs) après une réflexion au niveau de l'impédance de charge Z_l comme le montre la figure 1.11. Les ondes de tension $V(x, t)$ et de courant $I(x, t)$ sont reliées par une impédance caractéristique Z_c exprimée comme suit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (1.19)$$

Dans le cas d'une ligne de transmission sans perte, on prend une résistance (R) et une conductance (G) de valeurs nulles ($R = 0$ et $G = 0$). Avec ces approximations, la constante de propagation devient donc :

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} = j\beta. \quad (1.20)$$

On note que la constante d'atténuation (α) est nulle. En ce qui concerne l'impédance caractéristique, son expression devient :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.21)$$

Si $R = G = 0$, la présence d'une onde réfléchiée dans l'équation (1.17) ne peut s'expliquer que par la présence d'une impédance de charge de valeur différente que celle de l'impédance caractéristique au bout de la ligne ($Z_c \neq Z_l$). De plus, la variation des caractéristiques intrinsèques de la ligne suite à un défaut peut aussi entraîner l'apparition de réflexions. Le coefficient de réflexion $\Gamma(x)$ est défini par le rapport d'une onde réfléchiée (ou régressive) sur une onde incidente (ou progressive) comme suit :

$$\Gamma(x) = \frac{V^- e^{\gamma x}}{V^+ e^{-\gamma x}} = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c}. \quad (1.22)$$

La réflectométrie s'est inspirée de ce phénomène de réflexion pour assurer le diagnostic des câbles. Dans le cas d'un défaut franc (circuit ouvert ou court-circuit), il est très facile de déterminer la nature de la discontinuité selon la valeur de l'impédance de charge Z_l .

- Si $|Z_l| = 0\Omega$, alors l'onde incidente rencontre un court-circuit et est réfléchiée avec un coefficient $\Gamma(l) = -1$. L'onde réfléchiée a la même amplitude que celle incidente mais de signe opposé.
- Si $|Z_l| = \infty$, alors l'onde incidente rencontre un circuit ouvert et est réfléchiée avec un coefficient $\Gamma(l) = 1$. L'onde réfléchiée a la même amplitude et le même signe que celle incidente.
- Si $|Z_l| = |Z_c|$, alors l'onde incidente ne sera jamais réfléchiée ($\Gamma(l) = 0$). Dans ce cas, on dit que la fin de la ligne est *adaptée*.

La réflectométrie permet, non seulement de déterminer la nature de la discontinuité mais aussi de la localiser grâce à la relation suivante :

$$d = \frac{\tau v_p}{2} \quad (1.23)$$

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, elle est donnée comme suit :

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \Rightarrow v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.24)$$

Bien que la connaissance de L et C ne soit pas garantie, la vitesse de propagation est souvent donnée par le constructeur du câble.

Dans le cas d'un défaut non franc, la différence entre l'impédance de charge et l'impédance caractéristique est très faible. Elle se traduit par une très faible réflexion par rapport à celle d'un défaut franc. Dans ce cas, seule une partie de l'onde est réfléchie vers le point d'injection alors que l'autre partie de l'onde poursuit sa propagation dans la ligne. 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 :

$$T(x) = \frac{V(x, t)}{V^+ e^{-\gamma x}} = \frac{V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x}}{V^+ e^{-\gamma x}} = 1 + \Gamma(x). \quad (1.25)$$

Dans les méthodes existantes de réflectométrie, la partie transmise du signal est ignorée. Cependant, nous allons montrer au cours de cette étude que cette partie pourrait être importante pour améliorer la qualité du diagnostic dans les réseaux filaires de topologies complexes.

Le modèle RLCG permet de déterminer les paramètres primaires $\{R, L, C \text{ et } G\}$ et secondaires $\{Z_c, \gamma\}$ d'une ligne de transmission. Pour mieux comprendre le mode de fonctionnement de la réflectométrie, on fait appel à un modèle fréquentiel pour simuler la présence d'un défaut franc ou non franc dans un réseau de simple topologie (ligne de transmission) ou de topologie complexe (réseau en Y, réseau en étoile, etc.)

1.3.1.2 Simulation d'un défaut franc par la matrice de répartition

La simulation de la réflectométrie peut se faire par un modèle fréquentiel basé sur les paramètres S appelé *matrice de répartition*. Cette matrice permet de décrire le comportement électrique d'un réseau linéaire. Dans la pratique, les paramètres S sont mesurés par un appareil appelé *analyseur du réseau*. Les paramètres S sont obtenus en injectant une onde à un port et en mesurant par suite l'onde réfléchie au même port et l'onde qui sort des autres ports dans un circuit à N ports.

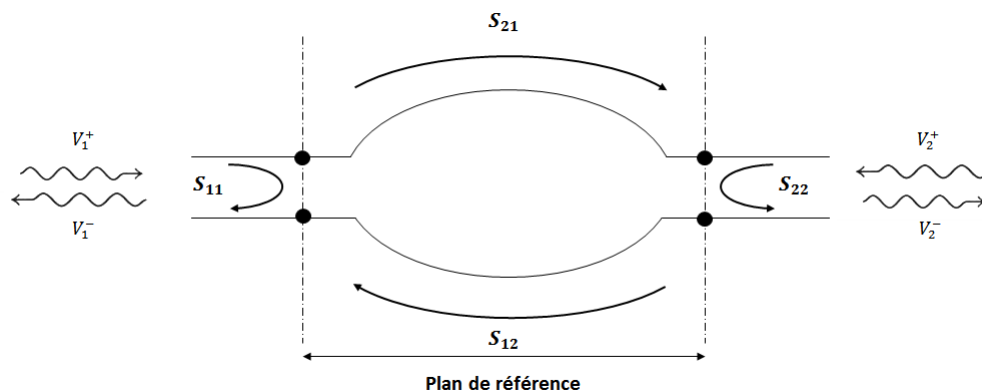


FIGURE 1.13: Matrice de répartition d'un quadripôle à deux ports.

Plus précisément, chaque segment de câble est considéré comme un quadripôle à deux ports avec une matrice 2×2 des paramètres S . La figure 1.13 montre la matrice de répartition d'un segment de câble. Les paramètres S relient les ondes qui sortent du port aux ondes qui entrent. La

matrice de répartition est alors définie par :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

où S_{11} et S_{22} représentent les coefficients de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée et à la sortie quand l'entrée est adaptée, respectivement. S_{12} est le coefficient de transmission inverse lorsque l'entrée est adaptée. S_{21} est le coefficient de transmission directe lorsque la sortie est adaptée. On peut aussi écrire la relation matricielle de (1.26) de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \\ V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \end{cases} \quad (1.27)$$

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 réfléchie à la charge. Dans ce cas, le coefficient de réflexion au niveau du port 2 est donné comme suit :

$$\Gamma_2 = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c}. \quad (1.28)$$

avec Z_l , l'impédance de la charge et Z_c , l'impédance caractéristique de la ligne. La relation de l'équation (1.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_1^- - S_{11}V_1^+ = S_{12}V_2^+ = S_{12}\Gamma_2V_2^- \\ V_2^- - S_{21}V_1^+ = S_{22}V_2^+ = S_{22}\Gamma_2V_2^- \end{cases} \quad (1.29)$$

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 :

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - \Gamma_2S_{22}}. \quad (1.30)$$

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

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{22}}. \quad (1.31)$$

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

$$\Gamma_1 = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}}. \quad (1.32)$$

La figure 1.14 montre le réflectogramme dans le cas d'une simple ligne de transmission de longueur 50 m. Le circuit ouvert est représenté par un pic positif presque de même amplitude que l'onde incidente. Par contre, le court-circuit est identifié par un pic négatif (dans le sens inverse de celui du circuit ouvert).

L'atténuation de l'amplitude est due aux phénomènes de propagation présents sur la ligne. En effet, ce phénomène est justifié par la présence des paramètres R et G dans la constante de propagation (1.16). Ils représentent les pertes dans la ligne subies par le signal incident au cours

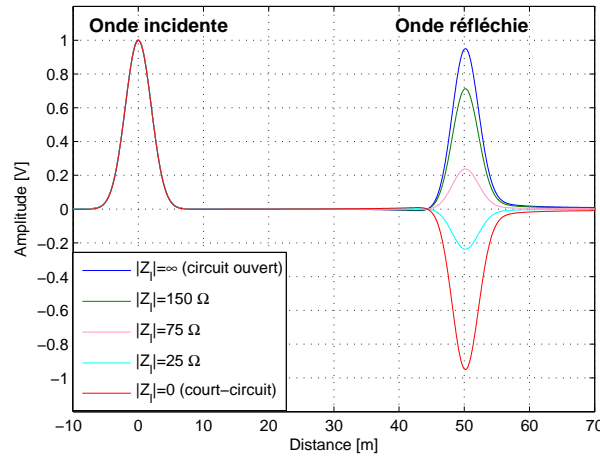


FIGURE 1.14: Réflectogrammes pour différentes valeurs de Z_l sur un câble coaxial d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ et de longueur $l = 50$ m.

de sa propagation.

La réflectométrie n'est pas limitée au diagnostic des lignes de transmission, mais elle peut être appliquée à des réseaux filaires de topologies plus 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 avec $n > 2$ comme illustré par la figure 1.15. Si $n = 2$, on trouve la topologie en Y. 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.

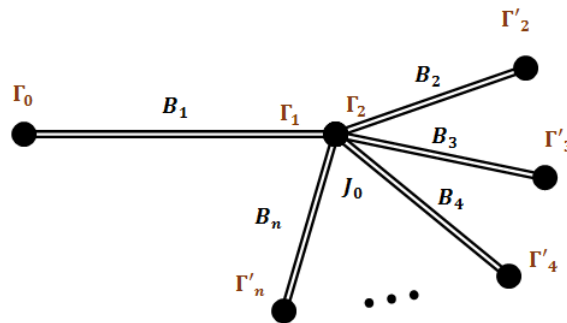


FIGURE 1.15: Schéma d'une structure en étoile.

On calcule d'abord la matrice S au niveau de la jonction. Puisque cette dernière est symétrique (aucune ligne n'est privilégiée), la matrice S l'est aussi. Pour chaque port i , le coefficient de réflexion de l'impédance équivalente aux $(n - 1)$ lignes en parallèle est exprimé de la façon suivante :

$$S_{ii} = \frac{Z_i - Z_c}{Z_i + Z_c} = \frac{2 - n}{n}, \text{ avec } Z_i = \frac{Z_c}{n - 1} \quad (1.33)$$

Le coefficient de transmission du port i vers le port $j \neq i$ est donné comme suit :

$$S_{ij} = \sqrt{\frac{1 - S_{ii}^2}{n - 1}} = \frac{2}{n}. \quad (1.34)$$

On peut alors écrire la matrice S de la jonction de la façon suivante :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{2-n}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \frac{2}{n} & \frac{2-n}{n} & \dots & \frac{2}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{2}{n} & \frac{2}{n} & \dots & \frac{2-n}{n} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Comme la matrice S relie les ondes entrantes V_i^+ et sortantes V_i^- pour chaque port i de la jonction, on peut écrire le système d'équation suivant :

$$n[V^-] = 2[1]_n[V^+] - n[V^+]. \quad (1.36)$$

où $[1]_n$ est la matrice d'unité de rang n . On obtient ainsi l'expression du coefficient du réflexion équivalent à la jonction :

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{2-n}{n} + \frac{4 \sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i}}{n \left(n - 2 \sum_{i=2}^n \frac{\Gamma_i}{1+\Gamma_i} \right)}. \quad (1.37)$$

Les détails du calcul effectué pour obtenir la relation (1.37) sont donnés en [13].

On remarque que le coefficient de réflexion équivalent à la jonction calculé dans (1.37) 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 (1.37). A titre d'exemple, on considère un réseau en Y avec une jonction qui relie les deux lignes B_2 et B_3 à une première ligne B_1 . Les trois lignes B_1 , B_2 et B_3 sont de longueurs respectives $l_1=20$ m, $l_2=25$ m et $l_3=15$ m. Elles sont supposées de caractéristiques primaires et secondaires identiques. Le point d'injection du signal est le port Γ_0 . On simule un circuit ouvert en bout de chaque ligne B_2 et B_3 . Le signal injecté va se propager le long de la ligne B_1 jusqu'à rencontrer la discontinuité d'impédance au niveau de la jonction. Le tiers de l'énergie du signal est réfléchi vers le point d'injection. Il est ensuite absorbé par la charge du générateur supposée adaptée. Par contre, la partie transmise du signal au niveau de la jonction se divise pour se propager dans les lignes B_2 et B_3 et est réfléchi respectivement par les défauts francs (circuit-ouvert) au bout des lignes B_2 et B_3 . Puis, les signaux réfléchis se propagent de nouveau vers la jonction. Enfin, ils se divisent respectivement au niveau de la jonction pour se propager de nouveau dans les trois lignes B_1 , B_2 et B_3 et ainsi de suite jusqu'à l'atténuation totale du signal. La figure 1.16 illustre les différents scénarios d'allers-retours du signal dans le réseau comme décrit auparavant.

La figure 1.17 montre le réflectogramme dans le réseau en Y illustré dans la figure 1.16. 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 B_3 . Il est situé à 35 m du point d'injection. De même, le troisième pic correspond au circuit ouvert à la fin de la ligne B_2 positionné à 45 m du point d'injection.

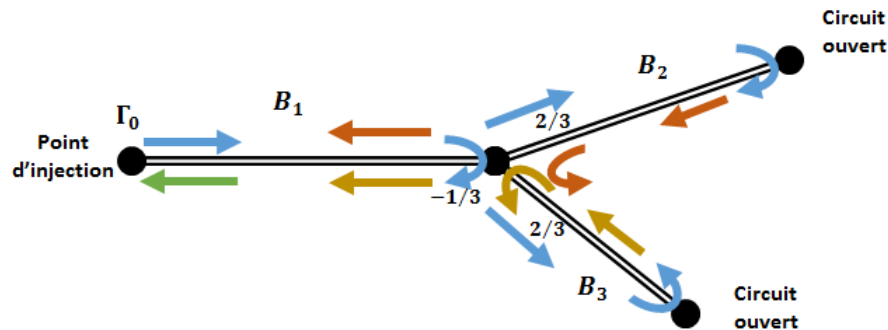


FIGURE 1.16: Chemins multiples dans un réseau en Y.

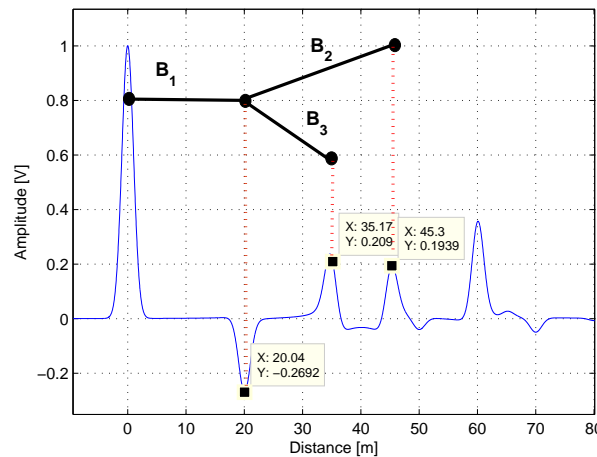


FIGURE 1.17: Réflectogramme d'un réseau en Y avec un circuit ouvert à la fin de la ligne B_2 et B_3 .

Enfin, les autres pics sont les différents allers-retours du signal de test dans le réseau jusqu'à son atténuation. La fenêtre de simulation est limitée à 80 m dans ce cas.

La complexité de calcul du coefficient de réflexion et de transmission va de pair avec la complexité du réseau filaire. Pour cela, un autre formalisme en fréquentiel est préférable pour simuler un défaut non franc même dans un réseau complexe. Ce formalisme s'appelle *la matrice chaîne* ou ABCD.

1.3.1.3 Simulation d'un défaut non franc par la matrice chaîne

Bien que la matrice de répartition soit efficace pour la simulation d'un défaut franc sur le réseau, le formalisme de la matrice ABCD est préférable dans le cas d'un réseau ramifié. En effet, la matrice ABCD permet de modéliser un réseau ramifié par une simple cascade des matrices ABCD correspondant aux branches qui le constituent. Le formalisme ABCD permet de prendre en compte les défauts non francs. Il permet en effet de simuler les variations locales de l'un des

paramètres R , L , C et G .

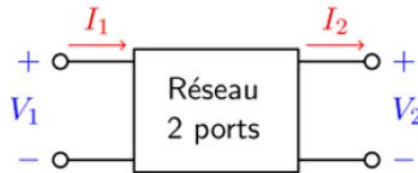


FIGURE 1.18: Matrice ABCD d'un réseau à deux ports.

La matrice ABCD est seulement définie dans le cas d'un réseau à deux ports comme montré dans la figure 1.18. Elle permet de relier les entrées d'un circuit aux sorties de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.38)$$

V_1 et I_1 représentent la tension et le courant au niveau du port 1, respectivement. De même, pour le port 2, où V_2 et I_2 représentent, également, la tension et le courant. Pour une ligne de transmission, de longueur l , d'impédance caractéristique Z_c et de constante de propagation γ , la matrice ABCD s'écrit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ \left(\frac{1}{Z_c}\right) \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

L'utilité de la matrice ABCD vient du fait qu'on peut reproduire des structures complexes avec seulement des circuits de base. Dans le cas d'un court-circuit à la fin de la ligne ($V_2 = 0$), son impédance équivalente est obtenue par :

$$Z_{cc} = \frac{AZ'_{cc} + B}{CZ'_{cc} + D} = \frac{B}{D}, \text{ avec } Z'_{cc} = 0. \quad (1.40)$$

Dans le cas d'un circuit-ouvert à la fin de la ligne ($I_2 = 0$), son impédance équivalente est obtenue par :

$$Z_{co} = \frac{AZ'_{co} + B}{CZ'_{co} + D} = \frac{A}{C}, \text{ avec } Z'_{co} = \infty. \quad (1.41)$$

Le formalisme ABCD est bien adapté à la prise en compte de défauts non francs. Pour positionner un défaut non franc sur une ligne homogène de longueur $l = l_1 + d + l_2$, il suffit de cascader 3 tronçons : un tronçon sans défaut de longueur l_1 , le défaut de longueur d et un tronçon sans défaut de longueur l_2 . Les deux tronçons sans défaut sont définis par des paramètres primaires R , L , C et G ou des paramètres secondaires Z_c et v_p . Le défaut non franc est défini comme une variation locale de ces paramètres. Les matrices de ces tronçons sont écrites selon l'équation (1.39). Elles sont ensuite multipliées entre elles pour obtenir la matrice ABCD équivalente à la ligne.

La figure 1.19 montre une ligne de transmission sans perte de longueur 60 m avec une impédance caractéristique $Z_c = 100\Omega$. La ligne présente un défaut non franc à une distance 19.5 m du point d'injection et un défaut franc de type circuit-ouvert à son extrémité. L'amplitude du défaut non franc est très faible par rapport à celle du défaut franc, ce qui rend sa détection et localisation difficile dans certaines conditions. L'amplitude du défaut non franc augmente avec

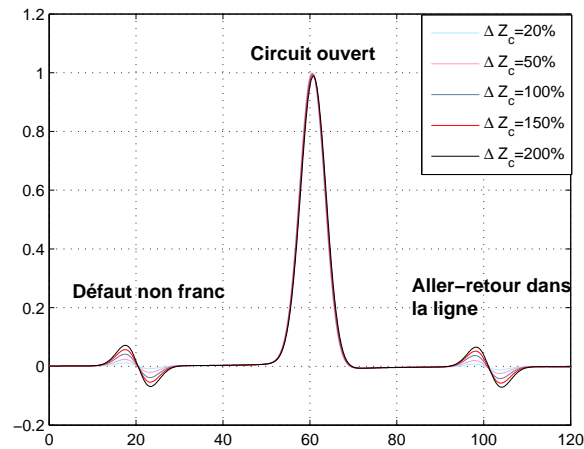


FIGURE 1.19: Réflectogramme d'une ligne de transmission avec un défaut non franc et un circuit ouvert.

l'augmentation de la variation de l'impédance caractéristique du câble.

Dans le cas d'un réseau plus complexe tel qu'un réseau en Y, la matrice ABCD trouve tout son intérêt pour la détection d'un défaut non franc. En effet, la matrice ABCD permet de prendre en compte des changements dans la ligne par cascade des matrices des différents tronçons et faciliter ainsi le calcul du coefficient de réflexion. A titre d'exemple, on considère un réseau en Y constitué de trois branches B_1 , B_2 et B_3 de longueurs $l_1=50$ m, $l_2=65$ m et $l_3=110$ m. Un défaut non franc de 50 cm à une distance de 70 m du point d'injection est présent sur la branche B_2 . La figure 1.20 montre le réflectogramme correspondant. Le premier pic correspond à la première jonction. Ensuite, on trouve le pic d'amplitude très faible qui correspond à un défaut non franc. Puis, on trouve les deux pics dus aux circuits ouverts présents aux extrémités des lignes B_2 et B_3 . Les autres pics sont des allers-retours du signal incident dans le réseau jusqu'à son atténuation. La fenêtre de simulation dans ce cas est fixée à 350 m.

L'inconvénient principal de la réflectométrie est qu'un réseau de topologie arborescente donne lieu à des signaux complexes et très difficiles à analyser comme nous le montrons dans l'annexe A. La réflectométrie requiert donc une certaine puissance de calcul et une bonne maîtrise pour pouvoir tirer des conclusions utiles. Pour cela, plusieurs méthodes de réflectométrie ont été proposées afin de surmonter les difficultés rencontrées par la réflectométrie dans certaines circonstances. Certaines de ces méthodes sont présentées dans la section suivante.

1.3.2 Introduction des méthodes de réflectométrie

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

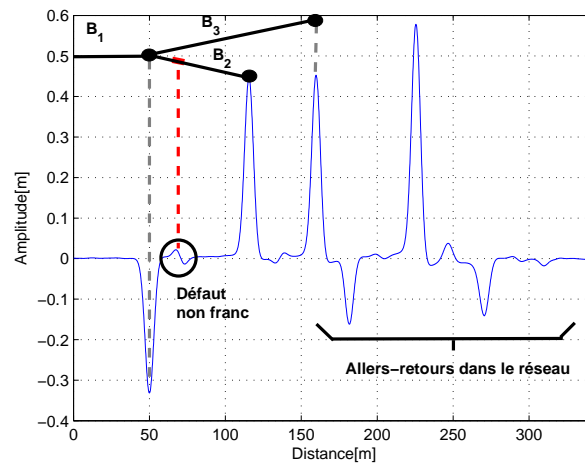


FIGURE 1.20: Réflectogramme d'un réseau en Y avec un défaut non franc.

1.3.2.1 Réflectométrie dans le domaine fréquentiel

La réflectométrie dans le domaine fréquentiel ou FDR (**F**requency **D**omain **R**eflectometry) est basée sur l'injection d'un signal sinusoïdal dont la fréquence varie linéairement au cours du temps [25]. Ce signal, connu sous le nom d'un signal "chirp", est donné par l'expression (1.42) suivante :

$$x(t) = A \cos(\theta(t) + \phi). \quad (1.42)$$

Le signal "chirp" est caractérisé par son amplitude (A), sa phase (ϕ) et sa fréquence $\theta(t)$ [26] comme le montre la figure 1.21. Enfin, l'analyse de l'une des caractéristiques (amplitude, fréquence et phase), pour localiser la discontinuité d'impédance, a donné naissance à trois variantes de la méthode FDR. Il s'agit respectivement de la SWR (**S**tanding **W**ave **R**eflectometry), la FMCW (**F**requency **M**odulated **C**ontinuous **W**ave) et la PDFDR (**P**hase **D**etection **F**requency **D**omain **R**eflectometry). La méthode SWR consiste à mesurer les maxima et les valeurs nulles de l'onde stationnaire, obtenue par la superposition des ondes incidente et réfléchie, pour en extraire l'information sur la nature et la position de la discontinuité d'impédance [27]. Le principe de la méthode FMCW [28] et PDFDR [29] consiste à mesurer, respectivement, le décalage en fréquence et en phase, entre l'onde émise et l'onde réfléchie. Une étude approfondie des méthodes de réflectométrie dans le domaine fréquentiel est fournie dans [6].

La méthode de réflectométrie dans le domaine fréquentiel est difficile à interpréter car elle est basée sur l'injection d'un ensemble d'ondes sinusoïdales et de l'analyse de l'onde stationnaire résultante de la superposition entre les ondes incidentes et celles réfléchies. Certes cette analyse est assez facile dans un réseau point à point, mais elle devient compliquée dans les réseaux complexes vue la difficulté de l'analyse de l'interaction d'un grand nombre d'ondes [30]. Pour cette raison, on préfère généralement les méthodes de réflectométrie dans le domaine temporel qui obéissent aux contraintes du diagnostic embarqué que nous présenterons plus tard.

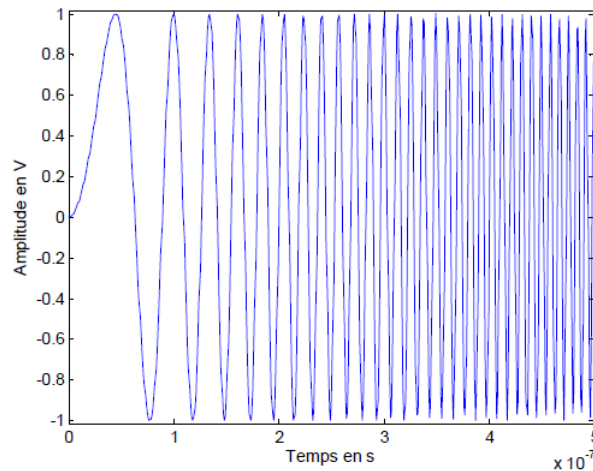


FIGURE 1.21: Signal “chirp” linéaire en fréquence pour une application FDR.

1.3.2.2 Réflectométrie dans le domaine temporel

La réflectométrie dans le domaine temporel (**T**ime **D**omain **R**eflectometry ou TDR) est basée sur l’injection d’un signal de sonde sous forme d’une impulsion gaussienne ou d’un échelon de tension. Ensuite, le signal mesuré au point d’injection est principalement constitué de multiples échos sous forme de pics, plus ou moins retardés dans le temps. Chaque écho représente le temps d’aller-retour τ entre le point d’injection et la discontinuité rencontrée. Par suite, l’analyse du réflectogramme permet de localiser la discontinuité à condition que la vitesse de propagation soit connue. Plus loin, la forme et l’amplitude de chaque écho dans le réflectogramme permet d’identifier la nature de la discontinuité.

Lorsque le signal émis est une fonction gaussienne centrée en zéro, il s’écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = Ae^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2}. \quad (1.43)$$

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

On notera que les simulations de la réponse de la réflectométrie qui ont été faites dans les sections 1.3.1.2 et 1.3.1.3 ont utilisé une impulsion gaussienne. Ceci explique la présence des pics sous forme gaussienne sur le réflectogramme. Bien que la méthode TDR soit la plus utilisée grâce à sa simplicité [31], elle ne permet pas d’accomplir la compatibilité électromagnétique (CEM) et de respecter les contraintes spécifiques aux systèmes embarqués.

Par ailleurs, la propagation de l’impulsion de la TDR, en haute fréquence, peut subir deux phénomènes : la dispersion et l’atténuation comme le montre la figure 1.22. L’atténuation du signal est due principalement à la résistance du câble. Elle se manifeste par la diminution de son amplitude au cours de sa propagation et limite ainsi les performances du diagnostic en termes de longueur de câble. La dispersion peut être expliquée par la variation de la constante de propagation, donc de la vitesse de propagation, avec la fréquence. Elle se traduit par la déformation et l’étalement de l’impulsion. En effet, un signal de test qui a un support fréquentiel étendu (impulsion gaussienne ou rectangulaire par exemple) peut voir ses composantes à basse fréquence se propager différemment (plus lentement) qu’à haute fréquence. Cela affecte la précision de

localisation des pics et donc celle de la méthode surtout dans les câbles de longues distances [30].

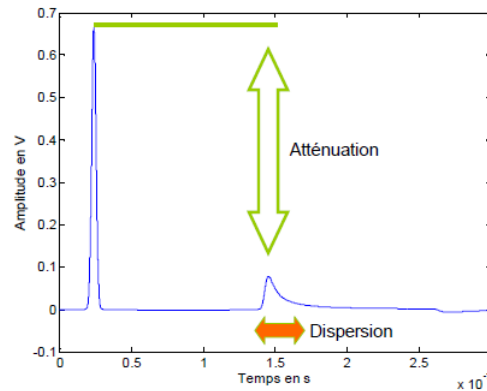


FIGURE 1.22: Dispersion et atténuation du signal de test [20].

En outre, l'énergie de l'impulsion est désormais limitée par sa durée T . Donc, pour faire face aux problèmes d'atténuation de l'impulsion lors de sa propagation, il suffit d'augmenter son amplitude. Il est possible aussi d'utiliser la compression de l'impulsion [32]. Il s'agit d'injecter un signal binaire pseudo-aléatoire et de calculer ensuite la corrélation entre le signal injecté et le signal mesuré pour obtenir le réflectogramme. L'idée de marier la TDR avec les techniques d'étalement de spectre largement connues dans le domaine de la communication numérique a donné naissance à de nouvelles méthodes de réflectométrie utilisant les séquences pseudo-aléatoires comme signal de test. Ces nouvelles méthodes s'appellent la réflectométrie dans le domaine temporel par séquence directe (en anglais STDR : **Sequence TDR**) et la réflectométrie dans le domaine temporel par étalement de spectre (en anglais SSTDR : **Spread Spectrum TDR**).

Les méthodes de réflectométrie dans le domaine temporel sont intéressantes dans le cas d'un réseau complexe. Elles permettent la construction d'un réflectogramme où chaque pic est associé à une discontinuité présente sur le réseau [30].

1.3.3 Évaluation des performances de la réflectométrie

Les performances d'une méthode de diagnostic sont évaluées par sa capacité à détecter et à localiser un défaut avec précision. Une fois que le défaut est détecté, un opérateur de maintenance doit accéder au câble défectueux pour le réparer ou le remplacer. Cette intervention n'est pas facile surtout dans le cas d'un système complexe qui compte des milliers de kilomètres de câbles cachés sous des structures lourdes comme dans le cas de l'avionique. Par ailleurs, elle nécessite le déploiement de plusieurs ressources (temps, argent, personnes, appareils, etc). Le besoin d'avoir une information précise sur la localisation du défaut afin d'éviter les interventions inutiles est donc important.

Les méthodes de réflectométrie ont prouvé leur efficacité à détecter les défauts dans les réseaux filaires, même de topologies complexes (réseau en Y, bus CAN, etc.). Cependant, elles se trouvent confrontées à certaines contraintes inhérentes à la méthode elle-même ou à la physique du problème. On peut évoquer : le bruit de mesure, l'inhomogénéité de propagation, la zone

aveugle, l'ambiguïté de localisation, les problèmes d'interférence, etc.

Lorsque les câbles font partie d'un système critique, certains défauts peuvent avoir des conséquences dramatiques. Il est ainsi intéressant d'effectuer un diagnostic en continu pour surveiller l'état du réseau en temps réel. La réflectométrie est la seule technique qui puisse s'intégrer dans le système embarqué [20]. Néanmoins, cette intégration du diagnostic a révélé de sévères contraintes liées à la taille et au coût du système de diagnostic d'une part, et à la complexité des traitements (bande passante, temps d'échantillonnage, déconvolution, etc.) d'autre part.

L'intégration du système de diagnostic permet d'effectuer un diagnostic du réseau pendant qu'il est utilisé par d'autres systèmes. On parle ici du "diagnostic en ligne" [33]. Le diagnostic en ligne permet de se trouver dans les conditions réelles du système et conduit à un meilleur diagnostic. Cependant, la contrainte d'innocuité du diagnostic sur le réseau se doit être respectée. En effet, les signaux de test ne doivent pas s'interférer avec les signaux du système afin d'éviter de perturber son fonctionnement.

Les méthodes de réflectométrie voient leur précision de localisation du défaut se dégrader avec l'augmentation de la longueur de câbles. Ceci est dû aux phénomènes d'atténuation et de dispersion subis par le signal de test au cours de sa propagation. Si les défauts sont proches d'un connecteur ou d'une jonction, il est difficile alors de localiser le défaut avec précision. Plus loin, si le système de diagnostic n'est pas adapté à son entrée avec le réseau, une partie du signal de test est directement renvoyée vers le point d'injection sans se propager dans le réseau. Ceci se traduit par un pic au début du réflectogramme qui peut masquer la présence d'un autre défaut proche du point d'injection (zone aveugle). Il faut dans ce cas affiner les méthodes par un choix spécifique des signaux de test ou distribuer les mesures en différents points du réseau. On parle ici du "diagnostic distribué" [6].

La distributivité du diagnostic permet de résoudre les problèmes liés à la zone aveugle et à l'ambiguïté de localisation du défaut dans un réseau ramifié. Cependant, cette solution a révélé de nombreuses contraintes telles que le coût du diagnostic, les problèmes d'interférence, la fiabilité des mesures, etc. Ces contraintes s'aggravent lorsque la distributivité est appliquée dans le contexte d'un diagnostic embarqué.

Un autre point critique peut influencer la précision de la localisation d'un défaut et mettre en péril ainsi la qualité du diagnostic. Il s'agit de la vitesse de propagation qui permet de localiser le défaut sur le câble comme décrit dans l'équation (1.23). En effet, la vitesse de propagation dépend de l'état du câble. Par exemple, le vieillissement du câble peut faire varier la vitesse de propagation [34]. D'autres paramètres peuvent influencer la précision de localisation d'un défaut.

Quel que soit le contexte du diagnostic (externe ou embarqué, en ligne ou non, topologie simple ou ramifiée, défaut franc ou non franc), la précision de localisation d'un défaut reste toujours un critère primordial. Pour cela, une mise en place de différentes stratégies de diagnostic embarqué dans les réseaux filaires complexes est nécessaire pour garantir un résultat optimal.

Conclusion

Ce chapitre a présenté le cadre de travail ainsi que les problématiques rencontrées. En effet, l'exposition des câbles à diverses contraintes agressives a causé l'apparition des défauts francs et non francs. Par ailleurs, l'augmentation de la longueur des câbles a entraîné l'augmentation de la complexité des réseaux filaires. Dans ce contexte, la méthode de réflectométrie apparaît comme la plus adéquate pour détecter et localiser un ou multiples défaut(s) dans les réseaux filaires.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la réflectométrie, ce chapitre a décrit les phénomènes de propagation dans les lignes électriques. Il a montré également que la réponse de la réflectométrie peut être modélisée même dans les réseaux filaires complexes. Néanmoins, la difficulté de l'analyse de la réponse de la réflectométrie augmente avec la complexité du réseau. Ceci entraîne la dégradation de la précision de localisation et par suite la qualité du diagnostic. Ce problème s'aggrave dans le cas d'un défaut non franc qui peut être "noyé" dans les différents échos du signal.

Ce chapitre a souligné ensuite que certains défauts peuvent avoir des conséquences tragiques lorsque les câbles font partie des systèmes critiques pour lesquels la sécurité est un enjeu. Ceci a créé le besoin d'effectuer un diagnostic en ligne permettant de détecter et localiser, en temps réel, les défauts avec précision. Ce besoin implique d'embarquer le diagnostic dans le système où les réseaux filaires complexes opèrent. Cependant, plusieurs problèmes liés à l'interférence entre les signaux ont fait surface. Ces problèmes ne font que s'aggraver dans le cas d'un réseau ramifié où un problème d'ambiguïté lié à la localisation du défaut vient se rajouter. De cela naît de multiples problématiques qui ont nécessité la mise en place de différentes stratégies pour assurer un diagnostic en ligne des réseaux filaires complexes.

Références Bibliographiques

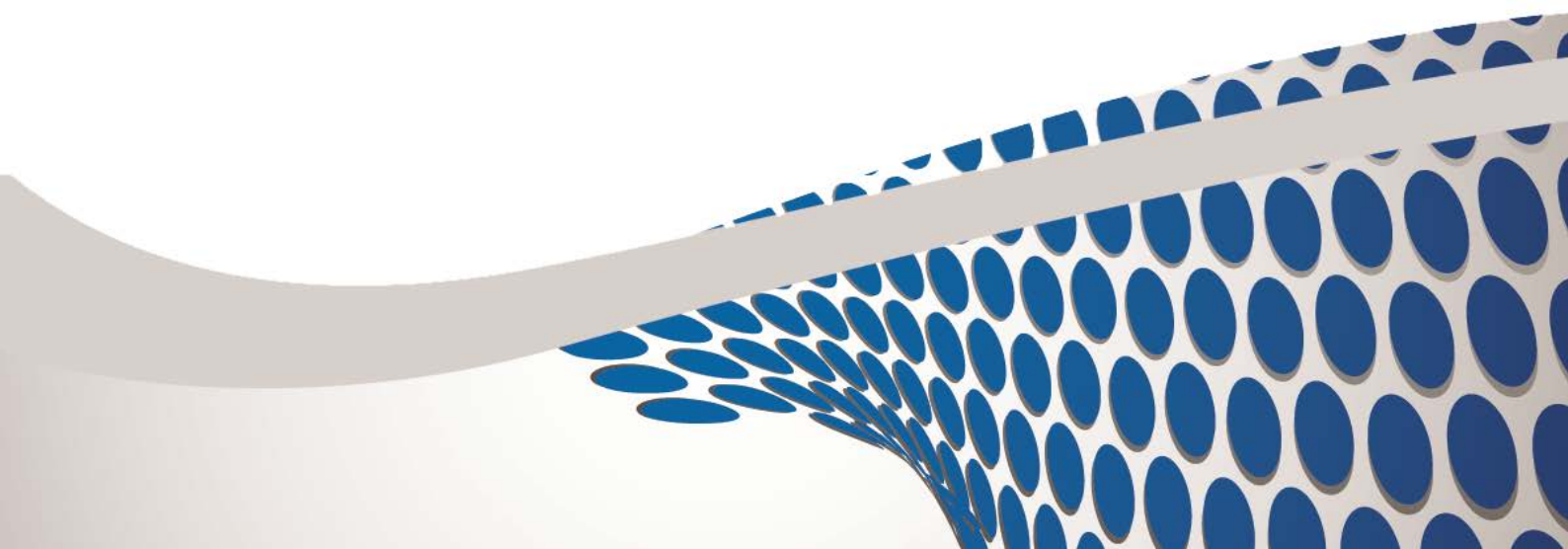
- [1] A.H. Affel and G. Estill. Coaxial Conductor System, May 03 1932. US Patent 1,856,204.
- [2] Schéma décennal de développement du réseau de transport d'électricité. Technical Report Edition 2013, Réseau de Transport d'Electricité (RTE), Février 2014.
- [3] John Densley. Ageing Mechanisms and Diagnostics for Power Cables - an overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 17(1) :14–22, Jan 2001.
- [4] C. Pavot and J. Liottin. Câbles aéronautiques. *Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE)*, (6-7) :55–56, Juin-Juillet 2003.
- [5] G. Slenski. Aircraft Wiring System Integrity Initiatives. *Material directorate, Air Force Research Laboratory, OH, USA*.
- [6] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie*. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin 2007.
- [7] P. Tanguy. *Étude et optimisations d'une communication à haut débit par courant porteur en ligne pour l'automobile*. PhD thesis, INSA Rennes, Juin 2012.
- [8] C. Furse and R. Haupt. Down to the Wire : Aging, brittle wiring within aircraft poses a hidden hazard that emerging technologies aim to address. *IEEE Spectrum*, pages 34–39, February 2001.
- [9] A. Suard. Les coeurs sous-marins, coeurs des réseaux de télécommunications. *La Jaune et la Rouge*, 644, 2009.
- [10] Exportations chinoises de câbles sous-marins de fibre optique vers les Etats-Unis et l'Europe, Janvier 2012. <http://french.peopledaily.com.cn/Economie/7705339.html>.
- [11] R. Pappas. Aging Systems Research Program. *DER Recurrent Seminar*, September 2000.
- [12] E. Cortright. Report of the Apollo 13 Review Board. Technical report, NASA, 1970.
- [13] F. Auzanneau and N. Ravot. Détection et localisation de défauts dans des réseaux filaires de topologie complexe. *Annales des Télécommunications*, 62(1-2) :193–213, Janvier 2007.
- [14] G. Slensky. Aircraft Wiring System Integrity Initiatives. Technical report, Air Force Research Laboratory, AFRL/MLSA WPAFB, OH 45433.
- [15] D. Lee and P. Arnason. U.S. Navy Wiring Systems Lessons Learned. In *Joint Conference on Aging Aircraft*, 2000.
- [16] K. R. Wheeler, D. A. Timucin, I. X. Twombly, K. F. Goebel, and P. F. Wysocki. Aging Aircraft Wiring Fault Detection Survey. Technical Report V.1.0, NASA Ames Research Center, Moffett Field CA 94035, June 2007.
- [17] O.I. Gilbertson. *Electrical Cables for Power and Signal Transmission*. A Wiley-Interscience publication. John Wiley, 2000.

- [18] Aircraft accident report : In-flight breakup over the atlantic ocean. Technical report, National Transportation Safety Board, Near East Moriches, New York, July 1996.
- [19] H.M. Hashemian. State-of-the-Art Predictive Maintenance Techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(1) :226–236, Jan 2011.
- [20] F. Auzanneau. Diagnostic Filaire : Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes. *Recherche et Innovation des Techniques de l'Ingénieur*, pages 1–11, May 2010.
- [21] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. *IEEE Sensors Journal*, 5(6) :1469–1478, Dec 2005.
- [22] J. Schonfeld, O. Greulich, A. Patterson-Hine, L. Lee, J. Cockrell, and L. Hofland. Wiring Integrity Research (WIRE) Pilot Study. Technical report, Design for Safety Initiative, August 2000.
- [23] You Chung Chung, N.N. Amarnath, and C.M. Furse. Capacitance and Inductance Sensor Circuits for Detecting the Lengths of Open- and Short-Circuited Wires. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(8) :2495–2502, Aug 2009.
- [24] R.E. Collin. *Foundations for Microwave Engeneering, 2ND ED*. Wiley India Pvt. Limited, 2007.
- [25] C. Furse, You Chung Chung, R. Dangol, M. Nielsen, G. Mabey, and R. Woodward. Frequency-Domain Reflectometry for On-board Testing of Aging Aircraft Wiring. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 45(2) :306–315, May 2003.
- [26] C. Furse, Y. Chung, Y. Chet, and P. Pondalaya. A Critical Comparison of Reflectometry Methods for Location of Wiring Faults. *Smart Structures and Systems*, 2(1) :25–46, December 2005.
- [27] N. Kamdor and C. Furse. An Inexpensive Distance Measuring System for Location of Robotic Vehicles. 3 :1498–1501 vol.3, July 1999.
- [28] C. Furse and N. Kamdar. An Inexpensive Distance Measuring System for Navigation of Robotic Vehicles. *Microwave and Optical Technology Letters*, 33(2) :84–87, 2002. <http://dx.doi.org/10.1002/mop.10241>.
- [29] You Chung Chung, C. Furse, and J. Pruitt. Application of Phase Detection Frequency Domain Reflectometry for Locating Faults in an F-18 Flight Control Harness. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(2) :327–334, May 2005.
- [30] F. Auzanneau. Wire Troubleshooting and Diagnosis : Review and Perspective. *Progress In Electromagnetics Research B*, 49 :253–279, 2013.
- [31] T. Engdahl. Time domain reflectometer (TDR). 2000. <http://www.epanorama.net/circuits/tdr.html>.

- [32] A. Lelong, C. M. Olivas, V. Degardin, and M. Lienard. Characterization of Electromagnetic Radiation Caused by On-Line Wire Diagnosis. In *General Assembly of International Union of Radio Science (URSI'08)*, Chicago, USA., August 2008.
- [33] A. Lelong. *Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes*. PhD thesis, Université des sciences et Technologies de Lille, Décembre 2010.
- [34] L. El Sahmarany. *Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie*. PhD thesis, Sciences pour l'Ingénieur de Clermont-Ferrand, 2013.

Présentation des stratégies de diagnostic en ligne appliquées aux réseaux filaires complexes

2



Sommaire

Introduction	41
2.1 Intégration du diagnostic dans un système embarqué	41
2.1.1 Diagnostic externe	41
2.1.2 Diagnostic embarqué	42
2.2 Présentation des stratégies du diagnostic en ligne	45
2.2.1 Réflectométrie par Séquence Directe	46
2.2.2 Réflectométrie par étalement du spectre	50
2.2.3 Réflectométrie multi-porteuse dans le domaine fréquentiel	51
2.2.4 Réflectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel	53
2.2.5 Récapitulation des méthodes de diagnostic en ligne	55
2.3 Présentation des stratégies du diagnostic distribué	56
2.3.1 Application de la réflectométrie par séquence M	59
2.3.2 Application des moyennes sélectives	60
2.3.3 Placement des réflectomètres	62
2.4 Synthèse des stratégies de diagnostic embarqué	64
Conclusion	66
Références Bibliographiques	68

Introduction

La mise en œuvre de la méthode de réflectométrie dépend de la problématique abordée : réseau simple ou complexe, diagnostic externe ou embarqué, défaut franc ou non franc, etc. Les travaux qui traitent de cette mise en œuvre sont désignés par “stratégies de diagnostic”. En effet, chaque stratégie doit respecter les contraintes liées à la problématique traitée pour répondre à un besoin spécifique du diagnostic.

L’objectif de ce chapitre est de présenter l’état de l’art des différentes stratégies proposées pour résoudre les problèmes rencontrés lors d’un diagnostic en ligne dans les réseaux filaires complexes. Pour chacune des stratégies existantes, on décrit son principe avant d’établir quelques unes de ses limites.

Pour cela, nous introduisons, dans la première section, le concept d’intégration du diagnostic par réflectométrie au sein d’une architecture embarquée qui comprend les modules suivants : génération du signal de test, acquisition du signal réfléchi et traitement du signal de mesure. Dans la deuxième section, nous étudions les méthodes de réflectométrie conçues pour effectuer un diagnostic en ligne telles que la réflectométrie par étalement du spectre ou la réflectométrie multi-porteuse. La plupart de ces méthodes ont été adaptées pour assurer un diagnostic distribué dans les réseaux filaires complexes comme présenté dans la troisième section. Ici, le placement des réflectomètres (nombre et position) permettant de répondre au besoin du diagnostic distribué est abordé. Enfin, pour terminer ce chapitre, deux tableaux récapitulatifs permettant de comparer les différentes méthodes du diagnostic en ligne et distribué sont présentés.

2.1 Intégration du diagnostic dans un système embarqué

2.1.1 Diagnostic externe

Suite à un problème de fonctionnement dans un câble, un opérateur de maintenance est amené à repérer l’anomalie et procéder à sa réparation. Pour cela, il lui suffit de brancher un système de diagnostic sur le câble déficient. Il peut ainsi indiquer la position et la nature du défaut éventuel. A titre d’exemple, l’utilisation d’un système de diagnostic par un garagiste permet de réduire le temps d’intervention dans une automobile. Il peut passer de deux jours à moins d’une heure pour chercher le défaut et le localiser [1]. Ce type de diagnostic est appelé “diagnostic externe”. La figure 2.1 montre un exemple d’un système de diagnostic permettant d’effectuer un diagnostic externe.

L’enjeu majeur d’un diagnostic externe est de fournir à l’opérateur de maintenance une information exploitable. Ceci n’est pas toujours garanti puisque la complexité d’un réflectogramme dépend non seulement de la topologie du réseau mais aussi des caractéristiques du défaut potentiel. En effet, si on a un écho du signal de test à chaque interconnexion avec ses différents allers-retours dans le réseau, on peut imaginer la complexité des signaux mesurés ainsi que la difficulté de l’analyse du réflectogramme correspondant dans le cas d’un réseau complexe. En outre, la présence d’un ou plusieurs défaut(s) sur le réseau accentue la complexité des signaux mesurés. Ceci peut entraîner une mauvaise interprétation du réflectogramme par l’opérateur de maintenance et détériorer ainsi la qualité du diagnostic.



FIGURE 2.1: Exemple d'un système de diagnostic externe.

2.1.2 Diagnostic embarqué

Lorsque les câbles font partie d'un système critique, certains défauts peuvent avoir des conséquences importantes (alimentation électrique interrompue, charge utile immobilisée, perte de communication entre des fonctions vitales, etc.). Il est nécessaire ainsi de mettre en place une surveillance de l'état du réseau filaire. Ceci implique l'intégration de la fonction diagnostic dans l'environnement natif du réseau de câbles. On parle ici de "diagnostic embarqué". Ce dernier a révélé de sévères contraintes en termes de coût, taille et complexité du diagnostic. En outre, la facilité d'intégration et la complexité du traitement sont deux critères majeurs à prendre en considération dans la conception d'un système de diagnostic embarqué. Par ailleurs, le respect des normes relatives au système cible où les réseaux filaires opèrent est une préoccupation majeure.

L'architecture du système de diagnostic embarqué doit prendre en compte l'ensemble de la chaîne de mesure jusqu'à la localisation du défaut. Elle compte trois fonctions principales : un module de génération du signal de test, un module d'acquisition du signal mesuré et un module de traitement. La figure 2.2 montre le synoptique de la fonction de diagnostic embarqué.

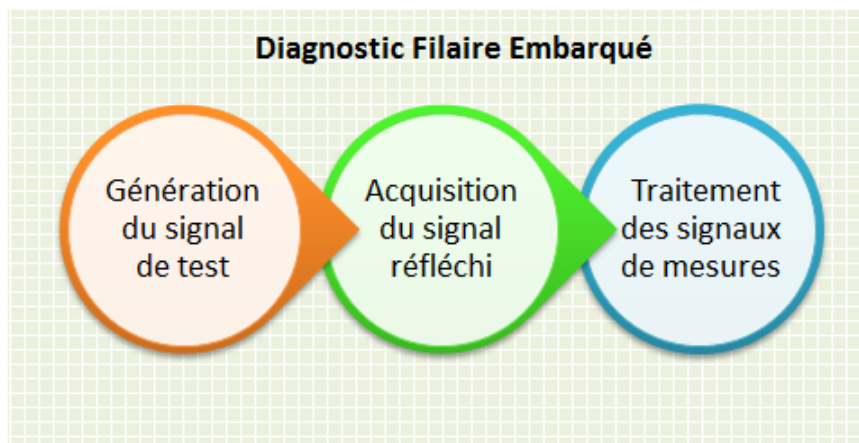


FIGURE 2.2: Synoptique de la fonction de diagnostic filaire embarqué.

2.1.2.1 Génération du signal de test

Dans le diagnostic embarqué, l'utilisation d'un signal numérique permet une conception plus simple et moins coûteuse en termes d'architecture [2]. Le signal \underline{s} est représenté par N échantillons et s'écrit sous la forme suivante :

$$\underline{s} = (s_0, s_1, \dots, s_n, \dots, s_{N-1})^T. \quad (2.1)$$

où T , la Transposée du vecteur \underline{s} .

On considère que le signal de test est périodique de période T_N . Le convertisseur numérique analogique (CNA) peut être représenté par un échantillonneur-bloqueur¹. Le signal $x(t)$ injecté sur le réseau est exprimé de la façon suivante :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \Pi_{T_s}(t - nT_s - kT_N). \quad (2.2)$$

où T_s , la période d'échantillonnage et T_N , la durée du signal où $T_N = NT_s$. L'échantillonneur-bloqueur est représenté par la fonction suivante :

$$\Pi_{T_s}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t \leq T_s. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.3)$$

2.1.2.2 Acquisition du signal réfléchi

A la réception, l'expression du signal mesuré est donné de la façon suivante :

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \int_0^{T_s} h(\tau + nT_s + kT_N) d\tau. \quad (2.4)$$

où $h(t)$, la réponse impulsionnelle du réseau. Si on considère que le signal injecté et le signal mesuré sont échantillonnés avec la même période T_s , on peut écrire le vecteur échantillonné \underline{y} de la façon suivante :

$$\underline{y} = (y_0, y_1, \dots, y_n, \dots, y_{N-1})^T. \quad (2.5)$$

En effet, l'intégrale dans l'équation (2.4) traduit un phénomène de filtrage passe-bas lié à la période d'échantillonnage du signal injecté et, par suite, à la largeur de l'impulsion [3]. En effet, plus la période d'échantillonnage T_s est grande, plus la largeur de l'impulsion est grande et plus l'analyse des pics proches devient difficile. Ainsi, pour améliorer la précision de mesure, un sur-échantillonnage est appliqué. Il s'agit de réduire la période d'échantillonnage du signal mesuré par un facteur d'échantillonnage η et la nouvelle période d'échantillonnage T'_s est donnée de la façon suivante :

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

Le sur-échantillonnage permet ainsi d'échantillonner le signal mesuré à une fréquence F_s très élevée par rapport à celle exigée dans le théorème de Shannon ($F_s \geq 2F_{max}$) où F_{max} est la bande

1. L'échantillonneur-bloqueur est un échantillonneur réel qui réalise la conversion après un temps T_s (la période d'échantillonnage). Pendant ce temps, la sortie du convertisseur reste constante.

passante du signal. Le vecteur représentant le signal mesuré dans (2.5) devient alors de longueur ηN et peut être exprimé comme suit :

$$\underline{y} = (y_0, y_1, \dots, y_n, \dots, y_{\eta N-1})^T. \quad (2.7)$$

Le sur-échantillonnage peut être réalisé par temps équivalent pour éviter de gêner le convertisseur analogique numérique (CAN) à la réception [4]. La précision de localisation du défaut dépend en première approximation de la fréquence d'échantillonnage F_s du signal de la façon suivante [1] :

$$\delta x = \frac{v_p}{2F_s}. \quad (2.8)$$

où v_p , la vitesse de propagation dans le câble et δx , la variation de la position autour de la localisation actuelle. Par exemple, une fréquence d'échantillonnage de 1 GHz peut donner une précision de près de 10 cm pour une vitesse de propagation égale à $2 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

2.1.2.3 Traitement des signaux de mesure

Le module de traitement est responsable des différentes opérations à réaliser sur les signaux de mesure pour estimer la réponse impulsionnelle du réseau $h(t)$ et en extraire les informations nécessaires sur son état. En effet, il constitue la partie la plus critique de l'architecture puisqu'il doit être à la fois performant et flexible. La performance dépend fortement de la complexité des opérations à réaliser alors que la flexibilité concerne surtout la variation du nombre d'échantillons. Celle-ci dépend surtout de la bande passante et de la longueur des câbles. Par ailleurs, le module de traitement envisage non seulement l'estimation de la réponse impulsionnelle du réseau mais aussi l'amélioration de la qualité des mesures.

Dans le cas d'un réseau ramifié, le réflectogramme peut être d'une forme très complexe, or il est nécessaire de fournir une information pointue pour faciliter le contrôle du réseau. La stratégie la plus simple est la comparaison différentielle entre la mesure et la référence. Cette dernière est acquise et mémorisée à partir d'un réseau sain (de préférence neuf) et parfaitement connecté. La référence doit strictement respecter les mêmes conditions que la mesure actuelle. Cette condition ne peut pas être satisfaite lorsqu'il y a des variations sensibles de la topologie ou de l'état du réseau. A titre d'exemple, les charges en fin de ligne peuvent changer sous l'effet des contraintes de leur environnement ou des équipements connectés, ce qui ne peut pas être considéré par le diagnostic comme un défaut [1]. Pour cela, il est intéressant de disposer de plusieurs références surtout lorsque le diagnostic est effectué en ligne comme nous le verrons plus tard.

Une autre stratégie basée sur l'analyse topologique est possible. Elle vise à reconstituer la topologie du réseau en exploitant uniquement soit les mesures acquises soit les modèles (i.e. le modèle RLCG) présentés auparavant dans la section 1.3.1.1 du chapitre 1. Les différences entre la topologie simulée et celle estimée peuvent indiquer la présence d'un défaut potentiel. La méthode d'analyse topologique ne demande pas une référence très précise. Cependant, elle nécessite le déploiement d'algorithmes assez lourds [5, 6, 7]. Elle n'est donc pas adaptée au diagnostic embarqué.

Il est nécessaire d'appliquer d'autres fonctions de traitement numérique du signal lorsque la mesure est bruitée ou erronée. Une première solution consiste à appliquer un filtrage numérique pour améliorer la qualité de la mesure. Il permet d'éliminer les artefacts dus aux appareils

d'acquisition, à la comptabilité électromagnétique (CEM), à la diaphonie, à la perte d'information, etc. Une deuxième solution consiste à appliquer une déconvolution pour remonter à la fonction de transfert du réseau. En effet, cette fonction comporte des informations sur la détection et la localisation du défaut. La déconvolution permet d'améliorer la précision de localisation. Néanmoins, elle est complexe dans un réseau ramifié et peut donner des résultats instables dans le cas d'un réseau bruité [1]. Enfin, l'extraction des signaux très faibles, comme ceux provoqués par les défauts non francs, requiert un traitement adapté [8]. Néanmoins, très peu de travaux ont étudié cette problématique dans le contexte embarqué.

L'utilisation des signaux numériques est une excellente solution pour une application embarquée. Ils peuvent être facilement intégrés dans un FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou un ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Il en est de même pour le module de traitement qui peut être facilement intégré dans un circuit numérique. Il est essentiel dans la mise en œuvre de la stratégie de diagnostic embarqué. Il doit être adapté à son contexte d'application (topologie simple ou complexe, diagnostic en ligne ou non, défaut franc ou non franc, etc.). La génération et l'acquisition des signaux numériques associés à un traitement du signal numérique constituent un système de diagnostic plus simple et performant par rapport à d'autres méthodes analogiques telles que la réflectométrie TDR et FDR.

L'intégration complète du système au sein d'une puce a permis la diffusion du diagnostic à grande échelle sur de nombreux réseaux dans différents domaines d'application (automobile, aéronautique, distribution de l'énergie, etc.). Le diagnostic embarqué a donné naissance à d'autres approches de diagnostic telles que le diagnostic en ligne et le diagnostic distribué. Ces deux approches ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche comme nous le montrerons dans les sections suivantes.

2.2 Présentation des stratégies du diagnostic en ligne

Le fait d'intégrer le système de diagnostic permet d'effectuer un diagnostic du réseau filaire pendant qu'il est utilisé par un ou plusieurs systèmes simultanément. Ce diagnostic, connu sous le nom de "diagnostic en ligne", permet d'effectuer un monitoring en continu du réseau. Il est surtout intéressant dans la détection et la localisation de défauts intermittents qui peuvent être fugitifs mais parfois destructifs pour le système en question. En avionique, les défauts intermittents sont des défauts de très courte durée (d'environ 1 microseconde (μs)) qui peuvent apparaître pendant le vol, par exemple, mais qui ne sont pas faciles à reproduire lors de la maintenance de l'appareil. A titre d'exemple, on peut citer la décharge partielle qui est un phénomène intermittent et dans la plupart des cas invisible. Il s'agit d'une fuite diélectrique localisée au sein d'un isolant qui court-circuite partiellement l'intervalle isolant séparant des conducteurs. Elle peut apparaître sous l'effet d'une forte tension. Une fois amorcée, une décharge partielle peut dégrader rapidement l'isolant du câble et provoquer un claquage du diélectrique et ainsi le dysfonctionnement du système. Les défauts intermittents ne sont plus pris à la légère par les industriels vu les dégâts colossaux qu'ils peuvent entraîner à long terme.

Le diagnostic en ligne permet aussi de simplifier de façon considérable l'interprétation du réflectogramme. En effet, cette interprétation se ramène à une comparaison de mesures succes-

sives. Si la durée de chaque mesure est très courte (en ms), des défauts intermittents peuvent être détectés et enregistrés pour être traités plus tard par les opérateurs de maintenance. Le diagnostic en ligne s'avère être une bonne pratique pour assurer la détection et la localisation des défauts intermittents [9].

Le diagnostic en ligne offre la possibilité d'effectuer le diagnostic parallèlement au fonctionnement natif du réseau. Il permet ainsi de se trouver dans les conditions réelles du système, donc d'établir un diagnostic plus poussé tel que la caractérisation de défauts intermittents ou dits transitoires. Cependant, le diagnostic en ligne implique diverses contraintes. D'une part, la robustesse au bruit est un critère primordial puisque le système de diagnostic peut subir toute sorte de perturbations venant soit des signaux utiles du système lui-même soit des sources adjacentes. A titre d'exemple, les lignes électriques dans une automobile sont souvent confrontées à trois types de bruit : le bruit de fond², le bruit à bande étroite³ et le bruit impulsif⁴ [10, 11]. D'autre part, le diagnostic en ligne ne doit pas être intrusif dans le fonctionnement natif du système. En effet, les signaux de réflectométrie ne doivent pas interférer avec les signaux utiles présents sur le réseau. Cette interférence peut fausser la réponse du système. Par exemple, le diagnostic d'un câble de freinage ne doit pas activer le frein d'une façon non désirée lorsque la voiture roule à une vitesse importante. Par ailleurs, lorsque le câble est sous tension, il faut pouvoir distinguer l'apparition d'un défaut intermittent ou non franc du bruit sur le câble.

Pour résoudre ces problématiques, on injecte des signaux de diagnostic sur des bandes fréquentielles plus larges ou séparées de celles utilisées par les signaux utiles du réseau. Ceci a donné naissance à d'autres méthodes de réflectométrie telles que la réflectométrie par séquence directe, la réflectométrie par étalement du spectre et la réflectométrie multi-porteuse. Dans la section suivante, nous présenterons les spécificités théoriques et expérimentales de chacune des stratégies de diagnostic en ligne.

2.2.1 Réflectométrie par Séquence Directe

La méthode STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) s'inspire du principe de la compression d'impulsion [12] qui consiste à étaler l'impulsion dans le temps afin de conserver une énergie suffisante à la réception, sans pour autant sacrifier la résolution par rapport à une impulsion de courte durée comme l'illustre la figure 2.3. On rappelle que plus la durée de l'impulsion est courte, plus la bande fréquentielle est large, plus la résolution est importante [9]. La compression d'impulsion permet de résoudre les limites en énergie de la réflectométrie TDR et d'augmenter la résolution en distance de la mesure ainsi que la robustesse au bruit.

La réflectométrie STDR injecte une séquence binaire pseudo-aléatoire PN (Pseudo-Noise). Il s'agit d'une série d'éléments binaires dont la distribution est aléatoire [13, 14]. La figure 2.4 montre le principe de la réflectométrie STDR.

2. Le bruit de fond ou plus généralement le bruit électromagnétique d'origine thermique résulte de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes électriques.

3. Le bruit à bande étroite résulte de la captation par les lignes électriques des émissions de radiodiffusion.

4. Le bruit impulsif se produit par des variations transitoires des champs électromagnétiques des sources adjacentes.

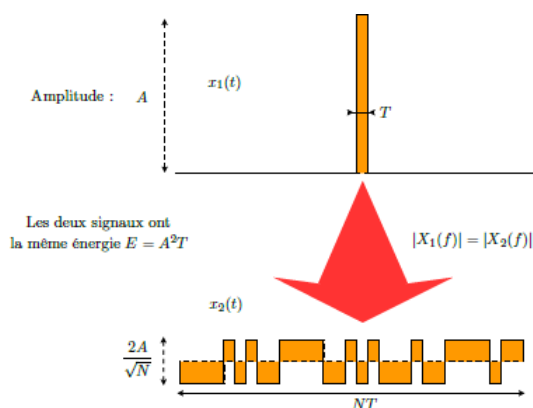


FIGURE 2.3: Principe de la compression d'impulsion [3].

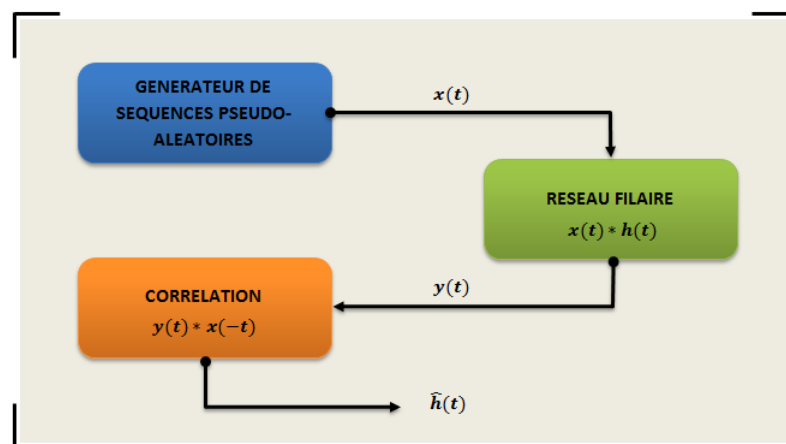


FIGURE 2.4: Principe de la réflectométrie STDR.

A l'entrée, le signal injecté dans la ligne s'écrit de la façon suivante :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[n]p(t - nT_s). \quad (2.9)$$

où $X[n]$ est une série de symboles de période K composée de 1 et -1 ; $p(t)$ est une fonction de durée T_s appelée période *chip*. Elle s'écrit sous la forme suivante :

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t \leq T_s. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.10)$$

Sachant que le signal $x(t)$ est périodique et de période $T_N = KT_s$, on peut écrire :

$$x(t) = x(t + T_N). \quad (2.11)$$

Le signal $x(t)$ est envoyé sur le câble où il est réfléchi par un nombre arbitraire de discontinuités d'impédance rencontrées au cours de sa propagation. Ensuite, les signaux réfléchis sont renvoyés au port d'injection après un certain retard qui correspond au temps d'aller-retour entre le port d'injection et la discontinuité.

À la réception, le signal mesuré $y(t)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$y(t) = \sum_k a_k x(t - \tau_k) + n(t). \quad (2.12)$$

a_k est l'amplitude de la réflexion k ; τ_k est le temps d'attente avant de recevoir la réflexion k ; $n(t)$ est le bruit présent sur le câble. La dispersion est négligée.

La corrélation entre le signal de test $x(t)$ et le signal mesuré $y(t)$ donne l'expression suivante :

$$\gamma_{xy}(\tau) = \int_0^{T_N} x(t)y(t - \tau)dt. \quad (2.13)$$

En remplaçant $y(t - \tau)$ par son expression dans l'équation (2.12), on peut écrire :

$$\gamma_{xy}(\tau) = \int_0^{T_N} x(t) \sum_k a_k x(t - \tau - \tau_k)dt + \int_0^{T_N} x(t)n(t - \tau)dt. \quad (2.14)$$

Sachant que $T_n \gg T_N$ (où T_n , la durée du signal de bruit), le signal injecté $x(t)$ et le bruit $n(t)$ sont asynchrones. L'inter-corrélation entre $x(t)$ et $n(t)$ s'approche alors de zéro [15]. On peut ainsi réécrire l'équation (2.14) comme suit :

$$\gamma_{xy}(\tau) \simeq \int_0^{T_N} x(t) \sum_k a_k x(t - \tau - \tau_k)dt. \quad (2.15)$$

On peut alors obtenir un réflectogramme où un pic de corrélation maximale apparaît lorsque la ressemblance entre $x(t)$ et $y(t)$ est maximale. La position du pic permet d'estimer la distance du défaut comme le montre la figure 2.5.

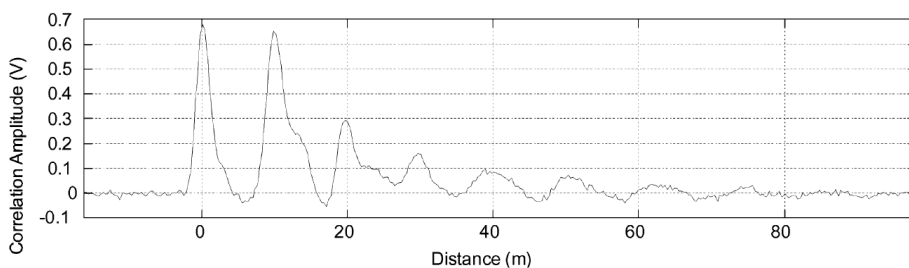


FIGURE 2.5: STDR : Réflectogramme d'un câble coaxial de longueur 9.9 m avec un circuit ouvert à son extrémité [16].

Dans la communication numérique, il existe plusieurs types de séquences qui peuvent ou non être adaptées au diagnostic filaire par réflectométrie. Parmi les séquences existantes, on peut citer les séquences à longueur maximale généralement appelées séquences M, les séquences de Kasami, les séquences de Gold, etc [17]. Puisque la qualité du diagnostic dépend du choix des séquences utilisées, de bonnes propriétés d'auto-corrélation doivent être respectées telles que la présence d'un pic central, l'amplitude des lobes secondaires, etc. La figure 2.6 montre un exemple d'auto-corrélation d'une séquence M (haut), séquence de Gold (milieu) et séquence de Kasami (bas). On peut remarquer que dans la séquence M les lobes secondaires autour du pic

central sont quasiment nuls par rapport à ceux de la séquence de Gold ou de Kasami. En effet, la séquence M s'avère être le meilleur choix lorsqu'un seul test est réalisé à la fois. Cependant, la séquence de Kasami est meilleure si plusieurs tests sont appliqués simultanément pour un ou plusieurs conducteurs grâce à l'orthogonalité imposée entre ses symboles. Une comparaison plus approfondie sur les différentes séquences et leurs cas d'applications dans le diagnostic filaire est fournie dans [16].

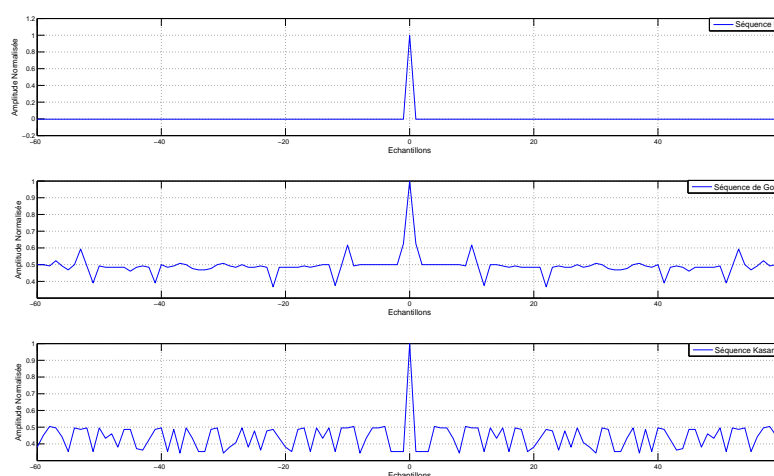


FIGURE 2.6: Fonction d'auto-corrélation de différentes séquences pseudo-aléatoires.

Les premières applications de la réflectométrie STDR à la détection et localisation de défauts dans les câbles remontent aux années 90 [18]. La méthode STDR constitue une première solution au diagnostic en ligne. En effet, le signal injecté est de faible amplitude. Il interfère peu avec les signaux utiles du système. A titre d'exemple, le signal PN peut être très faible par rapport au signal utile d'environ -25 décibels (dB) et au-dessous du bruit admissible d'environ -10 dB dans l'aéronautique [19].

L'autre critère clé de la méthode STDR est la mise en œuvre d'un module de corrélation entre le signal injecté et le signal mesuré pour construire le réflectogramme correspondant. Une première implémentation de la STDR sur un circuit intégré CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) a été réalisée par un groupe de chercheurs de l'université de l'Utah pour la détection et la localisation de défauts intermittents dans les câbles aéronautiques [20].

La méthode STDR a été testée par la même équipe de chercheurs sur un câble coaxial avec une impédance caractéristique de 75Ω [21]. Les expérimentations ont montré qu'une erreur de localisation d'un défaut franc d'environ 3 cm est observée quand le câble est déconnecté. Cependant, cette erreur devient 6 cm quand le diagnostic est effectué en ligne.

Un léger changement dans le signal STDR peut donner de meilleures performances dans le diagnostic en ligne comme nous le verrons dans la section suivante.

2.2.2 Réflectométrie par étalement du spectre

La méthode SSTDR (**S**pread **S**pectrum **T**ime **D**omain **R**eflectometry) est une évolution de la réflectométrie STDR. La seule différence est que la séquence PN est préalablement modulée par une fréquence porteuse avant d'être injectée sur le réseau. On parle ici de la stratégie de *translation de fréquence* [3]. Elle permet de déplacer le support spectral du signal de test autour d'une fréquence porteuse.

Pour exprimer le signal SSTDR, on module la séquence pseudo-aléatoire décrite dans l'équation (2.9) par un signal sinusoïdal de fréquence porteuse f_p de la façon suivante :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[n]p(t - nT_s) \sin(2\pi f_p t). \quad (2.16)$$

Comme dans la méthode STDR, le signal mesuré est, ensuite, corrélé avec le signal de test. La figure 2.7 résume le principe de la méthode SSTDR.

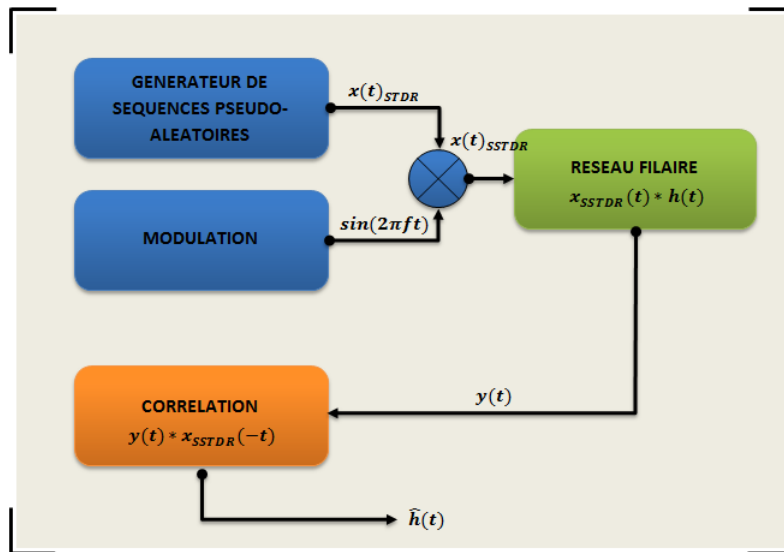


FIGURE 2.7: Principe de la réflectométrie SSTDR.

La stratégie de translation de fréquence permet d'éviter la bande fréquentielle occupée par les signaux utiles du système et de réduire ainsi les problèmes d'interférence. En outre, les pics de corrélation sont plus nets que ceux de la méthode STDR permettant d'augmenter la précision de localisation par rapport à la méthode STDR comme le montre la figure 2.8. La méthode SSTDR offre aussi une meilleure immunité au bruit par rapport à la méthode STDR [22].

L'inconvénient majeur de la méthode SSTDR est la présence des lobes secondaires autour du pic central qui imposent une distance minimale de détection appelée *zone aveugle*. En effet, si un défaut est présent dans cette zone aveugle, il sera noyé dans les lobes secondaires correspondant à la discontinuité précédente [23]. De plus, la modulation analogique rend l'intégration de la méthode plus complexe [20].

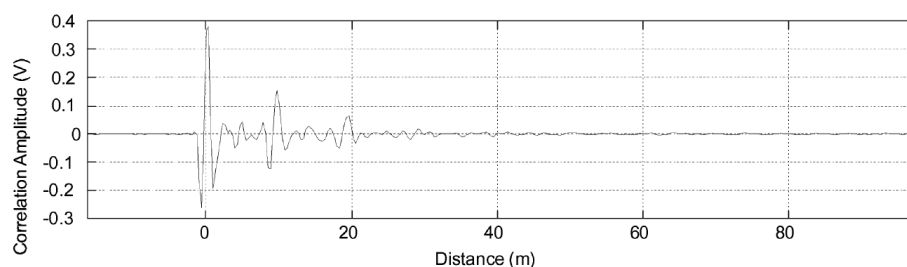


FIGURE 2.8: SSTDOR : Réflectogramme d'un câble coaxial de longueur 9.9 m avec un circuit ouvert à son extrémité [16].

Une évolution de la méthode SSTDOR, appelée MSSTDOR (**M**odified **S**STDOR), a été proposée par A. Lelong et al [24]. La seule différence par rapport à la SSTDOR est que le signal mesuré est démodulé avant d'être corrélé avec le signal de test. Ceci permet de remettre le signal mesuré en bande de base et faciliter ainsi l'interprétation du réflectogramme. Cependant, l'ajout d'un module analogique de démodulation rend l'intégration de la méthode plus complexe.

La méthode de réflectométrie par étalement de spectre (M/SSTDOR) est intéressante pour la détection et la localisation d'un défaut franc (court-circuit et circuit ouvert) avec une certaine précision lorsque le câble est connecté [21, 22]. Cependant, elle reste très limitée dans le diagnostic des défauts non francs comme les défauts de frottement [25]. En outre, elle souffre d'un manque de souplesse puisque le spectre du signal de test peut juste être décalé par le biais de la modulation mais ne peut pas être entièrement contrôlé. Dans le cas où le signal utile occupe la bande passante d'une façon distribuée, le déplacement du spectre ne sera pas suffisant pour résoudre les problèmes d'interférence.

Pour davantage de souplesse dans le paramétrage du spectre, la réflectométrie multi-porteuse a été proposée. Dans l'état de l'art connu, il existe uniquement deux méthodes appelées la méthode MCR (**M**ulti-**C**arrier **R**eflectometry) [7] et la méthode MCTDR (**M**ulti-**C**arrier **T**ime **D**omain **R**eflectometry) [26].

2.2.3 Réflectométrie multi-porteuse dans le domaine fréquentiel

La méthode MCR est basée sur l'injection d'un signal sous forme d'un ensemble pondéré d'excitations sinusoïdales dans le domaine fréquentiel [7]. Ensuite, la réponse en phase du signal réfléchi est analysée pour en extraire des informations sur l'état du câble.

Le signal d'excitation s_k est donné par la relation suivante :

$$s_k = \sum_{n=0}^{N/2} a_n \sin \left(\frac{2\pi n}{N} k + \theta_n \right). \quad (2.17)$$

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. On note que le signal de test s_k 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 ($n = 0, \dots, N/2$) des vecteurs \underline{a} et $\underline{\theta}$ avec $\underline{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ et $\underline{\theta} = (e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{N-1}})$. On peut ainsi écrire

$$\theta_n = -\theta_{N-n} \text{ et } a_n = a_{N-n}.$$

Une bande est dite *interdite* si elle contient les signaux utiles du système cible. Afin de résoudre les problèmes d'interférence, il faut éviter d'injecter le signal sur une bande interdite. Pour cela, il suffit d'annuler certains coefficients a_n du signal de test s_k . La figure 2.9 montre le principe de la méthode MCR.

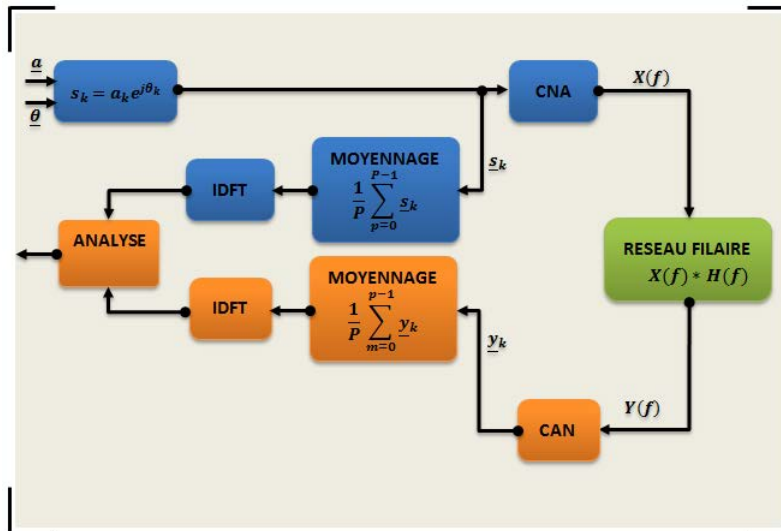


FIGURE 2.9: Principe de la réflectométrie MCR.

La bande fréquentielle choisie pour injecter le signal MCR peut contenir d'autres signaux indésirables (bruit, signaux propageant sur d'autres bandes fréquentielles, etc.) qui peuvent causer des problèmes d'interférence. Pour cela, le signal de test s_k et celui reçu y_k sont moyennés sur un nombre de périodes noté P . L'étape de moyennage permet d'améliorer le rapport signal sur bruit (Signal-to-Noise Ratio (SNR)) et améliorer ainsi la précision de la mesure. Il est possible aussi d'utiliser un filtre afin de réduire le problème d'interférence [27].

A l'entrée du réseau, le signal $x(t)$ injecté sur le réseau est obtenu par conversion numérique-analogique et correspond à la relation (2.2).

A l'entrée du CAN, le signal reçu $y(t)$ est décrit par l'expression suivante :

$$y(t) = \alpha_0 x(t) + \alpha_1 x(t - 2\tau) + \alpha_2 x(t - 4\tau) + \dots \quad (2.18)$$

où $\alpha_{k \in \{0,1,2,\dots\}}$, le coefficient d'atténuation ; τ , le temps aller-retour entre le point d'injection et la discontinuité d'impédance ; il dépend de la longueur du câble l et de la vitesse de propagation v_p comme décrit dans l'équation (1.23). 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 (en anglais, **D**iscrete **F**ourier **T**ransform ou DFT) du signal mesuré $y(t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$Y(f) = \alpha_0 X(f) + \alpha_1 X(f) e^{-j2\pi f(2\tau)} + \alpha_2 X(f) e^{-j2\pi f(4\tau)}. \quad (2.19)$$

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

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-j2\pi f(2\tau)} + \alpha_2 e^{-j2\pi f(4\tau)}. \quad (2.20)$$

Les paramètres α_0 , α_1 , α_2 et τ doivent être estimés pour déduire la fonction de transfert $H(f)$. Pour cela, il faut avoir au minimum quatre fréquences actives [7]. On note que plus le nombre de fréquences actives noté N_a est important plus l'estimation de ces paramètres est précise.

On définit ainsi $\underline{h} = [H(f_1)H(f_2) \cdots H(f_{N_a})]^T$ le vecteur des valeurs de $H(f)$ aux fréquences actives f_1, f_2, \dots, f_{N_a} où $N_a \leq N$. On peut exprimer le vecteur \underline{h} de la façon suivante :

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j4\pi f_1 \tau} & e^{-j8\pi f_1 \tau} \\ 1 & e^{-j4\pi f_2 \tau} & e^{-j8\pi f_2 \tau} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j4\pi f_{N_a} \tau} & e^{-j8\pi f_{N_a} \tau} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Si on considère la présence d'un bruit représenté par le vecteur \underline{n} , on peut écrire la relation suivante :

$$\hat{\underline{h}} = \underline{h} + \underline{n}. \quad (2.22)$$

On peut ainsi estimer les quatre paramètres α_0 , α_1 , α_2 et τ au sens des moindres carrés. L'objectif est de minimiser la somme des carrés des éléments du vecteur d'erreur \underline{e} avec $\underline{e} = \underline{h} - \hat{\underline{h}}$. Ceci se traduit, mathématiquement, par la définition d'une fonction de coût appelée ψ telle que :

$$\psi = \underline{e}^H \underline{e}. \quad (2.23)$$

\underline{e}^H est la fonction hermitienne de \underline{e} .

La minimisation de ψ permet ainsi de déduire le temps d'aller-retour τ ainsi que les coefficients d'atténuation $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2\}$ et par suite de déduire la fonction du transfert du réseau considéré.

Cette méthode montre qu'en se basant sur un modèle, il est possible d'avoir des informations sur l'état du réseau. Cependant, la forme du modèle dépend totalement de la topologie considérée. Donc, l'apparition d'un défaut peut changer la topologie du réseau et fausser le modèle développé. Par ailleurs, le développement de ce modèle dans un réseau complexe est difficile à réaliser. De plus, l'intégration de la méthode MCR s'avère complexe à cause de son module de traitement.

Afin de surmonter ces contraintes, une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse a été développée. Contrairement à la méthode MCR qui se base sur un modèle topologique pour extraire les informations sur l'état du réseau, cette méthode utilise la stratégie de comparaison des références successives pour faciliter l'intégration de son module de traitement.

2.2.4 Réflectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel

La réflectométrie MCTDR (**M**ulti-**C**arrier **T**ime **D**omain **R**eflectometry) est une méthode de réflectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel. A l'injection, elle modélise le signal de test comme une somme de sinusoides afin de pouvoir contrôler son occupation spectrale. Le signal de test s'écrit sous la forme suivante :

$$s_k = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N/2} a_n \cos \left(\frac{2\pi n}{N} k + \theta_n \right). \quad (2.24)$$

où a_n et θ_n représentent l'amplitude et la phase de la sous-porteuse n , respectivement. N , le nombre d'échantillons et k , l'index de l'échantillon. On note que le signal de test s_k 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 ($n = 0, \dots, N/2$) des vecteurs d'amplitude \underline{a} et de phase $\underline{\theta}$.

L'amplitude a_n d'une sous-porteuse correspondant à une bande non interdite est posée à 1. La phase θ_n est calculée par la méthode de *Schroeder* pour minimiser la dynamique du signal ou l'amplitude crête à crête (Peak-to-Peak) [28]. Elle est exprimée par la relation suivante :

$$\theta_n = \theta_{n-1} - 2\pi \left(\frac{\sum_{l=1}^{n-1} a_l^2}{\sum_{k=1}^{N/2} a_k^2} \right). \quad (2.25)$$

pour n allant de 2 à $N/2$, $\theta_0 = 0$ et θ_1 peut prendre une valeur entre 0 et 2π . La figure 2.10 montre le principe de la réflectométrie MCTDR.

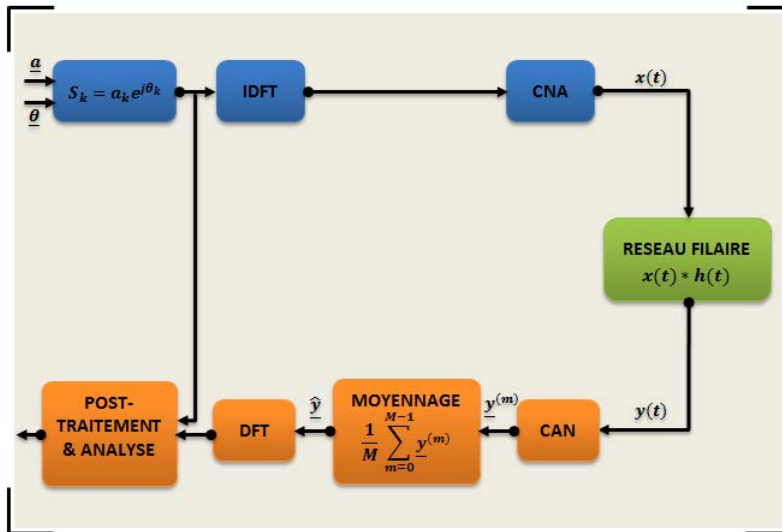


FIGURE 2.10: Principe de la réflectométrie MCTDR.

Afin d'éviter une bande interdite, il suffit d'atténuer ou d'annuler le coefficient a_n correspondant. Néanmoins, cette atténuation ou annulation des porteuses provoque une perte d'informations qui est traduite par l'apparition des lobes secondaires autour du pic principal [26]. La figure 2.11 montre l'augmentation de la distorsion observée autour du pic central en fonction de l'augmentation de la largeur de la bande interdite.

Pour récupérer une mesure correcte, une étape de moyennage sur plusieurs mesures est nécessaire afin d'augmenter le rapport signal sur bruit. L'étape de moyennage est effectuée de la façon suivante :

$$\hat{y} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} y^{(m)}. \quad (2.26)$$

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

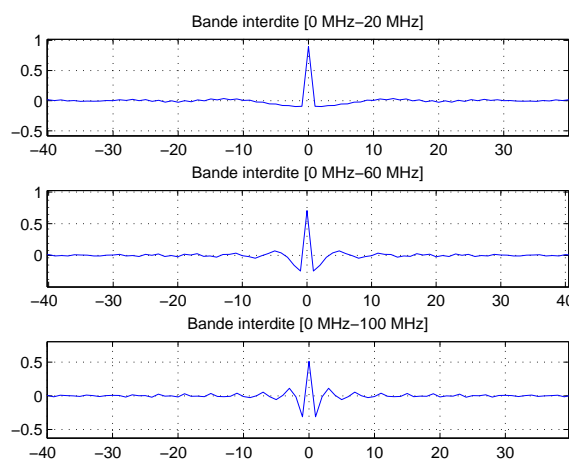


FIGURE 2.11: Auto-corrélation du signal pour différentes bandes interdites.

La méthode MCTDR s'effectue dans le domaine temporel. Donc, un simple filtrage adapté (module de corrélation) entre le signal de test et le signal mesuré permet d'obtenir le réflectogramme correspondant. Ensuite, elle utilise un module de post-traitement qui se base sur l'algorithme Clean [29] pour récupérer l'information perdue par l'annulation des fréquences interdites. Le principe de l'algorithme Clean consiste à détecter, d'une façon itérative, les pics présents dans le réflectogramme par ordre d'amplitudes décroissantes (en valeur absolue) et d'en supprimer la contribution à chaque itération. L'algorithme Clean se base sur deux critères d'arrêt qui sont : l'erreur résiduelle et le nombre de pics détectés [3]. Une incertitude d'amplitude liée à la superposition des pics adjacents pourrait avoir lieu et créer, par suite, une erreur au niveau de la localisation des pics. Cette erreur s'accumule au fur et à mesure de l'augmentation du nombre d'itérations dans l'algorithme. Il est possible de limiter le nombre de pics à détecter par l'algorithme surtout lorsqu'on a une connaissance a priori de la topologie du réseau. Dans le cas contraire, cette condition d'arrêt devient gênante surtout dans la détection des défauts non francs caractérisés par leurs faibles amplitudes. Dans le cas d'un réseau complexe, les réflexions deviennent incontrôlables avec les multiples jonctions, allers-retours, défauts, fins de ligne, etc. Par conséquent, la méthode MCTDR perd de son efficacité à détecter et localiser les défauts avec précision.

2.2.5 Récapitulation des méthodes de diagnostic en ligne

Dans cette section, nous avons décrit les différentes méthodes de réflectométrie conçues pour assurer un diagnostic en ligne. L'objectif commun est de résoudre les problèmes d'interférence entre les signaux utiles et les signaux de test soit par étalement du spectre (M/S/STDR) soit par annulation des bandes interdites (MCR/MCTDR).

Il existe aussi une méthode de réflectométrie appelée NDR (**N**oise **D**omain **R**eflectometry) qui utilise les signaux déjà présents dans les câbles pour faire le diagnostic [30]. Bien que l'idée soit intéressante, la méthode NDR reste limitée et manque de maturité. Elle nécessite l'utilisation de circuits complexes (coupleur) pour séparer le signal de test de ses copies réfléchies. Elle souffre également d'une ambiguïté d'identification des pics imputable aux différents allers-retours dans

le réseau. Pour cela, elle ne peut être utilisée que pour le diagnostic des réseaux simples de type ligne de transmission ou réseau en Y où les réflexions sont assez intuitives. De plus, la précision de localisation dépend directement de la bande passante du signal sur le câble. Par ailleurs, la méthode NDR ne peut détecter que les défauts intermittents francs (circuit ouvert ou court-circuit) [30].

Les problématiques liées au diagnostic en ligne, décrites auparavant, s'aggravent dans le cas d'un réseau ramifié. En effet, la réflectométrie souffre d'un problème d'ambiguïté lié à la localisation du défaut dans le cas d'un seul point d'injection. La réflectométrie distribuée semble être une bonne solution pour remédier à ce problème. C'est l'objet de la section suivante.

2.3 Présentation des stratégies du diagnostic distribué

Dans le cas d'un réseau complexe, les ramifications peuvent entraîner des ambiguïtés liées à la localisation d'un ou plusieurs défaut(s). La figure 2.12 montre un exemple d'un réseau complexe composé de 5 branches $B_i, i \in \{1, 2, \dots, 5\}$ de même caractéristiques. Les branches B_2, B_4 et B_5 sont terminées par des circuits ouverts. Un circuit ouvert est observé sur la branche B_3 à une distance de 25 m du réflectomètre placé à l'extrémité de la branche B_1 .

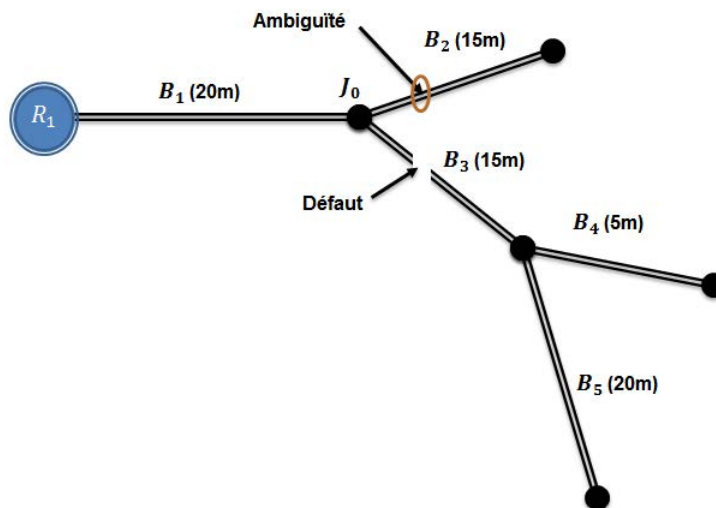


FIGURE 2.12: Exemple d'un réseau complexe avec un circuit ouvert sur B_3 .

La figure 2.13 montre le réflectogramme correspondant au réseau présenté dans la figure 2.12. Il est obtenu par une réflectométrie TDR injectant une impulsion gaussienne à l'entrée du réseau. Le premier pic sur le réflectogramme 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 20 m du point d'injection. Ensuite, un défaut est détecté à une distance de 25m du réflectomètre. En observant le réflectogramme, le défaut détecté peut être localisé soit sur la branche B_2 soit sur la branche B_3 . On parle ici d'une ambiguïté de localisation du défaut. Ce problème d'ambiguïté

s'aggrave en cas de présence d'autres défauts sur le réseau. En outre, le signal de test sera atténué à cause des multiples réflexions rencontrées au cours de sa propagation. Cela rend la détection d'un défaut à une distance importante du point d'injection difficile voire impossible. Dans le cas d'un réseau filaire affecté par plusieurs défauts, seul le premier défaut (le plus proche de la source d'injection) peut être détecté et localisé. Les autres peuvent être interprétés comme des échos secondaires.

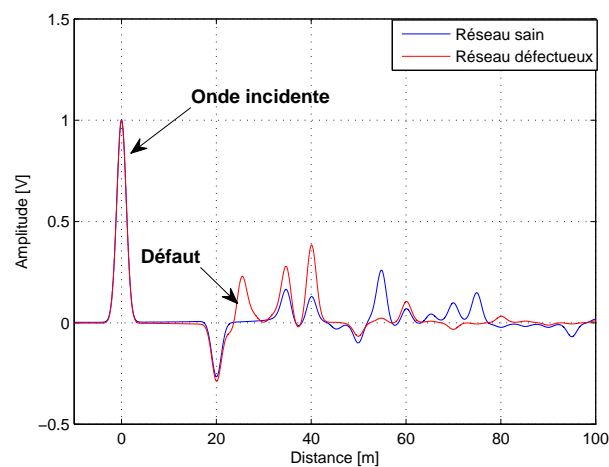


FIGURE 2.13: Ambiguïté de localisation du circuit ouvert sur la branche B_3 .

Pour pallier ces contraintes, Smail et al. ont proposé de résoudre le problème d'une façon inverse [31]. On entend par "inverse", le fait de pouvoir remonter aux paramètres utiles du défaut à partir des mesures fournies par le réseau. Dans le cas d'un défaut franc, ces paramètres sont les longueurs des branches ainsi que les charges au bout des lignes. Dans le cas d'un défaut non franc, ces paramètres sont l'impédance et la position du défaut. Il existe deux grandes familles d'inversion : l'inversion itérative et l'inversion directe.

Dans un premier lieu, l'inversion itérative utilise un algorithme génétique pour minimiser l'erreur entre la réponse estimée par le modèle direct et la mesure [6, 32]. L'algorithme s'applique, d'une façon itérative, jusqu'à la satisfaction d'une condition d'arrêt. Elle est généralement liée soit au nombre d'itérations soit au critère d'erreur qui doit être inférieur à un seuil prédéfini. L'inconvénient majeur de ce type d'inversion est son temps de calcul (pouvant atteindre 1 heure) qui dépend fortement de la complexité de la topologie du réseau. Il ne permet pas ainsi d'effectuer un diagnostic en temps réel.

L'inversion directe utilise aussi un modèle numérique dont les paramètres internes sont réglés par les réseaux de neurones permettant de déterminer les paramètres recherchés du défaut à partir des paramètres observés (réflectogramme) [5]. Un réseau de neurones est constitué pour chaque paramètre du défaut à estimer. L'inconvénient majeur de cette méthode est le temps important nécessaire pour la création de la base de données, le réglage des paramètres du réseau et l'apprentissage (environ 4 heures). Cependant, l'étape d'inversion est rapide (environ 1 seconde). La méthode manque d'autonomie dans l'analyse et l'interprétation des mesures pour en extraire l'état du réseau filaire. De plus, elle ne permet pas de résoudre le problème d'ambiguïté de

localisation des défauts dans un réseau complexe [31].

Dans le même contexte, il existe des approches bayésiennes [33, 34, 35] permettant d'identifier les paramètres inconnus d'un défaut non franc (frottement) en se basant sur le problème inverse. Cependant, ces approches demeurent limitées à un réseau de simple topologie à cause de la lenteur des calculs établis (environ 10 heures sur un système Linux de 32 bits installé sur un ordinateur 1.8 GHz) [36].

D'autres travaux [37, 38] ont proposé de reconstruire le réseau en utilisant un algorithme de cartographie (mapping algorithm) afin d'en extraire les informations sur l'état du réseau complexe. Une comparaison entre la mesure et la simulation permet de prédire la topologie du réseau. Cependant, ces méthodes de reconstruction du réseau quel que soit l'algorithme utilisé (algorithme de cartographie [38], algorithme génétique [6], méthode bayésienne [39], etc.) sont d'une part coûteuses en calcul et, d'autre part, ne permettent pas de résoudre les problèmes d'ambiguïté décrits auparavant.

Afin de résoudre cette ambiguïté, Teng et al. proposent d'utiliser un classificateur à base de logique floue qui identifie le pic le plus probable [40]. Pour cela, un facteur de coût est calculé pour chaque pic en se basant sur l'expression suivante :

$$p = p_{amp} \cdot p_{num} \cdot p_{\omega_1} \cdot p_{\omega_2} \cdot p_{\omega_1\omega_2} \cdot p_{Ah}. \quad (2.27)$$

où p_{amp} , l'amplitude du pic. p_{num} représente le numéro du pic, il est égal à 1 s'il s'agit du premier pic et il est réduit par un facteur à chaque itération. p_{ω_1} et p_{ω_2} représentent la largeur du pic, le stimulus (signal de test) et le pic doivent avoir la même largeur. $p_{\omega_1\omega_2}$ prend en considération la forme du pic. p_{Ah} est l'énergie du stimulus (dans ce cas, il s'agit d'une impulsion gaussienne). Cette méthode nécessite la connaissance de la topologie du réseau et de ses composants (prise, connecteur, jonctions, câble, etc).

En outre, la propagation d'un signal dans un réseau complexe est affectée par des phénomènes d'atténuation et de dispersion du signal comme décrit dans la section 1.3.2.2 du chapitre 1. Ces phénomènes peuvent changer l'amplitude ainsi que la forme du pic au fur et à mesure de la propagation du signal dans le réseau. Par suite, plus le défaut est loin du point d'injection, plus il est difficile à détecter surtout dans le cas d'un défaut non franc représenté par un pic de très faible amplitude. De plus, les ramifications peuvent cacher la détection d'un défaut lorsque celui-ci est dans une zone aveugle [41].

Pour pallier ces inconvénients, une solution consiste à distribuer le diagnostic sur l'architecture du réseau. On parle ici du "diagnostic distribué" [9]. L'idée est de diviser le réseau complexe en des sous-réseaux de topologie générique (ligne de transmission, réseau en Y et réseau en étoile). Chaque sous-réseau est surveillé à son extrémité par un système de diagnostic dédié. Ce dernier peut ainsi observer son propre sous-réseau et une partie des autres sous-réseaux. Ceci apporte une redondance permettant, pour chaque système de diagnostic, de couvrir la zone aveugle des sous-réseaux adjacents [1]. La notion de distributivité permet de lever les ambiguïtés tout en réduisant la difficulté d'analyse par rapport aux méthodes classiques [37, 42].

Cependant, l'utilisation du diagnostic distribué dans un réseau filaire complexe révèle de nombreuses problématiques liées aux problèmes d'interférence, coût du diagnostic et fiabilité de la mesure. Principalement, les travaux menés dans le diagnostic distribué ont proposé d'utiliser des signaux différents pour chaque système [2, 3].

2.3.1 Application de la réflectométrie par séquence M

Lorsque tous les réflectomètres injectent simultanément sur le réseau, leurs signaux ne doivent pas interférer au risque de gêner la mesure et entraîner de fausses alarmes. Pour cela, Ravot et al. [43] ont proposé d'utiliser des séquences M ayant une bonne propriété d'auto-corrélation (haute amplitude) et d'inter-corrélation (amplitude nulle) comme décrit auparavant dans la section 2.2.1 de ce chapitre.

La fonction d'inter-corrélation est exprimée comme suit :

$$R_{V_i V_j}(\tau) = \int_{\Omega} V_i(t) V_j^*(t - \tau) dt. \quad (2.28)$$

où Ω , le domaine d'intégration, τ , le retard et V^* , le conjugué de V . La fonction d'auto-corrélation $R(\tau)$ peut prendre deux valeurs $R(\tau) \neq 0$ et $R(0) = P_m$ où P_m est la période de la séquence M. On peut remarquer que la fonction d'auto-corrélation des séquences M est adaptée pour effectuer le diagnostic par réflectométrie puisque les lobes secondaires autour du pic central sont nuls.

Lorsque le diagnostic est embarqué, une séquence M peut être générée à partir d'une structure à base de registres à décalage avec rétroaction linéaire appelée LFSR (**L**inear **F**eedback **S**hift **R**egister) [44]. Le nombre de registres N_g représente la longueur du LFSR. Il permet de générer à sa sortie une séquence binaire aléatoire constituée de 2^n bits de période $P_m \leq 2^{N_g} - 1$. Le LFSR est caractérisé aussi par son polynôme caractéristique $f(x)$ d'ordre N_g , défini de la façon suivante :

$$f(x) = \sum_{i=0}^{N_g} C_i x^i. \quad (2.29)$$

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 [2].

Le diagnostic distribué par séquences M comprend les étapes suivantes : (1) Injecter des séquences M en plusieurs extrémités du réseau. (2) Recevoir en plusieurs extrémités les échos correspondant aux signaux précédemment injectés. (3) Calculer l'inter-corrélation, en chaque extrémité, entre le signal injecté et le signal réfléchi.

Afin de réduire les problèmes d'interférence, on injecte des séquences M différentes et non corrélées d'un réflectomètre à un autre. On entend par séquences non corrélées que leur inter-corrélation ne produit pas un pic de corrélation d'amplitude significative par rapport à celle du pic d'auto-corrélation d'une séquence M, c'est-à-dire, $R_{V_i V_j} \ll R_{V_i V_i}$ pour tout $j \neq i$. Pour évaluer la décorrélation entre deux séquences M, un coefficient de corrélation est défini comme suit :

$$cc = \frac{\max(R_{V_i V_j}(\tau)) - \min(R_{V_i V_j}(\tau))}{R_{V_i V_j}(0)} \text{ avec } i \neq j. \quad (2.30)$$

L'objectif est ainsi de réduire le coefficient de corrélation. Pour cela, il suffit d'ajuster les trois paramètres essentiels du LFSR : le polynôme caractéristique, la longueur et le débit. La première méthode consiste à injecter des séquences M via des LFSRs ayant des polynômes caractéristiques primitifs différents. Néanmoins, la longueur de la séquence M doit être au moins égale à 9 bits pour assurer un niveau de corrélation faible ($cc < 0.2$). La deuxième méthode propose d'utiliser des séquences M de longueurs différentes. Deux cas de figures se présentent ici. Le premier cas utilise des longueurs de séquences M où ($N_g \neq 2k$), N_g et k représentent les longueurs de deux séquences M. Dans ce cas, le coefficient de corrélation est faible quelle que soit la longueur des séquences M. En revanche, dans le deuxième cas où la condition ($N_g = 2k$) 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.

Les méthodes de décorrélation des séquences M de polynômes caractéristiques et longueurs différents demandent un temps de traitement plus important que la méthode de décorrélation par débits différents. En revanche, cette dernière demande une bande passante plus importante que les méthodes précédentes. La valeur de ce critère est indésirable en termes de conception et de coût de l'architecture embarquée.

La réflectométrie distribuée par séquence M permet de détecter les défauts intermittents puisqu'elle assure un diagnostic en continu du réseau filaire. De plus, elle permet de résoudre le problème de la zone aveugle car un défaut proche d'une source se trouve forcément éloigné d'une autre source. Par ailleurs, l'utilisation des séquences numériques (séquences M) avec un algorithme de traitement de signal de faible complexité (corrélation) facilite l'intégration de la méthode. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle dépend fortement du choix du signal de test injecté surtout quand certains paramètres (par exemple, le spectre du signal) sont imposés par l'application. De plus, elle ne permet pas d'annuler totalement le bruit d'interférence. La synchronisation entre les réflectomètres doit être prise en compte afin de garantir la validité des mesures. En effet, elle est importante pour la détermination de la topologie du réseau. Cependant, elle n'est pas nécessaire pour la détection et la localisation d'un défaut. De plus, l'ajout d'un nœud dans le réseau nécessite la réaffectation de toutes les séquences M entre les nœuds [2].

2.3.2 Application des moyennes sélectives

Lelong et al. [45] ont proposé une méthode de moyennes sélectives totalement indépendante du signal de test. L'idée principale est d'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 injecté comme dans le cas de la méthode proposée dans [2].

Chaque réflectomètre noté R_i est caractérisé par ses coefficients de pondération correspondant au vecteur $\underline{b}^{(R_i)} = \left(\beta_0^{(R_i)}, \beta_1^{(R_i)}, \dots, \beta_m^{(R_i)}, \dots, \beta_M^{(R_i)} \right)^T$ où M , le nombre de mesures. Le signal injecté prend la forme suivante :

$$\underline{X}_m^{(p)} = \beta_m^{(R_i)} \begin{pmatrix} \underline{s} \\ \underline{s} \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

où \underline{s} représente le signal de test d'origine défini par la méthode de réflectométrie choisie.

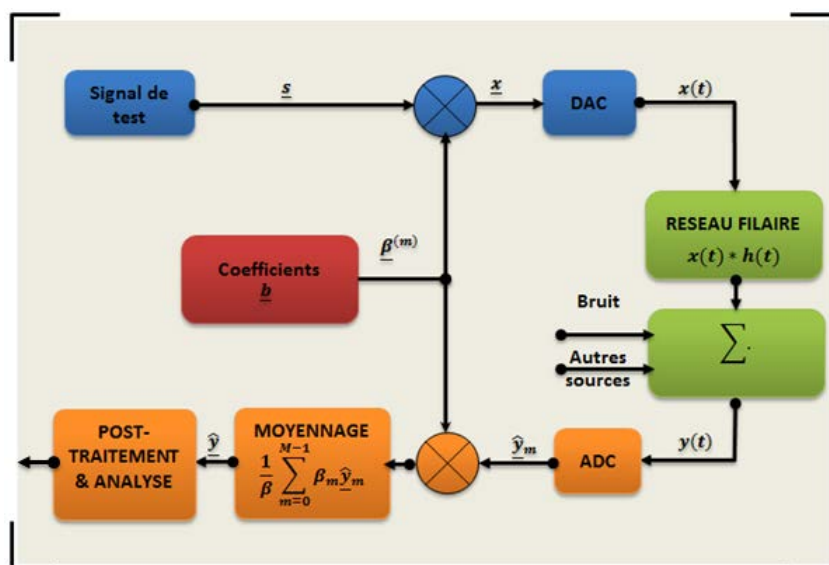


FIGURE 2.14: Principe de la méthode des moyennes sélectives.

A la réception, les coefficients de pondération sont insérés dans l'étape de moyennage comme suit :

$$\hat{y} = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \beta_m \hat{y}_m}{\sum_{m=0}^{M-1} \beta_m^2} \quad (2.32)$$

où \hat{y} est le signal mesuré après son passage dans le CAN.

Sachant que N_r réflectomètres fonctionnent simultanément pour le diagnostic du réseau, le résultat de l'étape de moyennage peut être écrit de la façon suivante :

$$\hat{y} = H \underline{s} + \underline{n} + \epsilon \quad (2.33)$$

où \underline{n} , le bruit additif et ϵ , le bruit d'interférence. La matrice H est circulaire de taille $N \times N$ où N , le nombre d'échantillons [45]. Elle présente la convolution avec la réponse du réseau de la façon suivante :

$$H \triangleq \begin{bmatrix} h_0 & h_{N-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & h_2 \\ \cdots & \ddots & \ddots & \cdots \\ h_{N-1} & h_{N-2} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

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

$$h_n = \int_0^{T_s} h(\tau + nT_s). \quad (2.35)$$

où T_s , la période d'échantillonnage.

En effet, le bruit d'interférence dépend principalement des coefficients de pondération. Pour cela, il faut déterminer les valeurs des coefficients $\beta_m^{(R_i)}$ où $i \in \{1, 2, \dots, N_r - 1\}$ pour annuler le bruit d'interférence ϵ .

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 :

$$\underline{b}^{(R_i)T} \underline{b}^{(R_j)} = 0, \forall (R_i, R_j) \in \{0, 1, \dots, N_r - 1\}^2. \quad (2.36)$$

Cette condition peut être satisfaite par les *séquences de Walsh-Hadamard* [46] où :

$$\beta_m^{(R_i)} = [\mathcal{H}_P]_{R_i, m} \quad (2.37)$$

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 :

$$\beta_m^{(R_i)} = \pm \left[\cos \left(2^{N_r} \frac{\pi m}{M} \right) \right]. \quad (2.38)$$

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

La méthode des moyennes sélectives permet d'obtenir des niveaux de bruit d'interférence négligeables grâce à l'utilisation des séquences de Walsh-Hadamard ou Rademacher selon l'état de synchronisation entre les réflectomètres. En outre, elle permet 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, l'étape de moyennage se base sur l'hypothèse que la réponse du réseau ne change pas pendant M mesures. Cependant, dans le cas d'un diagnostic en ligne, cette hypothèse ne peut pas être satisfaite. Pour cela, la durée de stationnarité du signal doit être obligatoirement évaluée pour garantir la validité des résultats [45]. Autrement dit, les résultats de mesure ne peuvent être valides que si les réponses du réseau ne changent pas pendant M mesures. Plus loin, l'augmentation de la complexité du réseau augmente le temps de calcul des moyennes puisque le nombre de mesures M dépend directement du nombre de réflectomètres N_r implémentés dans le réseau. De plus, la stationnarité du réseau demeure difficile à garantir dans un réseau complexe. Dans ce cas, il est difficile d'assurer un diagnostic en temps réel et encore plus dans le cas d'un réseau instable lorsque le diagnostic est en ligne.

2.3.3 Placement des réflectomètres

La distributivité du diagnostic permet de localiser un défaut dans un réseau complexe d'une façon précise. Cependant, le nombre et la position des réflectomètres dans le réseau sont deux critères importants pour garantir ce résultat. Dans l'état de l'art connu, il n'existe pas beaucoup de travaux de recherche ayant étudié le problème d'optimisation du placement des réflectomètres malgré son enjeu majeur dans la qualité du diagnostic par réflectométrie.

Les réflectomètres sont, dans la plupart des cas, placés à des extrémités du réseau et non pas au niveau des jonctions ce qui permet de faciliter l'intégration du réflectomètre au réseau et éviter de rajouter des contraintes supplémentaires aux connecteurs. Les réseaux filaires complexes sont généralement des réseaux sans boucle. On parle d'une topologie arborescente. Les topologies en Y ou en étoile sont des formes génériques d'un réseau complexe.

Prenons l'exemple d'un réseau en Y constitué de trois branches B_1 , B_2 et B_3 de longueurs respectives l_1 , l_2 et l_3 . Les trois branches sont reliées par une jonction notée J_0 comme le montre la figure 2.15. On place un réflectomètre R_1 au niveau de la branche B_1 . On considère un défaut sur le réseau. Si R_1 détecte le défaut à une distance $l_d \leq l_1$, alors le défaut se trouve sur la branche B_1 . Sinon, le défaut peut se trouver soit sur la branche B_2 soit sur la branche B_3 . On ajoute ainsi un nouveau réflectomètre R_2 sur la branche B_2 . Si R_2 détecte le défaut à une distance $l_d \leq l_2$ alors le défaut est bien présent sur la branche B_2 sachant que $l_d \geq l_1$. Sinon, le défaut est, par déduction, sur la branche B_3 . On conclut que dans un réseau en Y, il faut au moins deux réflectomètres pour lever l'ambiguïté de localisation d'un défaut.

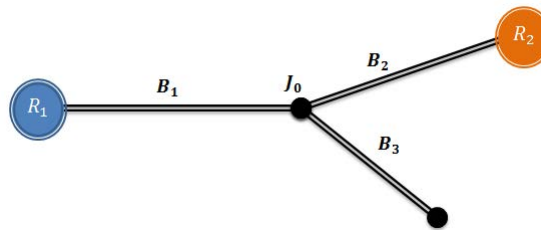


FIGURE 2.15: Exemple d'un réseau en Y.

Passons maintenant à une topologie en étoile constituée de N_b branches reliées par une jonction. On place un réflectomètre au niveau de chaque branche sauf au niveau de deux branches B_i et B_j où $i \leq N_b$, $j \leq N_b$ et $i \neq j$. Si un défaut a eu lieu sur l'une de ces branches, alors tous les réflectomètres vont détecter un défaut à une distance $l_d \geq l_i$. Donc, l'ambiguïté de localisation du défaut se limite aux branches B_i et B_j . Pour cela, il faut ajouter un réflectomètre au niveau de l'une de ces branches. On a besoin de $(N_b - 1)$ réflectomètres pour lever l'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau à N_b branches avec un seul point de jonction.

Dans un cas plus général, on peut conclure que 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 [3]. Ici, l'interconnexion entre trois lignes ou plus est considérée comme jonction. Le nombre minimal de réflectomètres est donné par la relation suivante :

$$N_r = \sum_{j=0}^{N_j-1} (N_b(j) - 1), \forall N_b(j) > 0. \quad (2.39)$$

où N_j , le nombre total de jonctions et $N_b(j)$, le nombre de branches (sauf le tronc) de la jonction j . Il est à préciser que N_r présente le nombre minimum de réflectomètres nécessaire pour localiser un

défaut. Cependant, il est parfois nécessaire d'ajouter davantage de réflectomètres pour améliorer la qualité du diagnostic. Ceci peut augmenter le coût du diagnostic. Un compromis doit être assuré entre la qualité et le coût du diagnostic.

Le nombre de réflectomètres ne peut pas être la seule garantie d'une bonne qualité de diagnostic. Il est intéressant d'essayer de les placer à des points stratégiques du réseau. Pour cela, il est généralement conseillé de choisir les branches les plus courtes pour placer les réflectomètres car elles permettent de donner une information plus précise sur un défaut existant après la jonction. Ceci est dû aux phénomènes d'atténuation subis par le signal au cours de sa propagation.

2.4 Synthèse des stratégies de diagnostic embarqué

Cette section récapitule les différentes stratégies mises en œuvre pour résoudre les contraintes liées au diagnostic embarqué dans les réseaux filaires complexes. Un diagnostic embarqué prend toute son importance lorsque le diagnostic est effectué en ligne (en continu) alors même que des informations utiles transitent dans le réseau.

Le tableau 2.1 récapitule les avantages et les inconvénients des méthodes de diagnostic en ligne. Bien que les méthodes de diagnostic par étalement du spectre (M/S/STDR) soient intéressantes dans certaines applications, elles manquent de flexibilité dans le paramétrage du spectre. En outre, elles nécessitent une partie analogique (modulation/démodulation) qui peut rendre l'intégration du système de diagnostic plus délicate. Pour assurer davantage de flexibilité et un traitement entièrement numérique, la réflectométrie multi-porteuse s'avère être une approche prometteuse. Cependant, les solutions développées jusqu'à présent demeurent limitées dans certaines applications puisqu'elles utilisent une étape de moyennage qui prend un temps de calcul parfois non négligeable. De plus, un module de post-traitement est nécessaire pour améliorer la mesure. Ceci rend l'intégration plus difficile à réaliser.

Méthode	Principe	Avantage(s)	Inconvénient(s)
NDR [30]	Utiliser des signaux déjà présents sur le câble.	- Pas d'interférence. - Besoin de circuits complexes.	- Limitation à un défaut franc. - Ambiguïté d'identification du pic. - Manque de maturité. - Limitation à un réseau simple.
STDR [18, 20, 15]	Injecter des séquences PN	- Peu d'interférence. - Intégration facile. - Faible amplitude du PN.	- Absence de flexibilité du spectre. - Perte de précision.
SSTDR [16, 23] [22, 25]	Injecter des séquences PN modulées.	- Pas d'interférence. - Déplacement du spectre.	- Manque de flexibilité du spectre. - Intégration difficile (modulation analogique). - Présence des lobes secondaires. - Présence d'une zone aveugle. - Limitation à un défaut franc.
MSSTDR [24]	Appliquer une démodulation à la réception.	- Pas d'interférence. - Analyse des mesures plus facile.	- Intégration plus difficile.
MCR [7, 27]	Injecter un signal sous forme d'un ensemble pondéré de sinusoïdes dans le domaine fréquentiel.	- Contrôle total du spectre. - Pas d'interférence. - Robustesse au bruit.	- Intégration difficile. - Besoin d'un modèle topologique. - Limitation à un réseau simple. - Limitation à un défaut franc. - Besoin d'un moyennage.
MCTDR [26, 3]	Injecter un signal sous forme d'un ensemble pondéré de sinusoïdes dans le domaine temporel.	- Contrôle total du spectre. - Pas d'interférence. - Robustesse au bruit. - Adaptation au réseau complexe.	- Besoin d'un moyennage. - Besoin d'un post-traitement. - Connaissance a priori du réseau. - Intégration peu difficile.

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

Dans le cas d'un réseau complexe, nous avons vu que les méthodes classiques (la reconstruction du réseau, le problème inverse, la logique floue, etc.) utilisant un seul réflectomètre souffrent d'un problème d'ambiguïté de localisation du défaut. La distributivité des mesures est la meilleure solution pour surmonter ce problème. Pour cela, nous nous intéressons dans ce résumé aux stratégies proposées pour relever les problèmes rencontrés dans le diagnostic distribué.

Le tableau 2.2 récapitule les avantages et les inconvénients des méthodes du diagnostic distribué. On remarque que les deux méthodes ont utilisé des codes orthogonaux afin de résoudre le problème d'interférence lorsque toutes les sources injectent simultanément. Ceci permet de détecter la présence d'un défaut intermittent puisque le diagnostic est effectué en continu. Cependant, les solutions existantes sont limitées dans certaines applications puisque leur efficacité dépend fortement de la complexité du réseau.

Méthode	Principe	Avantage(s)	Inconvénient(s)
Séquence M [2, 43]	Utiliser des séquences M orthogonales.	<ul style="list-style-type: none"> - Faible complexité. - Intégration facile. - Diagnostic simultané. - Détection des défauts intermittents. 	<ul style="list-style-type: none"> - Synchronisation obligatoire. - Capacité en mémoire. - Mise à jour en cas d'un changement dans le réseau.
Moyennes sélectives [3, 45]	Utiliser des séquences de Hadamard et de Rademacher selon la synchronisation.	<ul style="list-style-type: none"> - Robustesse au bruit. - Diagnostic simultané. - Détection des défauts intermittents. - Indépendance du signal. 	<ul style="list-style-type: none"> - Besoin du moyennage. - Stationnarité obligatoire. - Complexité du calcul

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

Conclusion

Ce chapitre a présenté l'état de l'art des stratégies du diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes. En outre, il a permis la mise en évidence des avantages et des inconvénients de chacune des méthodes proposées pour effectuer soit le diagnostic en ligne (réflectométrie par étalement du spectre et réflectométrie multi-porteuse) soit le diagnostic distribué (séquences M et moyennes sélectives).

Nous avons conclu que la réflectométrie multi-porteuse est une solution prometteuse pour répondre au besoin du diagnostic en ligne grâce à la grande flexibilité dans le paramétrage du spectre. En outre, elle permet d'aboutir à un traitement entièrement numérique facilitant ainsi l'intégration de la solution. Cependant, les solutions développées jusqu'à ce jour demeurent limitées dans certaines circonstances. Motivés par ce constat, nous avons donc choisi de poursuivre cet axe de recherche en développant la méthode OMTDR (**O**rtogonal **M**ulti-tone **T**ime **D**omain

Reflectometry) qui sera présentée dans le chapitre 3 de ce manuscrit.

Nous avons montré également que la distributivité des mesures est la meilleure solution pour lever les ambiguïtés de localisation d'un défaut. Cependant, dans la mesure où la fonction de diagnostic est distribuée et intégrée à différents points du réseau, le besoin d'établir une communication entre les différentes sources permettrait un échange de données pour effectuer une calibration, une synchronisation, une configuration ou une centralisation des informations concernant l'état du réseau vers une source centrale pour faciliter la prise de décision. Pour davantage de couverture du réseau, nous avons proposé d'intégrer la communication entre les sources dans le chapitre 4 de ce manuscrit.

Une autre problématique s'est imposée d'une façon implicite lors de l'étude des stratégies de diagnostic. Il s'agit de la fiabilité des stratégies du diagnostic. En effet, malgré la maturité de la plupart des méthodes de diagnostic, il existe des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie qui peuvent être liés à l'environnement d'utilisation, les caractéristiques intrinsèques du câble, etc. Dans ce contexte, le chapitre 5 de ce manuscrit sera dédié à l'étude de la fiabilité du diagnostic.

Références Bibliographiques

- [1] F. Auzanneau. Diagnostic Filaire : Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes. *Recherche et Innovation des Techniques de l'Ingénieur*, pages 1–11, May 2010.
- [2] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie*. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin 2007.
- [3] A. Lelong. *Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes*. PhD thesis, Université des sciences et Technologies de Lille, Décembre 2010.
- [4] Donghwan Lee, Jinho Sung, and Jaehong Park. A 16ps-Resolution Random Equivalent Sampling Circuit for TDR Utilizing a Vernier Time Delay Generation. In *Nuclear Science Symposium Conference Record, 2003 IEEE*, volume 2, pages 1219–1223 Vol.2, Oct 2003.
- [5] M.K. Smail, T. Hacib, L. Pichon, and F. Loete. Detection and Location of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry and Neural Networks. pages 1–1, May 2010.
- [6] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, and M. Lambert. Reconstruction of Faulty Wiring Networks using Reflectometry Response and Genetic Algorithms. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 35(1) :39–55, Jan 2011.
- [7] S. Naik, C.M. Furse, and B. Farhang-Boroujeny. Multicarrier reflectometry. *IEEE Sensors Journal*, 6(3) :812–818, June 2006.
- [8] M. Franchet. *Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles*. PhD thesis, Université Paris-Est, Septembre 2012.
- [9] F. Auzanneau. Wire Troubleshooting and Diagnosis : Review and Perspective. *Progress In Electromagnetics Research B*, 49 :253–279, 2013.
- [10] M. Olivas. *Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [11] V. Dégardin. *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2002.
- [12] E. Nishiyama, C. Nishijima, and K. Kuwanami. A Method for Fault Detecting on Twisted Pair Cable Network by Use of M-Sequence Correlation. In *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, volume 2, pages 1929–1934 Vol. 2, Nov 2004.
- [13] E. Nishiyama and K. Kuwanami. Fault detection for power transmission line by use of m-sequence correlation. In *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002 : Asia Pacific*, volume 1, pages 465–469 vol.1, Oct 2002.

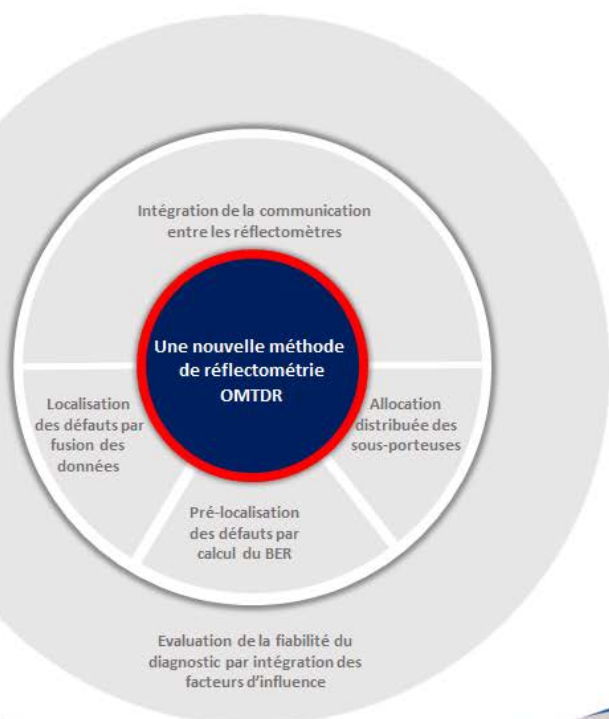
-
- [14] W. Jones, K. Jones, R. Jonsson, and G. Trevino. Adaptive method and apparatus for transmission line analysis, November 14 2002. <http://www.google.com/patents/US20020169585>.
- [15] Chen Wei and Wang Li. Analysis of the Technology of Cable Fault Detection and Location Online. In *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pages 1–9, Aug 2011.
- [16] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. *IEEE Sensors Journal*, 5(6) :1469–1478, Dec 2005.
- [17] S.W. Golomb and G. Gong. *Signal Design for Good Correlation : For Wireless Communication, Cryptography, and Radar*. Cambridge University Press, 2005.
- [18] V. Taylor and M. Faulkner. Line Monitoring and Fault Location Using Spread Spectrum on Power Line Carrier. volume 143, pages 427–434, Sep 1996.
- [19] C. Furse, Y. Chung, Y. Chet, and P. Pondalaya. A Critical Comparison of Reflectometry Methods for Location of Wiring Faults. *Smart Structures and Systems*, 2(1) :25–46, December 2005.
- [20] C.R. Sharma, C. Furse, and R.R. Harrison. Low-Power STDR CMOS Sensor for Locating Faults in Aging Aircraft Wiring. *IEEE Sensors Journal*, 7(1) :43–50, Jan 2007.
- [21] C. Furse, P. Smith, C. Lo, Y. C. Chung, and P. Pendayala. Spread spectrum sensors for critical fault location on live wire networks. *Structural Control Health Monitoring*, 12 :257–267, June 2005.
- [22] Chen Wei and Wang Li. The Study of Spread Spectrum Time Domain Reflectometry for Cable Fault Detection and Location On-line. In *International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011*, pages 6308–6311, April 2011.
- [23] Zha Wenqi, Wang Li, and Chen Wei. Theoretical and Experimental Study of Spread Spectral Domain Reflectometry. In *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2012*, pages 1–5, Oct 2012.
- [24] A. Lelong, M. Olivas-Carrion, V. Degardin, and M. Lienard. On Line Wire Diagnosis by Modified Spread Spectrum Time Domain Reflectometry. In *Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2008, États-Unis (2008)*, pages 182–186, July 2008.
- [25] L.A Griffiths, R. Parakh, C. Furse, and B. Baker. The Invisible Fray : a Critical Analysis of the Use of Reflectometry for Fray Location. *IEEE Sensors Journal*, 6(3) :697–706, June 2006.
- [26] A. Lelong and M.O. Carrion. On line wire diagnosis using Multicarrier Time Domain Reflectometry for fault location. In *IEEE Sensors, 2009*, pages 751–754, Oct 2009.
- [27] P. Amini, C. Furse, and B. Farhang-Boroujeny. Filterbank multicarrier reflectometry for cognitive live wire testing. *IEEE Sensors Journal*, 9(12) :1831–1837, Dec 2009.

- [28] M. Schroeder. Synthesis of Low-Peak-Factor Signals and Binary Sequences with Low Auto-correlation (Corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, 16(1) :85–89, Jan 1970.
- [29] C. Buccella, M. Feliziani, and G. Manzi. Detection and Localization of Defects in Shielded Cables by Time-Domain Measurements with UWB Pulse Injection and Clean Algorithm Postprocessing. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(4) :597–605, Nov 2004.
- [30] Chet Lo and C. Furse. Noise-Domain Reflectometry for Locating Wiring Faults. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(1) :97–104, Feb 2005.
- [31] M.K. Smail. *Développement d'une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire*. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, 2010.
- [32] M.K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, and M. Lambert. Detection of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(8) :2998–3001, Aug 2010.
- [33] J. S. Barrett and M. A Green. A Statistical Method for Evaluating Electrical Failures. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(3) :1524–1530, Jul 1994.
- [34] E.J. Lundquist and C. Furse. Novel Inverse Methods for Wire Fault Detection and Diagnosis. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 2011*, pages 2573–2576, July 2011.
- [35] S. Schuet, D. Timucin, and K. Wheeler. A Model-Based Probabilistic Inversion Framework for Characterizing Wire Fault Detection Using TDR. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(5) :1654–1663, May 2011.
- [36] S.R. Schuet, D.A Timucin, and K.R. Wheeler. A model-based probabilistic inversion framework for wire fault detection using tdr. In *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010*, pages 422–425, May 2010.
- [37] C. Lo, K. Mahoney, Y. C. Nagoti, A. Chung, and C. Furse. Detection and Mapping of Branched Wiring Networks from Reflectometry Response. In *Joint FAA/DoD/NASA Conference on Aging Aircraft, Palm Springs, CA, February 2005*.
- [38] S. M. Smith. Iterative inversion for topology mapping of branched networks using time domain reflectometry. Master's thesis, University of Utah, 2007.
- [39] Ye Zhu, M. Olivas, and F. Auzanneau. A New Method of Evaluating Wired Networks Topology for Fault Diagnosis Applications. In *9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, (ITST), 2009*, pages 549–551, Oct 2009.
- [40] A Tengg and P. Hank. Reflectometry Based Fault Localization in Automotive Bus Systems. In *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012*, pages 397–402, May 2012.
- [41] F. Auzanneau and N. Ravot. Détection et localisation de défauts dans des réseaux filaires de topologie complexe. *Annales des Télécommunications*, 62(1-2) :193–213, Janvier 2007.

-
- [42] X. Shi, C. Liu, Y. Xu, and Z. Yang. Aviation Wiring Networks Fault Modeling and Simulation Based on Reflectometr. In *International Conference on Computer, Communications and Information Technology (CCIT 2014)*, pages 1–4, February 2014.
- [43] N. Ravot, F. Auzanneau, Y. Bonhomme, M. Olivas, and F. Bouillault. Distributed Reflectometry-Based Diagnosis for Complex Wired Networks. In *EMC : Safety, Reliability and Security of Communication and Transportation Syst., EMC Workshop, Paris*, pages 1–6, February 2007.
- [44] P.H. Bardell, W.H. McAnney, and J. Savir. *Built-in test for VLSI : pseudorandom techniques*. Wiley-Interscience publication. Wiley, 1987.
- [45] A Lelong, L. Sommervogel, N. Ravot, and M.O. Carrion. Distributed Reflectometry Method for Wire Fault Location Using Selective Average. *IEEE Sensors Journal*, 10(2) :300–310, Feb 2010.
- [46] K.G. Beauchamp. *Walsh functions and their applications*. Techniques of physics. Academic Press, 1975.

Développement d'une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse dans le domaine temporel

3



Sommaire

Introduction	75
3.1 Présentation de la réflectométrie multi-porteuse (OMTDR)	75
3.1.1 Modélisation et description fonctionnelle du signal de test	76
3.1.2 Analyse de la mesure par réflectométrie OMTDR	81
3.2 Problématique de l'analyse de la mesure par OMTDR	82
3.2.1 Diagnostic de l'état d'une ligne de transmission	82
3.2.2 Diagnostic de l'état d'un réseau en Y	87
3.3 Amélioration de la mesure par réflectométrie OMTDR	88
3.3.1 Évaluation des performances des méthodes existantes (algorithme Clean)	88
3.3.2 Développement d'une nouvelle méthode d'amélioration de la mesure	91
3.4 Adaptation de l'OMTDR au diagnostic en ligne	101
3.4.1 Influence de la perte d'information sur l'analyse de la mesure OMTDR	103
3.4.2 Amélioration de l'analyse de la mesure dans le diagnostic en ligne	104
3.5 Validation de la méthode de réflectométrie OMTDR	107
3.5.1 Détection d'un défaut franc sur un câble coaxial simple	107
3.5.2 Détection d'un défaut franc sur un réseau en Y	108
3.5.3 Détection d'un défaut franc sur un réseau complexe	109
3.5.4 Détection d'un défaut non franc sur un câble coaxial	109
Conclusion	111
Références Bibliographiques	112

Introduction

Le diagnostic en ligne permet de détecter et localiser les défauts parallèlement au fonctionnement natif du réseau filaire. Cependant, le fait de se trouver dans les conditions réelles des câbles a révélé de sévères contraintes liées à l'occupation spectrale, l'immunité au bruit, les problèmes d'interférence, etc. Nous avons vu dans le chapitre précédent que la réflectométrie multi-porteuse est une solution intéressante pour surmonter ces contraintes grâce à sa grande flexibilité dans le paramétrage du spectre du signal de test. Néanmoins, les solutions qui ont été développées jusqu'à présent demeurent limitées dans certaines applications.

En réponse à ces limitations, l'objectif de ce chapitre est de développer une nouvelle méthode de réflectométrie appelée OMTDR (**O**rtogonal **M**ulti-tone **T**ime **D**omain **R**eflectometry) pour détecter et localiser les défauts francs et non francs avec précision lorsque le réseau est en fonctionnement.

Pour cela, nous introduisons, dans la première section, le principe de la méthode OMTDR utilisant une modulation multi-porteuse orthogonale appelée OFDM (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing). Nous présentons ici les propriétés fonctionnelles de la modulation OFDM afin de caractériser la nature et les paramètres du signal de test. Dans la deuxième section, nous mettons en évidence les problèmes d'analyse de la mesure OMTDR suite à la présence des lobes secondaires autour des pics. Nous étudions ensuite la faisabilité des stratégies existantes pour améliorer la qualité de la mesure en termes de précision et résolution. Devant l'échec de ces stratégies, nous introduisons, dans la troisième section, une nouvelle méthode d'élimination des lobes secondaires afin de détecter et localiser les défauts avec précision. Après avoir amélioré la mesure OMTDR, nous adaptons la méthode OMTDR pour répondre aux contraintes du diagnostic en ligne. Ce chapitre se termine par des mesures sur des réseaux réels afin de valider expérimentalement la méthode OMTDR.

3.1 Présentation de la réflectométrie multi-porteuse (OMTDR)

La modulation multi-porteuse, utilisée par la réflectométrie MCTDR/MCR [1, 2], consiste à diviser la bande passante du canal en plusieurs sous-bandes. Ces dernières doivent être séparées par une bande de garde afin d'éviter les problèmes d'interférence. Ceci entraîne une utilisation non optimale de la bande passante disponible. En effet, jusqu'à 50% de la bande passante est utilisée par les intervalles de garde inter-bandes [3]. La modulation OFDM (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) est une technique numérique permettant de réduire ces intervalles de garde. Elle a connu un vif succès dans de nombreuses applications telles que la télévision numérique DVB (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting), la norme ADSL (**A**symetric **D**igital **S**uscriber **L**ine) ainsi que les communications mobiles de troisième et quatrième génération (3G/4G) grâce à sa capacité à offrir une transmission de données à haut débit [4],[5],[6]. En effet, la technique OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales chevauchées entre elles sans interférences mutuelles [7]. Ceci permet d'économiser la bande passante et gagner ainsi en efficacité spectrale¹ par rapport à la modulation FDM (utilisée par la MCR/MCTDR) comme l'illustre la figure 3.1 [8]. Il est possible

1. L'efficacité spectrale est définie comme le débit binaire (b/s) divisé par la bande passante (Hz).

ainsi d'augmenter le débit d'informations sur la même bande fréquentielle.

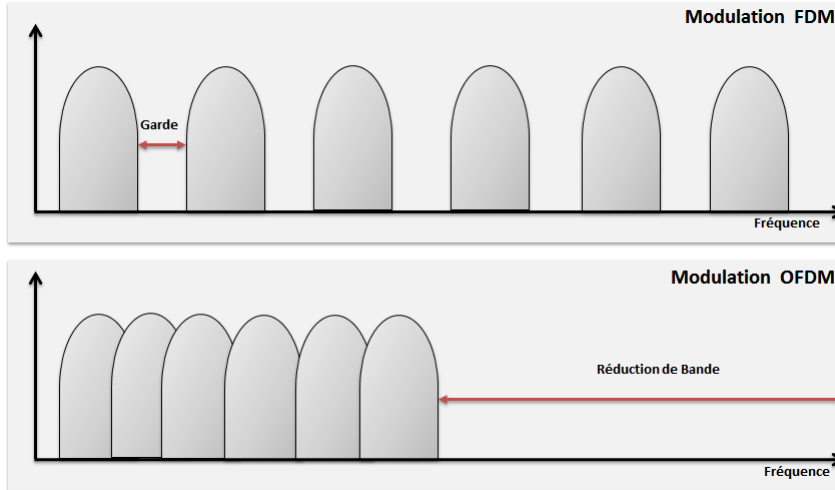


FIGURE 3.1: Comparaison d'une modulation FDM et d'une modulation OFDM.

3.1.1 Modélisation et description fonctionnelle du signal de test

La technique OFDM consiste à diviser la bande passante B du canal sur N sous-porteuses modulées indépendamment par une modulation d'amplitude en quadrature à M états ou M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La modulation M-QAM est une modulation numérique par modification de l'amplitude et de la phase de la sous-porteuse selon l'information binaire à transmettre [9]. Le signal modulant est quantifié selon ses composantes en phase I et en quadrature Q . L'ensemble des combinaisons d'amplitudes, vu sur un diagramme en (I, Q) , est appelé *constellation QAM*. Le nombre de bits de la constellation QAM est précisé par le chiffre placé juste devant le sigle QAM comme le montre la figure 3.2. Par exemple, 2-QAM correspond à 2^1 bits (1 symbole=1 bit), 4-QAM correspond à 2^2 bits (2 bits) et ainsi de suite jusqu'à 4096-QAM correspond à 2^{12} bits (1 symbole=12 bits).

Chaque amplitude, phase ou fréquence sert à encoder un certain nombre de bits appelé *symbole*. L'amplitude et la phase de la sous-porteuse OFDM sont fixées par les données binaires à transmettre. Une sous-porteuse n de fréquence f_n peut transmettre un symbole noté S_n de la façon suivante [7] :

$$s_n(t) = S_n e^{j2\pi f_n t}, t \in [0, T_s]. \quad (3.1)$$

où T_s , la période du symbole S_n .

Puisque la modulation multi-porteuse permet de transmettre simultanément plusieurs symboles $(S_0, S_1, \dots, S_n, \dots, S_{N-1})$ sur N sous-porteuses de fréquences $(f_0, f_1, \dots, f_n, \dots, f_{N-1})$ durant la période T_s , on obtient alors :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, t \in [0, T_s]. \quad (3.2)$$

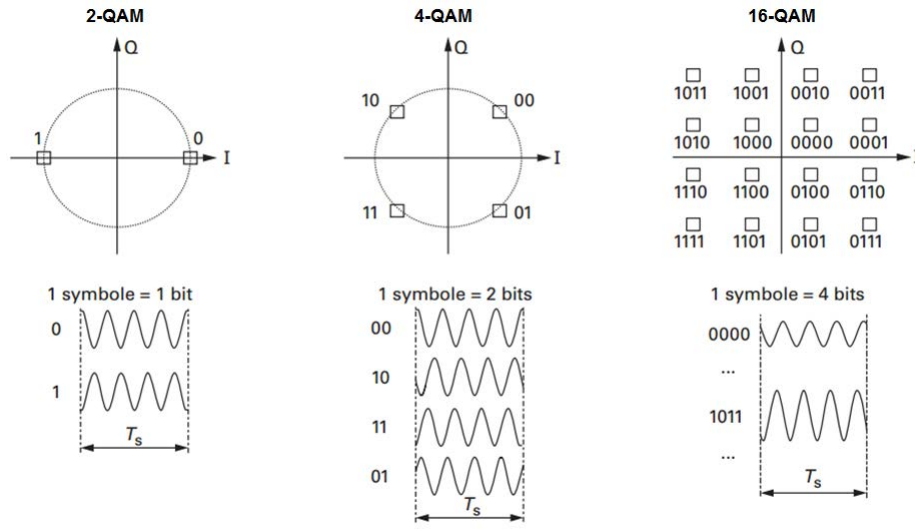


FIGURE 3.2: Exemples de constellations de différents types de modulations [10].

où $f_n = f_0 + n\Delta f$, Δf représente l'écart en fréquence entre deux sous-porteuses consécutives. L'équation (3.2) devient alors :

$$s_k(t) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi n \Delta f t} \right] e^{j2\pi f_0 t}, t \in [0, T_s]. \quad (3.3)$$

Le facteur ($e^{j2\pi f_0 t}$) dans l'équation (3.3) est une translation spectrale à la fréquence d'émission f_0 . Le vecteur $\underline{s}_k = (S_0, S_1, \dots, S_n, \dots, S_{N-1})^T$ représente le *symbole OFDM k*. Dorénavant, on notera $S_n = S_{k,n}$ pour différencier les symboles transmis durant chaque symbole OFDM k . Pour faciliter les notations, on admet que $f_0 = 0$. Le signal $s_k(t)$ en bande de base peut être exprimé sous la forme suivante :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g_n(t - kT_s). \quad (3.4)$$

où $g_n(t)$ représente l'expression de la sous-porteuse n décrite de la façon suivante :

$$g_n(t) = \begin{cases} e^{j2\pi n \Delta f t} & \text{si } \forall t \in [0, T_s]. \\ 0 & \text{si } \forall t \notin [0, T_s]. \end{cases}$$

Le spectre de la sous-porteuse n est obtenu comme suit :

$$G_n(f) = T_s \text{sinc}(\pi T_s (f - n\Delta f)). \quad (3.5)$$

où $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Par suite, le spectre du signal OFDM $S_k(f)$ est donné par la relation suivante :

$$S_k(f) = T_s \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} \text{sinc}(\pi T_s (f - n\Delta f)). \quad (3.6)$$

La figure 3.3 montre le spectre de 5 sous-porteuses adjacentes décalées mutuellement par Δf . On remarque que le spectre de chaque sous-porteuse prend la forme d'une sinus-cardinal (présence d'un lobe central avec des lobes secondaires), ce qui est bien justifié par la

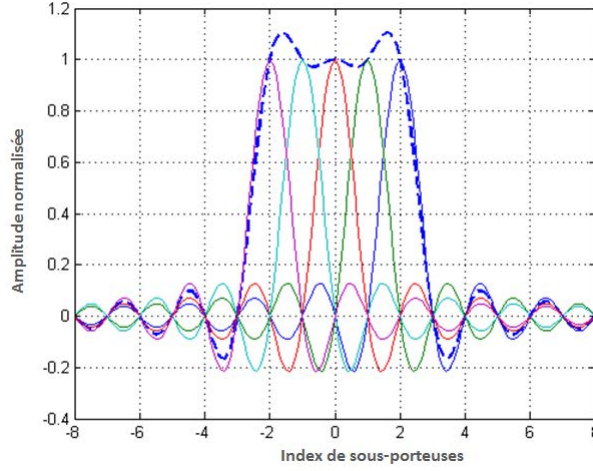


FIGURE 3.3: Spectre de 5 sous-porteuses OFDM consécutives.

relation (3.5). On remarque aussi que les sous-porteuses sont chevauchées partiellement entre elles.

Pour garantir le chevauchement spectral entre les sous-porteuses sans interférence, les sous-porteuses doivent respecter une condition d'orthogonalité qui porte sur le choix de Δf . Deux signaux $s_{k,n}(t)$ et $s_{k,l}(t)$ sont orthogonaux s'ils vérifient :

$$\int_0^{T_s} s_{k,n}(t)s_{k,l}^*(t) dt = 0, n \neq l. \quad (3.7)$$

En remplaçant $s_{k,n}(t)$ et $s_{k,l}^*(t)$ par leurs expressions (3.2), on obtient :

$$\int_0^{T_s} S_{k,n}e^{j2\pi n f_n t} S_{k,l}^*e^{-j2\pi n f_l t} dt = \frac{S_{k,n}S_{k,l}}{j2\pi(f_n - f_l)} [e^{j2\pi(f_n - f_l)T_s} - 1] = 0. \quad (3.8)$$

La condition d'orthogonalité est vérifiée si et seulement si $e^{j2\pi(f_n - f_l)T_s} = 1$, c'est-à-dire, $\Delta f = i/T_s$, i étant un nombre entier. Généralement, on prend $\Delta f = 1/T_s$, mais cette condition d'orthogonalité reste vérifiée pour une valeur multiple de $1/T_s$. La bande occupée par le signal de test est donnée par la relation suivante :

$$B = N\Delta f = N\frac{1}{T_s}. \quad (3.9)$$

Pour des applications numériques, le signal $s_k(t)$ doit être échantillonné avec une durée d'échantillonnage $T_e = 1/B = 1/N\Delta f$ [7]. Les échantillons sont notés $s_{k,i}, \forall i = 0, 1, \dots, N-1$ et peuvent être obtenus de la façon suivante :

$$s_{k,i} = \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n}e^{j2\pi i n/N}. \quad (3.10)$$

Dans l'expression (3.10), on reconnaît la Transformée de Fourier Discrète Inverse (IDFT) appliquée sur les symboles $S_{k,n}$ dans le symbole OFDM k et on peut écrire alors :

$$[s_{k,0}, s_{k,1}, \dots, s_{k,n}, \dots, s_{k,N-1}] = IDFT^{-1}[S_{k,0}, S_{k,1}, \dots, S_{k,n}, \dots, S_{k,N-1}]. \quad (3.11)$$

L'OFDM étant un système de transmission par blocs, on introduit généralement un intervalle de garde entre les symboles OFDM. Cela permet d'éliminer les interférences inter-symboles (ISI) successifs à condition que l'intervalle de garde soit de durée supérieure au temps d'arrivée de l'écho le plus long (celui qui a le retard maximal) [6],[11]. L'intervalle de garde, appelé aussi *préfixe cyclique*, consiste à recopier les derniers échantillons du bloc au début de celui-ci comme le montre la figure 3.4. Le segment ajouté au début du symbole OFDM est donc identique au segment de même longueur N_{CP} à la fin du même symbole OFDM. En effet, la durée utile T_u pendant laquelle l'information est émise s'ajoute à la durée de garde T_g pour former la durée du symbole T_s .

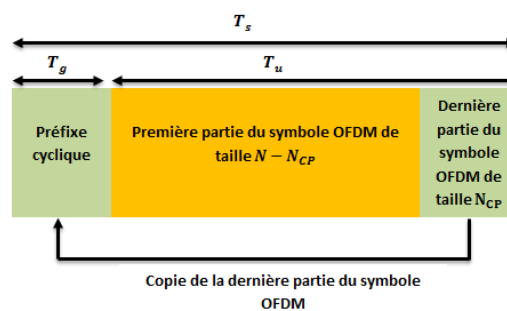


FIGURE 3.4: Principe de l'intervalle de garde.

On peut ainsi écrire la relation suivante :

$$T_s = T_u + T_g. \quad (3.12)$$

La durée de l'intervalle de garde peut être choisie de façon à correspondre à celle de l'écho non négligeable le plus long. Néanmoins, elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de T_u , pour éviter de sacrifier le débit de transmission de l'information.

La figure 3.5 montre le schéma bloc de génération d'un signal OFDM. On a d'abord une génération aléatoire des bits qui seront modulés par une modulation M-QAM donnant des symboles complexes représentés par le vecteur \underline{S}_k . Ensuite, on trouve un convertisseur série-parallèle (S/P) qui divise les symboles à son entrée en des flux de données parallèles $\{S_{k,0}, S_{k,1}, \dots, S_{k,(N-N_{CP})-1}\}$. Puis, le bloc IFFT permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. A la sortie de l'IFFT, on ajoute un préfixe cyclique de taille N_{CP} suivi d'un convertisseur parallèle-série (P/S) qui donne le vecteur \underline{s}_k . Un convertisseur numérique analogique (CNA) est utilisé avant l'injection du signal OFDM sur le canal.

A titre d'exemple, on génère aléatoirement 256 bits à l'entrée comme montré par la figure 3.6. Ensuite, on applique une modulation 4-QAM où deux bits consécutifs seront représentés par un symbole, ce qui nous donne 128 symboles comme illustré par la figure 3.7. Les figures 3.8 et 3.9 montrent le signal OFDM dans le domaine temporel et fréquentiel, respectivement.

Le signal injecté dans le réseau $x_k(t)$ est obtenu par une conversion numérique-analogique et correspond à la relation suivante :

$$x_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} e^{j2\pi n \Delta f t} \Pi(t - kT_s). \quad (3.13)$$

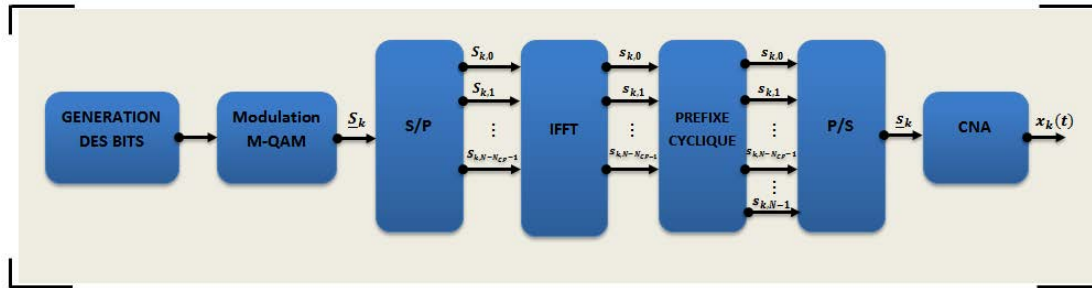


FIGURE 3.5: Schéma bloc de génération d'un signal OFDM.

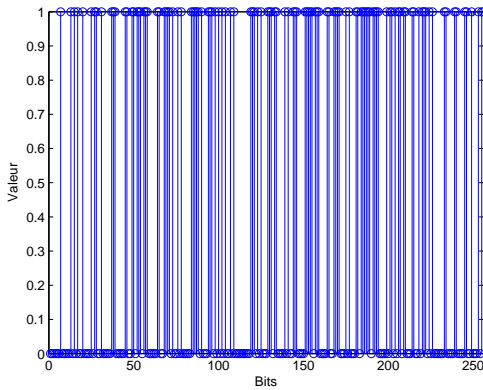


FIGURE 3.6: Génération des bits.

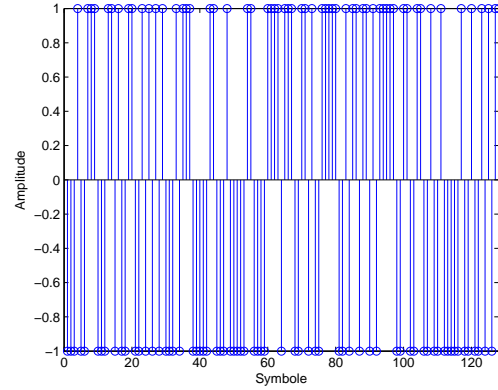


FIGURE 3.7: Modulation 4-QAM.

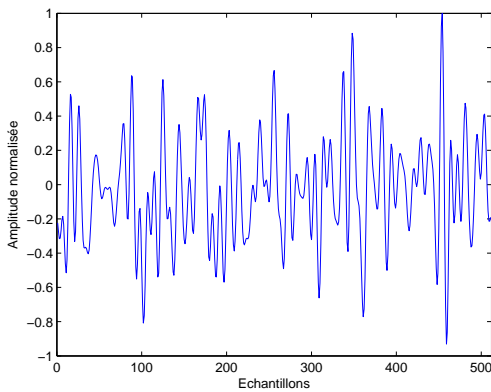


FIGURE 3.8: Signal OFDM dans le domaine temporel.

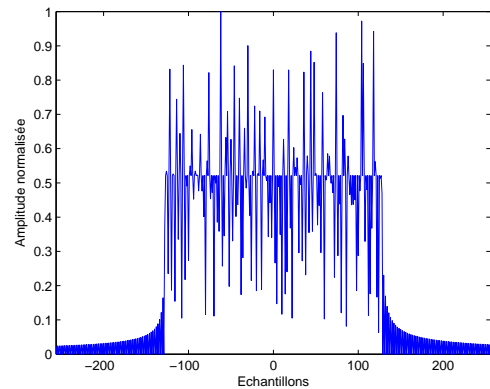


FIGURE 3.9: Spectre du signal OFDM.

où Π , le filtre de mise en forme est donné par la relation suivante :

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0, T_s]. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.14)$$

La fonction d'auto-corrélation est un paramètre primordial dans le choix du signal de test. En effet, elle est directement liée à la forme du résultat observé en sortie d'un filtrage adapté. Elle est

donnée par :

$$C_{ss}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{k,i} s_{k,i-\tau}^* e^{-j2\pi \frac{\tau i}{N}}. \quad (3.15)$$

où τ , le retard et N , le nombre d'échantillons sur une période d'un symbole OFDM k . On prend $N = 2^r$, $r \in \mathbb{N}^*$ ce qui permet de calculer la transformée de Fourier d'une manière efficace en utilisant l'algorithme *radix-2* [12] pour réduire ainsi la complexité du calcul.

La fonction d'auto-corrélation du signal OFDM injecté est représentée dans la figure 3.10. On remarque que la fonction d'auto-corrélation obtenue est une impulsion constituée d'un lobe central et des lobes secondaires. La présence des lobes secondaires autour du pic central pourrait créer un problème de détection et localisation du défaut comme nous le verrons plus tard dans ce chapitre.

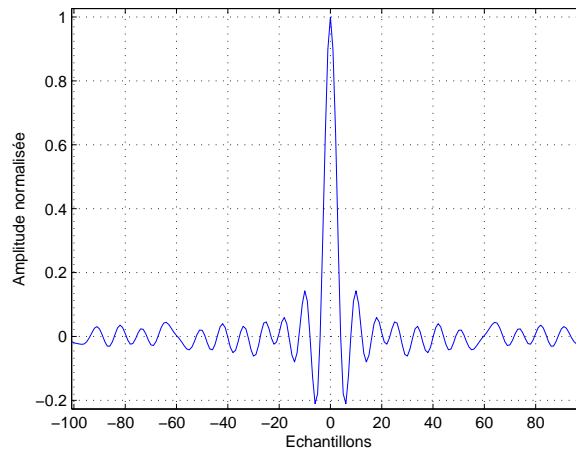


FIGURE 3.10: Fonction d'auto-corrélation d'un symbole OFDM.

Le signal $x_k(t)$ est donc injecté dans la ligne et est réfléchi s'il rencontre une ou plusieurs discontinuités d'impédances.

3.1.2 Analyse de la mesure par réflectométrie OMTDR

Le signal reçu est représenté comme la convolution entre le signal de test et la réponse impulsionnelle du canal $h_k(t)$ en présence d'un bruit blanc additif Gaussien ou AWGN (Additive White Gaussian Noise). A la sortie du convertisseur analogique-numérique, le signal reçu est échantillonné au rythme N/T_s . On peut écrire la relation suivante :

$$y_{k,i} = s_{k,i} * h_{k,i} + n_{k,i}. \quad (3.16)$$

Le signal $\underline{y}_k = (y_{k,0}, y_{k,1}, \dots, y_{k,N-1})$ prélevé au plan d'incidence est corrélé avec le signal de test $\underline{s}_k = (s_{k,0}, s_{k,1}, \dots, s_{k,N-1})$ à l'aide d'un corrélateur. Le signal obtenu à la sortie du corrélateur

peut être exprimé de la façon suivante :

$$r_{sy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{k,i} y_{k,i-\tau}^* \quad (3.17)$$

A partir du réflectogramme obtenu, on peut détecter et localiser les défauts. Cependant, la présence des lobes secondaires peut devenir gênante dans la détection et localisation d'un défaut franc ou non franc. Ceci nécessite une étape de post-traitement et d'analyse comme illustré par la figure 3.11. C'est l'objet de la section suivante.

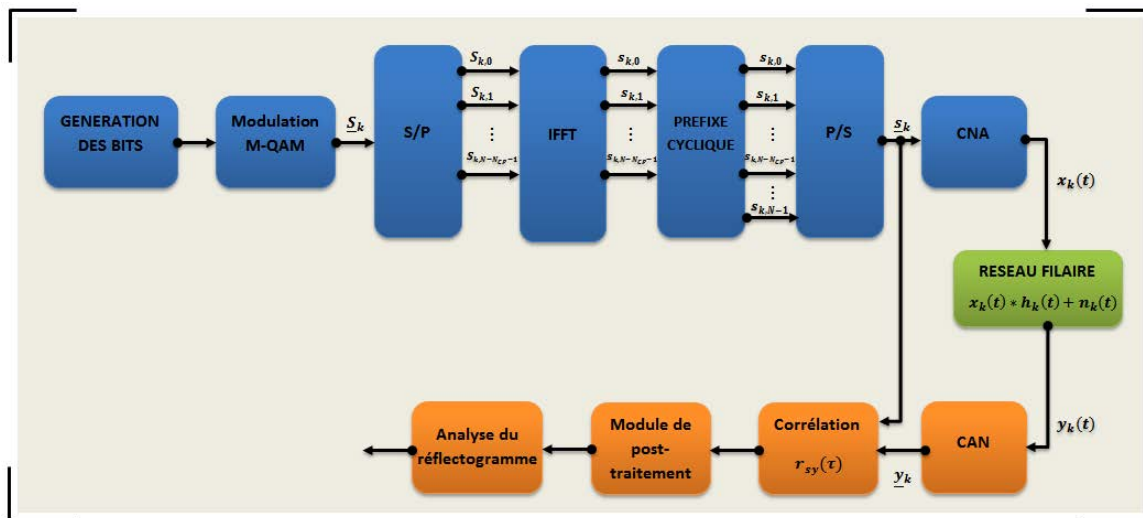


FIGURE 3.11: Principe général de la méthode de réflectométrie OMTDR.

3.2 Problématique de l'analyse de la mesure par OMTDR

On a remarqué précédemment que la présence des lobes secondaires autour du lobe principal dans la fonction d'auto-corrélation (voir figure 3.10) peut gêner la détection et la localisation d'un défaut.

3.2.1 Diagnostic de l'état d'une ligne de transmission

On prend l'exemple d'une simple ligne de transmission de longueur 100 m affectée d'un circuit ouvert à son extrémité. L'impédance caractéristique Z_c de la ligne est égale à 100Ω . La figure 3.12 montre le réflectogramme où le nombre d'échantillons est $N=512$. Ici, une modulation 4-QAM est utilisée pour un SNR=10 dB. Le nombre de bits générés d'une façon aléatoire est 1024. Malgré la présence des lobes secondaires autour du pic, on arrive facilement à détecter et localiser le circuit ouvert.

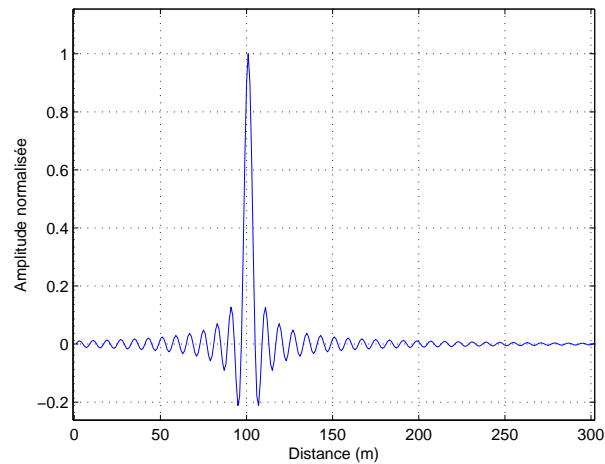


FIGURE 3.12: Détection et localisation d'un circuit ouvert dans une ligne de transmission.

Pour vérifier l'impact des lobes secondaires sur le diagnostic d'autres défauts, nous proposons de simuler la présence d'un défaut non franc sur la ligne à une distance de 50 m du point d'injection et de longueur 50 cm. Pour cela, nous avons utilisé le formalisme de la matrice ABCD présenté dans la section 1.3.1.3 du chapitre 1. Nous avons divisé la ligne de longueur 100 m en trois tronçons de longueurs $l_1=50$ m, $l_d=50$ cm et $l_2=49.5$ m. Le tronçon défectueux de longueur l_d est caractérisé par une impédance $Z_d = (1 + \Delta Z_c) Z_c$ où ΔZ_c , la variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne. Elle est égale à 50% dans ce cas. La figure 3.13 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu par la méthode OMTDR. L'amplitude est normalisée par rapport à l'amplitude de la fonction d'auto-corrélation du signal de test. On peut remarquer qu'on arrive à détecter et localiser le défaut malgré la présence des lobes secondaires.

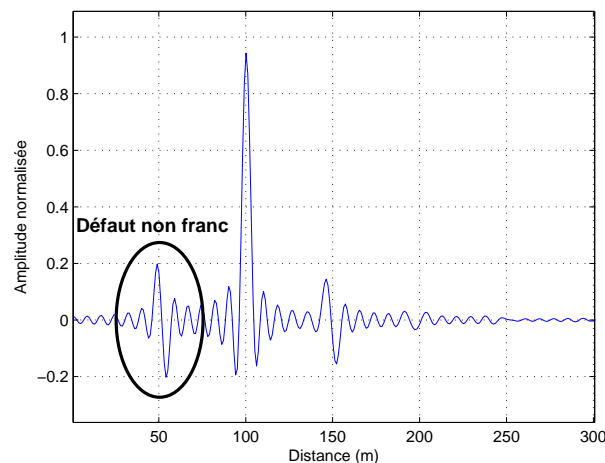


FIGURE 3.13: Détection d'un défaut non franc et d'un circuit ouvert avec 4-QAM.

Nous proposons maintenant de faire varier ΔZ_c et par suite l'impédance du défaut non franc Z_d . La figure 3.14 montre, sur un diagramme amplitude-distance, la détection d'un défaut non franc pour différentes valeurs de ΔZ_c où $\Delta Z_c = \{10\%, 40\%, 100\%\}$. On remarque que lorsque le défaut non franc correspond à une faible variation de l'impédance caractéristique, il peut être noyé dans les lobes secondaires du pic correspondant au circuit ouvert à l'extrémité de la ligne. On peut conclure que les lobes secondaires forment une zone aveugle autour du pic central sur laquelle la détection d'un défaut non franc de faible amplitude est difficile. Cette contrainte peut s'aggraver dans un réseau ramifié avec la présence de plusieurs pics sur le réflectogramme.

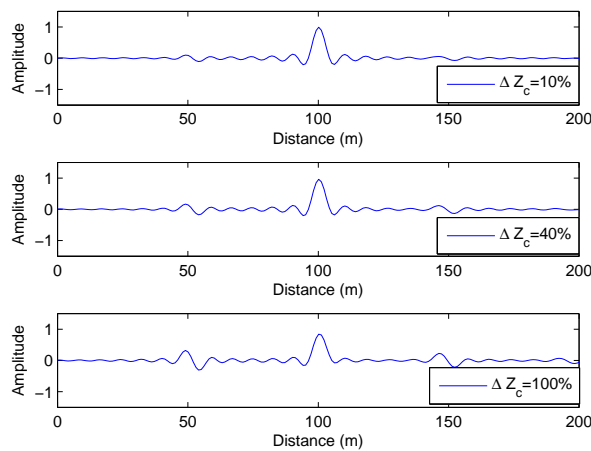


FIGURE 3.14: Détection d'un défaut non franc avec différentes valeurs de ΔZ_c .

Avant de vérifier cela, nous proposons d'étudier la différence des performances en réflectométrie OMTDR selon la valeur de M . Nous considérons ici deux cas : $M=4$ et $M=16$. On garde le même nombre de bits dans les deux constellations (4-QAM et 16-QAM). Il est égal à 512 bits générés d'une façon aléatoire. Dans le cas d'une modulation 4-QAM, deux bits consécutifs sont représentés par un symbole, ce qui nous donne 256 symboles. Dans le cas d'une modulation 16-QAM, 4 bits consécutifs sont représentés par un symbole, ce qui nous donne 128 symboles. Les figures 3.15 et 3.16 montrent, sur un diagramme amplitude-distance, les réflectogrammes obtenus dans le cas d'une modulation 4-QAM et 16-QAM, respectivement.

On peut remarquer que plus le nombre de bits par symbole est faible, plus les performances du diagnostic sont meilleures. En effet, pour l'évaluation des performances du diagnostic, nous avons défini trois paramètres clés dans le diagnostic par réflectométrie qui sont : la largeur du pic à mi-hauteur, l'amplitude des lobes secondaires et l'erreur de précision de mesure. La figure 3.17 montre, sur un diagramme amplitude-distance, une comparaison entre les deux résultats obtenus. Pour avoir la même échelle (et faciliter ainsi la comparaison), nous avons normalisé l'amplitude des échantillons par rapport à celle du circuit ouvert à la fin de la ligne.

Le tableau 3.1 quantifie les paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur (Δl), amplitude des lobes secondaires (A) et taux d'erreur (ϵ)) associés aux résultats obtenus dans le cas d'une modulation 4-QAM et 16-QAM. La largeur du lobe central à mi-hauteur est normalisée par rapport

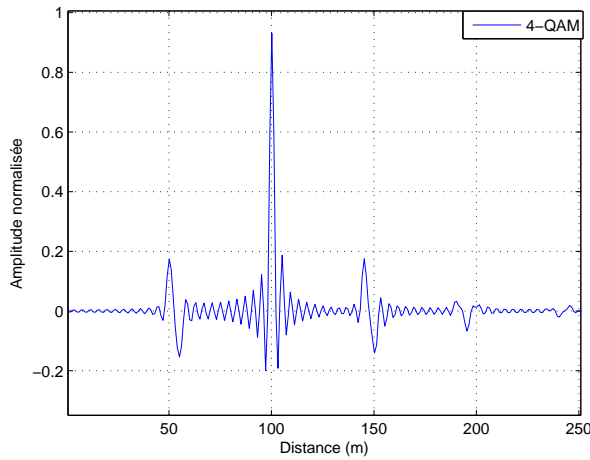


FIGURE 3.15: Résultat obtenu pour M=4.

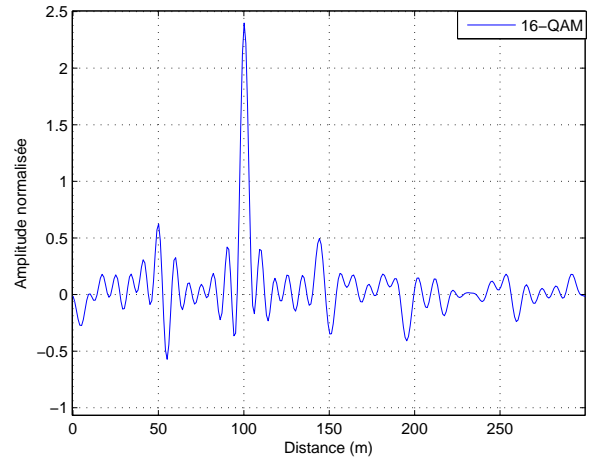


FIGURE 3.16: Résultat obtenu pour M=16.

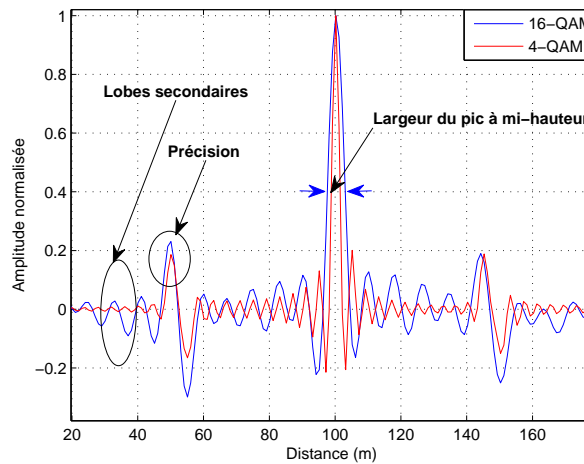


FIGURE 3.17: Comparaison des performances entre les modulations 4-QAM et 16-QAM.

au nombre d'échantillons. L'amplitude des lobes secondaires est normalisée par rapport à l'amplitude maximale du pic du défaut franc. Le taux d'erreur est calculé par rapport à la distance réelle du défaut non franc (50 m) du point d'injection. Il est égal en pourcentage à $|x_r - x_c|$ où x_r , la position réelle du défaut et x_c , la position calculée du défaut. Cette dernière est obtenue de la façon suivante :

$$x_c = \frac{x(p_{max}) + x(p_{min})}{2}. \tag{3.18}$$

où $x(p_{max})$, la position maximale du pic du défaut non franc et $x(p_{min})$, la position minimale du pic du défaut non franc.

D'après les résultats présentés dans le tableau 3.1, on peut conclure que l'augmentation du nombre de bits par symbole a entraîné une diminution du nombre d'échantillons. Ceci se

Modulation	ΔL	A	ϵ
4-QAM	1.17 %	2 %	0.06 %
16-QAM	1.36 %	10 %	1.2 %

TABLE 3.1: Évaluation des performances entre la modulation 4-QAM et 16-QAM.

traduit par une augmentation de la largeur du pic à mi-hauteur (A) ainsi que l'augmentation de l'amplitude des lobes secondaires autour de chaque pic. L'augmentation de ces deux paramètres a entraîné la perte en précision et notamment en résolution.

Afin d'améliorer les performances de la modulation 16-QAM en réflectométrie, nous proposons comme recours d'augmenter le débit de transmission. Nous doublons le nombre de bits transmis de 512 à 1024. Dans ce cas, la modulation 16-QAM fournit 256 symboles modulés. Le fait d'augmenter le débit de transmission permet ainsi d'augmenter l'amplitude des pics, de réduire la largeur du pic à mi-hauteur comme le montre la figure 3.18.

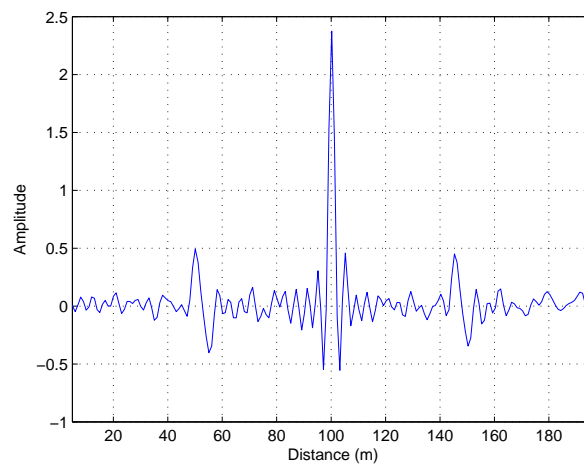


FIGURE 3.18: Modulation 16-QAM avec 1024 bits envoyés.

En effet, lorsqu'on augmente le nombre de bits par symbole dans la modulation M-QAM, on doit augmenter également le nombre de bits à transmettre. Ceci permet de garder un nombre d'échantillons acceptable pour garantir une bonne précision dans la localisation du défaut. Cependant, dans la communication numérique, l'augmentation du nombre de bits par symbole entraîne l'augmentation du taux d'erreur binaire. Le choix de la modulation M-QAM dépend donc de l'état du support physique, généralement quantifié par la valeur du rapport signal sur bruit (SNR). Pour cela, dans les réseaux cellulaires 3G/4G où la variation du canal est très rapide, une modulation M-QAM adaptative (en anglais, **Adaptive Modulation and Coding** ou AMC) est employée [13, 14].

3.2.2 Diagnostic de l'état d'un réseau en Y

On peut imaginer que la présence des lobes secondaires pourrait s'aggraver dans le cas d'un réseau complexe avec des multiples réflexions. Pour le vérifier, on prend un exemple d'un réseau en Y constitué de trois branches B_1 , B_2 et B_3 de longueurs respectives 6 m, 11 m et 5 m. Chacune des branches B_2 et B_3 se termine par un circuit ouvert. La figure 3.19 montre le réflectogramme correspondant. Le premier pic à 6 m correspond à la jonction, le deuxième pic à 11 m correspond au circuit ouvert à la fin de la branche B_3 et le troisième pic à 17 m correspond au circuit ouvert au bout de la branche B_2 . Bien qu'il soit possible de distinguer les défauts francs (circuit ouvert), la présence des lobes secondaires autour de chaque pic reste gênante. Par ailleurs, elles peuvent être confondues avec un éventuel défaut non franc.

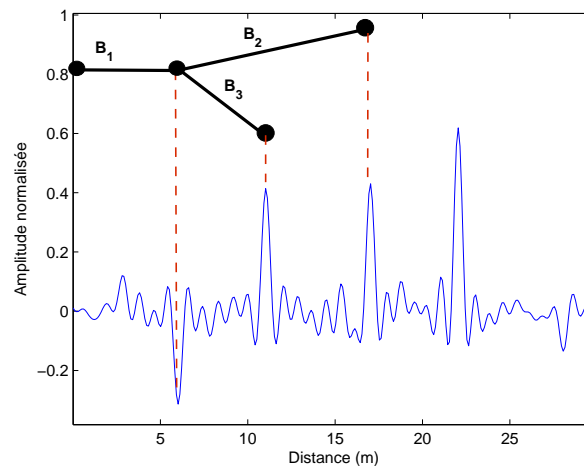


FIGURE 3.19: Résultat par réflectométrie OMTDR dans un réseau en Y.

Pour vérifier cela, on propose maintenant de simuler un défaut non franc sur la branche B_3 à une distance de 3 m de la jonction. La variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique est égale à $\Delta Z_c = 50\%$. Ici, on considère que toutes les branches ont les mêmes caractéristiques afin de limiter les réflexions. La figure 3.20 montre le réflectogramme correspondant. On peut remarquer que, dans ce cas, le défaut non franc n'est pas facile à détecter car il est noyé dans les lobes secondaires des pics les plus proches.

On peut conclure que la présence des lobes secondaires rend l'analyse du réflectogramme difficile dans le cas où on se limite à un traitement par une simple corrélation entre le signal de test et le signal réfléchi. L'augmentation de la complexité du réseau ne fait qu'aggraver cette problématique à cause des multiples réflexions. Dans ce cas, la détection des défauts non francs de faible variation est difficile puisqu'ils seront noyés dans les lobes secondaires des pics les plus proches. Pour améliorer la qualité du réflectogramme, nous proposons d'ajouter un module de post-traitement. Pour cela, nous allons vérifier dans un premier temps si les méthodes que nous avons décrites dans la section 2.2.4 du chapitre 2 permettent d'améliorer la netteté du réflectogramme.

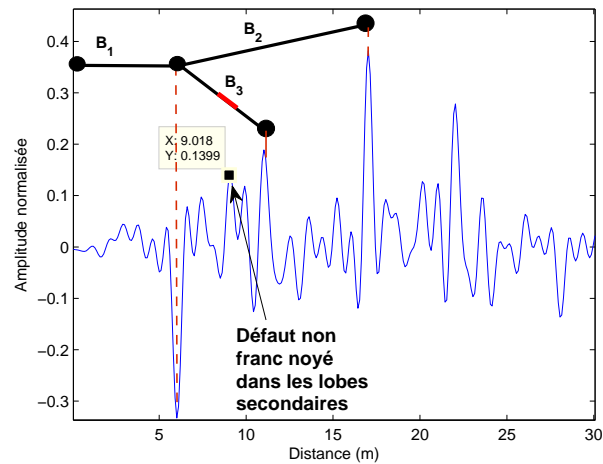


FIGURE 3.20: Résultat par réflectométrie OMTDR dans un réseau en Y avec un défaut non franc.

3.3 Amélioration de la mesure par réflectométrie OMTDR

On a vu dans la section précédente les problématiques de la mesure par réflectométrie OMTDR liée à la présence des lobes secondaires autour de chaque pic. On doit ainsi améliorer la qualité de la mesure afin de faciliter la détection et la localisation d'un défaut franc ou non franc (de faible variation). Pour cela, on fait appel dans un premier temps, aux méthodes déjà existantes dans la littérature et qui ont été proposées pour améliorer la qualité de la mesure par réflectométrie multi-porteuse telles que la déconvolution par l'algorithme Clean [1].

3.3.1 Évaluation des performances des méthodes existantes (algorithme Clean)

Le principe de l'algorithme Clean [15] consiste à détecter d'une manière itérative les pics présents dans le signal mesuré et d'en supprimer la contribution à chaque itération. L'algorithme Clean se base sur deux critères d'arrêt qui sont : l'erreur résiduelle et le nombre de pics à détecter.

Dans ce cas, on considère la connaissance a priori de la topologie du réseau sous test. Ceci permet de prédire le nombre de réflexions dans le réseau et par suite, le nombre de pics à considérer dans l'algorithme. On reprend l'exemple du réseau en Y décrit dans la section précédente 3.2.2. La figure 3.21 montre le diagramme de Bounce représentant les différentes réflexions dans le réseau. On a trois pics correspondant à la jonction et aux deux circuits-ouverts présents aux extrémités de B_2 et B_3 aux distances 6 m, 11 m et 17 m respectivement. Si on prend en considération les allers-retours dans le réseau, on ajoute au moins deux pics, le premier doit être à une distance 16 m du point d'injection et le deuxième à une distance 28 m. Ces deux pics sont négatifs puisqu'ils représentent la réflexion au niveau de la jonction des deux signaux déjà réfléchis au niveau des circuits ouverts. On propose de considérer les signaux qui ont subi au maximum deux réflexions pour limiter les allers-retours dans le réseau. Les réflexions aux points 16 m et 21 m ne sont donc pas considérées. On peut ainsi fixer le nombre de pics à 6 comme condition d'arrêt de l'algorithme Clean. Ici, la deuxième condition d'arrêt basée sur l'erreur résiduelle, que nous avons introduite

dans la section 2.2.4 du chapitre 2, est fixée à $\epsilon = 10^{-4}$.

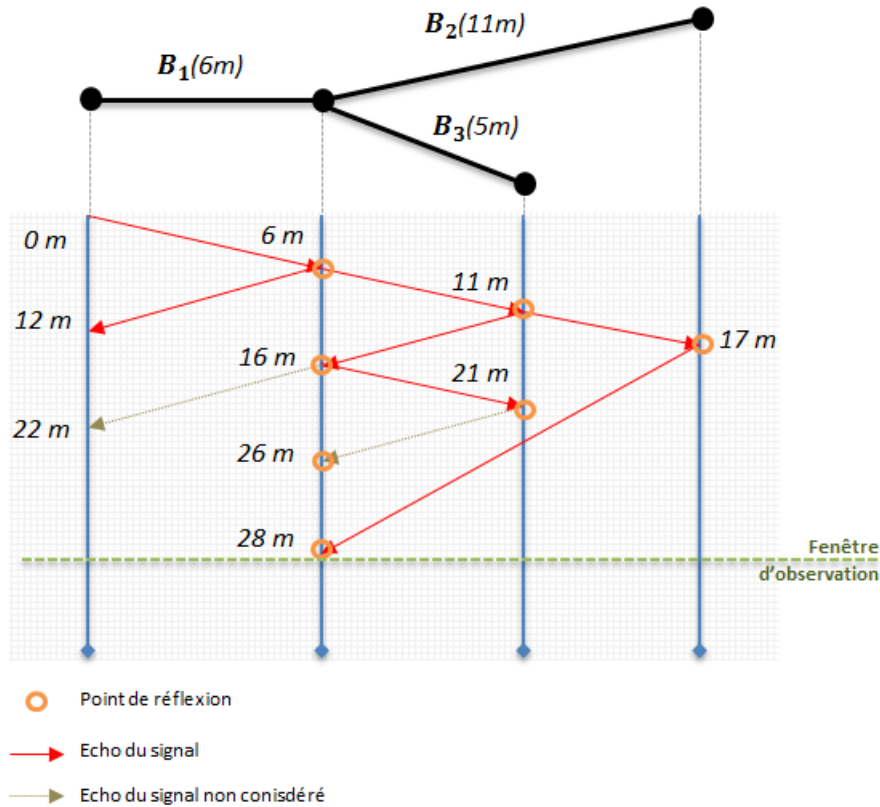


FIGURE 3.21: Diagramme de Bounce représentant les allers-retours dans le réseau.

La figure 3.22 montre, sur un diagramme amplitude-distance, la mesure de la méthode OMTDR avec une déconvolution par l'algorithme Clean. L'amplitude est normalisée par rapport à l'amplitude de la fonction d'auto-corrélation du signal de test. Les pics qui ont été détectés par l'algorithme Clean sont aux distances : 6 m, 9 m, 11 m, 17 m, 21.5 m et 22 m du point d'injection. En revenant au diagramme de Bounce présenté dans la figure 3.21, on peut remarquer que le lobe secondaire présent à 21.5 m du point d'injection est détecté, par erreur, comme un défaut. En effet, la présence des lobes secondaires peut introduire des erreurs dans le diagnostic même en utilisant l'algorithme Clean. De la même façon, on peut remarquer qu'on a réussi à détecter le défaut non franc ayant une variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique de $\Delta Z_c = 50\%$. Il est présent à une distance de 9 m du point d'injection. Cependant, il est intéressant de vérifier l'efficacité de l'algorithme quand le défaut non franc est de variation plus faible et par suite, d'amplitude plus faible.

La figure 3.23 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le résultat obtenu dans le cas d'un défaut non franc de variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique $\Delta Z_c = 40\%$. Les pics qui ont été détectés par l'algorithme Clean sont aux distances : 6 m, 10.5 m, 11 m, 17 m, 21.5 m et 22 m du point d'injection. En revenant au diagramme de Bounce présenté dans la figure 3.21, on peut remarquer que les lobes secondaires présents aux distances 10.5 m

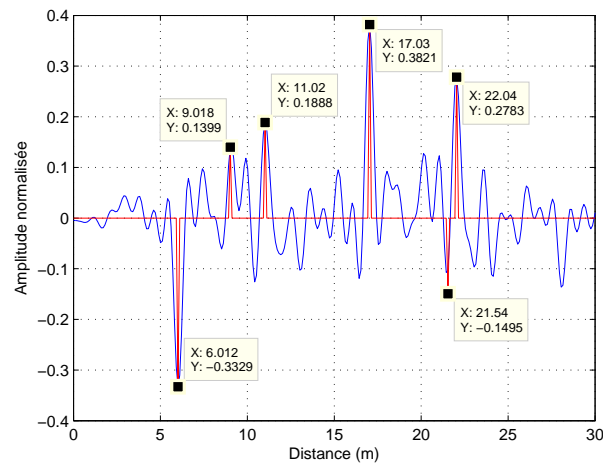


FIGURE 3.22: Résultat par réflectométrie OMTDR avec une déconvolution par l'algorithme Clean dans le cas d'un défaut non franc de $\Delta Z_c = 50\%$.

et 21.5 m du point d'injection sont détectés, par erreur, comme défauts. On peut remarquer aussi que le défaut non franc à 9 m du point d'injection n'a pas été détecté dans ce cas. Ceci est dû au principe de l'algorithme Clean qui détecte les pics par ordre d'amplitudes décroissantes (en valeur absolue). De plus, si un défaut franc d'amplitude importante se présente, l'algorithme risque de perdre son efficacité si les mêmes conditions d'arrêt sont respectées. Par ailleurs, la présence des lobes secondaires autour de chaque pic ne permet pas de faciliter la détection et la localisation des défauts dans un réseau plus complexe.

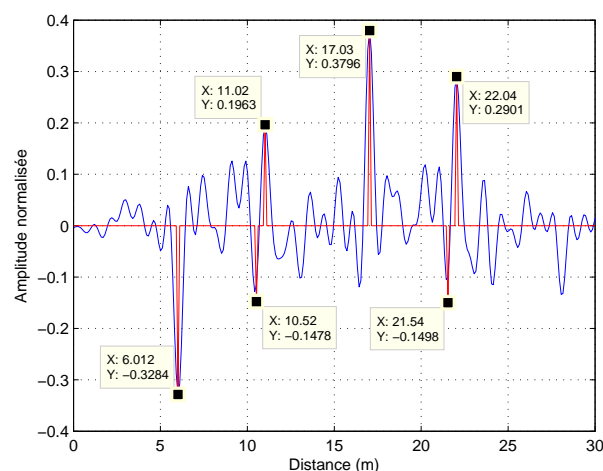


FIGURE 3.23: Résultat par réflectométrie OMTDR avec une déconvolution par l'algorithme Clean dans le cas d'un défaut non franc de $\Delta Z_c = 40\%$ situé à 9 m du point d'injection.

Appliquée à la méthode OMTDR, la déconvolution par l'algorithme Clean peut être intéressante dans la détection des défauts francs sous condition de la connaissance a priori du réseau.

Cependant, elle demeure limitée dans le cas d'un défaut non franc de faible variation puisque ce dernier peut être noyé dans les lobes secondaires des pics les plus proches. Cette contrainte s'aggrave dans le cas d'un réseau plus complexe lorsque les réflexions deviennent incontrôlables avec la présence de multiples jonctions, allers-retours, défauts, fins de lignes, etc. Par conséquent, la déconvolution par algorithme Clean perd son efficacité à détecter et localiser les défauts.

En effet, la problématique de l'analyse de la mesure par réflectométrie OMTDR vient de la présence des lobes secondaires autour de chaque pic. Cette présence influence la précision ainsi que la résolution de la mesure. Devant l'échec des méthodes existantes à surmonter cette contrainte, nous proposons une nouvelle méthode qui permet d'éliminer la présence des lobes secondaires autour de chaque pic. C'est l'objet de la section suivante.

3.3.2 Développement d'une nouvelle méthode d'amélioration de la mesure

Dans cette section, nous proposons une nouvelle méthode pour éliminer les lobes secondaires présents au niveau de chaque pic sur le réflectogramme. Elle consiste à appliquer une convolution entre la mesure r_{sy} (3.17) et une fonction de fenêtrage notée w de la façon suivante :

$$\hat{r}_{sy_i} = r_{sy_i} * w_{i'}. \quad (3.19)$$

où i , un échantillon de la mesure avec $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ et i' , un échantillon de la fenêtrage avec $i' \in \{1, 2, \dots, N'\}$. N et N' représentent le nombre d'échantillons de la mesure et de la fenêtrage, respectivement. Le nombre d'échantillons du signal de sortie noté \hat{N} est égal à $\hat{N} = N + N' - 1$. Le produit de convolution permet d'augmenter le nombre d'échantillons et par suite, l'amplitude des pics sur le réflectogramme. Le choix du nombre d'échantillons N' dans la fonction du fenêtrage se fait à partir de la fonction d'auto-corrélation du signal de test comme nous le montrons dans l'annexe B.

En traitement du signal, il existe plusieurs fonctions de fenêtrage telles que la fenêtrage de Hamming, Hanning, Taylor, Blackman, Dolph-Chebyshev, etc. Nous devons maintenant choisir la fonction de fenêtrage w la plus adéquate pour le diagnostic par réflectométrie permettant d'obtenir un résultat optimal. Pour cela, nous allons comparer les propriétés de chaque fenêtrage dans la section suivante.

3.3.2.1 Comparaison des performances des fonctions de fenêtrage

Comme nous avons décrit précédemment, il existe plusieurs types de fonctions de fenêtrage telles que la fenêtrage de Hamming, Hanning, Blackman, Dolph-Chebyshev, etc. Chaque type possède ses propres caractéristiques et est adapté à certaines applications. Afin de choisir la fonction la plus adéquate au diagnostic filaire par réflectométrie, il est intéressant de comparer l'effet de ces différentes fenêtrages sur la mesure. Pour cela, on s'intéresse particulièrement à deux paramètres tels que : la largeur du lobe principal mesurée à mi-hauteur et l'amplitude maximale des lobes secondaires [16],[17]. En effet, ces paramètres influencent la précision de la mesure. La précision est la capacité de localiser un défaut. Elle peut être mesurée par l'erreur entre la position réelle du défaut et celle estimée. On reprend l'exemple de la ligne de transmission de longueur 100 m affectée d'un défaut non franc comme l'illustre la figure 3.13.

A. Fenêtre de Hamming

La fenêtre de Hamming est une fenêtre moyenne entre un lobe principal étroit et un amortissement modéré des lobes secondaires [18]. Elle est décrite par l'expression algébrique suivante :

$$w_{i'} = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi i'}{N'}\right) & \text{si } 0 \leq i' \leq N' \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.20)$$

La figure 3.24 montre l'allure de la fenêtre de Hamming où N' , le nombre d'échantillons (dans ce cas, $N'=32$). La largeur à mi-hauteur du lobe central est égale à peu près à $N'/2$. On remarque que les échantillons aux extrémités de la fenêtre sont d'amplitudes non nulles. Ceci peut avoir des conséquences sur l'annulation des lobes secondaires autour des pics ce que nous allons vérifier par la suite.

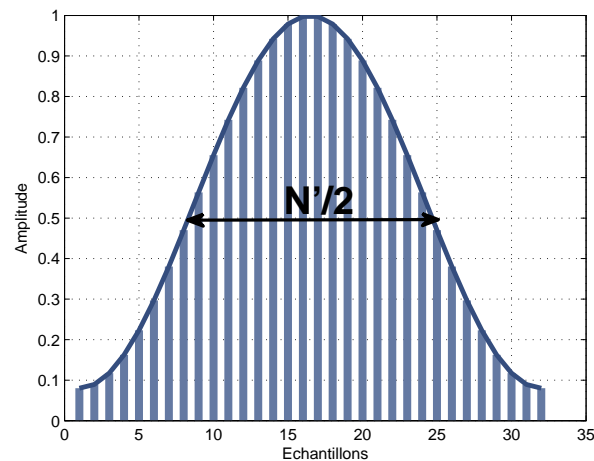


FIGURE 3.24: Fenêtre de Hamming.

La figure 3.25 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le défaut non franc après convolution du réflectogramme avec la fenêtre de Hamming. L'amplitude est normalisée par rapport à l'amplitude maximale du défaut non franc. On remarque que nous avons réussi à améliorer la netteté du réflectogramme par rapport à celui obtenu sans post-traitement comme illustré dans la figure 3.13. Cependant, la fenêtre de Hamming ne permet pas d'annuler complètement les lobes secondaires autour des pics comme le montre la figure 3.26. L'amplitude maximale des lobes secondaires est égale à 2% par rapport à l'amplitude du lobe central.

Le tableau 3.2 résume les paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur (ΔL), amplitude des lobes secondaires (A), taux d'erreur (ϵ)) associés à la fenêtre de Hamming. La largeur du lobe central à mi-hauteur est normalisée par rapport au nombre d'échantillons. L'amplitude maximale des lobes secondaires est normalisée par rapport à l'amplitude maximale du pic du défaut non franc. Le taux d'erreur est calculé par rapport à la position réelle du défaut non franc (50 m) du point d'injection comme le montre l'équation (3.18).

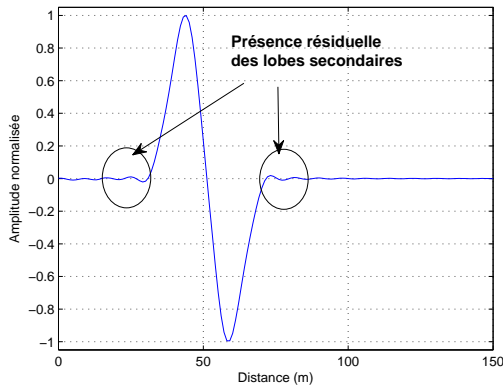


FIGURE 3.25: Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Hamming.

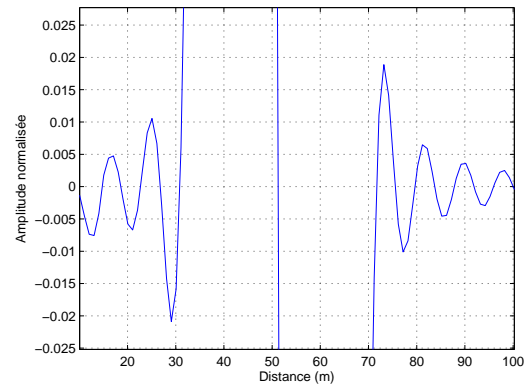


FIGURE 3.26: Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Hamming.

Fenêtre	ΔL	A	ϵ
Hamming	53 %	2 %	8.26 %

TABLE 3.2: Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Hamming.

Malgré le fait que nous ayons réussi à améliorer la qualité du réflectogramme d'une façon considérable grâce à la convolution par la fenêtre de Hamming, les lobes secondaires ne sont pas totalement annulés. De plus, la largeur du lobe principal à mi-hauteur est importante. Ceci influence la précision de localisation du défaut qui se traduit par un taux d'erreur égal à 8.26% dans ce cas. Pour cela, nous proposons d'étudier à la suite la fenêtre de Hanning.

B. Fenêtre de Hanning

L'expression algébrique de la fenêtre de Hanning (ou plutôt Hann, du nom de son auteur) est donnée par la relation suivante :

$$w_{i'} = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi i'}{N'}\right) & \text{si } 0 \leq i' \leq N'. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.21)$$

La figure 3.27 montre l'allure de la fenêtre de Hanning. La largeur à mi-hauteur du lobe central est la même que celle de la fenêtre de Hamming, c'est à dire, $N'/2$ où N' , le nombre d'échantillons. Cependant, l'amplitude des échantillons aux extrémités de la fenêtre est atténuée.

La figure 3.28 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme après convolution avec une fenêtre de Hanning. La figure 3.29 montre que la fenêtre de Hanning a permis de réduire les lobes secondaires autour du pic passant de 2% (fenêtre de Hamming) à 1.28% par rapport à l'amplitude du pic du défaut non franc. Cependant, la largeur du pic central n'a pas changé par rapport à celle de la fenêtre de Hamming.

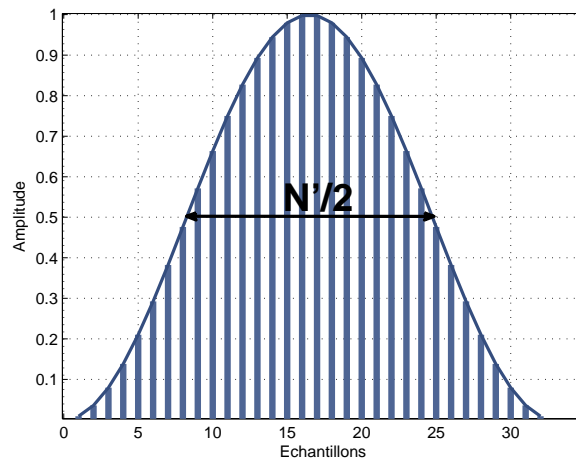


FIGURE 3.27: Fenêtre de Hanning.

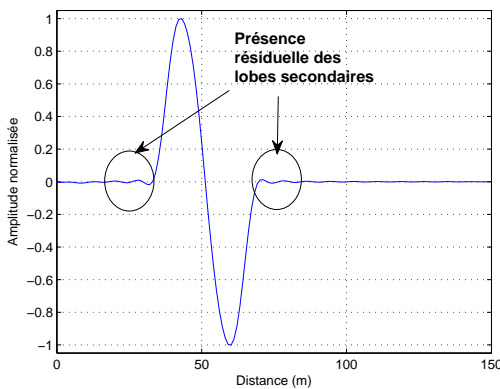


FIGURE 3.28: Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Hanning.

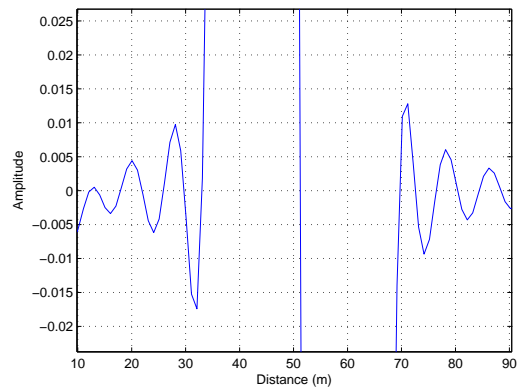


FIGURE 3.29: Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Hanning.

Le tableau 3.3 résume les paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur (ΔL), amplitude des lobes secondaires (A), taux d'erreur (ϵ)) associés à la fenêtre de Hanning.

Fenêtre	ΔL	A	ϵ
Hanning	53 %	1.26 %	6.12%

TABLE 3.3: Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Hanning.

On remarque que la fenêtre de Hanning permet de réduire les lobes secondaires autour du pic par rapport à la fenêtre de Hamming sans les annuler. Bien qu'elle possède la même largeur à mi-hauteur du lobe central que celle de la fenêtre de Hamming, la fenêtre de Hanning a permis d'améliorer la précision de la mesure passant de 8.26 % à 6.12% du taux d'erreur. Pour réduire la largeur du lobe central à mi-hauteur, nous proposons d'étudier maintenant les propriétés de la

fenêtre de Blackman.

C. Fenêtre de Blackman

L'expression algébrique de la fenêtre de Blackman est donnée comme suit [19] :

$$w_{i'} = \begin{cases} 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi i'}{N'}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi i'}{N'}\right) & \text{si } 0 \leq i' \leq N'. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.22)$$

La figure 3.30 montre l'allure de la fenêtre de Blackman avec un nombre d'échantillons $N'=32$. On remarque que la fenêtre de Blackman a permis de réduire la largeur à mi-hauteur du lobe central par rapport aux deux fenêtres précédentes (Hamming et Hanning). De plus, l'amplitude des échantillons aux extrémités de la fenêtre est plus faible par rapport à celle des fenêtres étudiées précédemment.

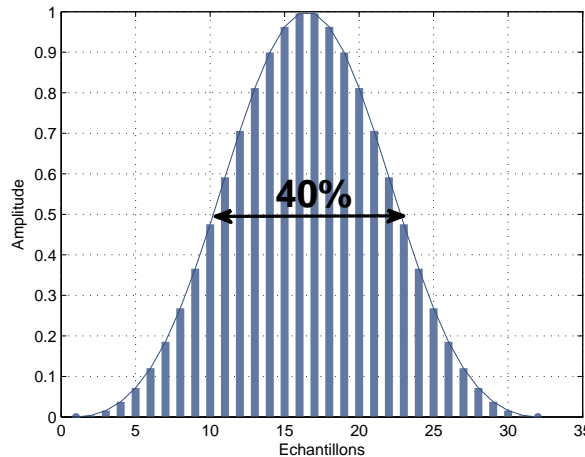


FIGURE 3.30: Fenêtre de Blackman.

La figure 3.31 montre le réflectogramme après convolution avec une fenêtre de Blackman. La largeur du pic central à mi-hauteur a diminué passant de 53% dans le cas d'une fenêtre de Hamming/Hanning à 40%. Les lobes secondaires autour du pic principal sont largement atténués sans être complètement annulés comme le montre la figure 3.32. L'amplitude des lobes secondaires atteint 0.2% par rapport à celle du lobe central.

Le tableau 3.4 résume les paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur (ΔL), amplitude des lobes secondaires (A), taux d'erreur (ϵ)) associés à la fenêtre de Blackman.

Fenêtre	ΔL	A	ϵ
Blackman	40 %	0.2 %	4%

TABLE 3.4: Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Blackman.

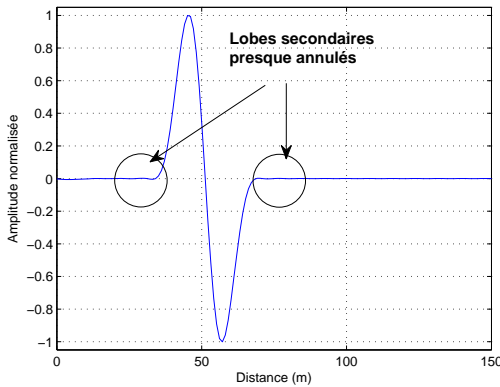


FIGURE 3.31: Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Blackman.

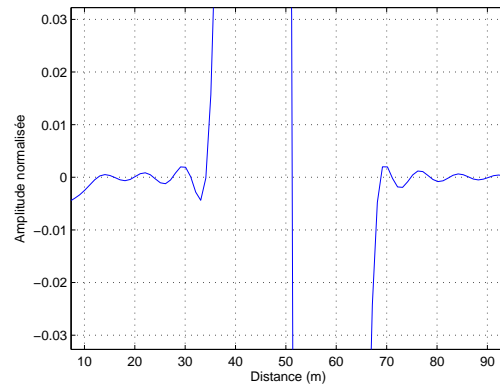


FIGURE 3.32: Zoom sur les lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Blackman.

On remarque que la fenêtre de Blackman permet de réduire considérablement les lobes secondaires autour du pic par rapport à la fenêtre de Hamming/Hanning. Elle a permis aussi d'améliorer la précision de la mesure avec un taux d'erreur égal à 4%. Pour annuler complètement les lobes secondaires, nous proposons d'étudier maintenant les propriétés de la fenêtre de Dolph-Chebyshev.

D. Fenêtre de Dolph-Chebyshev

La fenêtre de Dolph-Chebyshev est exprimée de la façon suivante [20] :

$$w_{i'} = \begin{cases} \text{FFT}^{-1} \left[\frac{\cos(N' \cos^{-1}(\beta \cos(\frac{\pi i'}{N'})))}{\cosh(N' \cosh^{-1}(\beta))} \right] & \text{si } 0 \leq i' \leq N'. \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.23)$$

où β est la constante d'ondulation. Elle permet de régler l'amplitude des ondulations et est définie par la relation suivante :

$$\beta = \cosh \left(\frac{\cosh^{-1}(10)}{N'} \right). \quad (3.24)$$

La figure 3.33 montre l'allure de la fenêtre de Dolph-Chebyshev avec un nombre d'échantillons $N'=32$. La fenêtre de Dolph-Chebyshev a permis de réduire la largeur à mi-hauteur du lobe central (34% par rapport au nombre d'échantillons).

La figure 3.34 montre le réflectogramme après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev. On remarque que la fenêtre de Dolph-Chebyshev a permis d'annuler les lobes secondaires autour du pic comme le montre la figure 3.35.

Le tableau 3.5 résume les paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur (ΔL), amplitude des lobes secondaires (A), taux d'erreur (ϵ)) associés à la fenêtre de Dolph-Chebyshev.

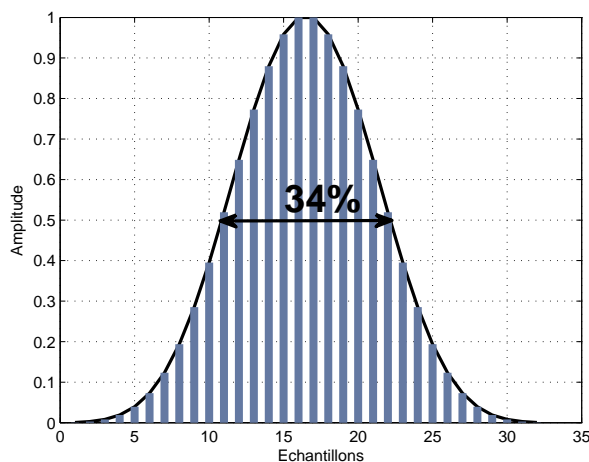


FIGURE 3.33: Fenêtre de Dolph-Chebyshev.

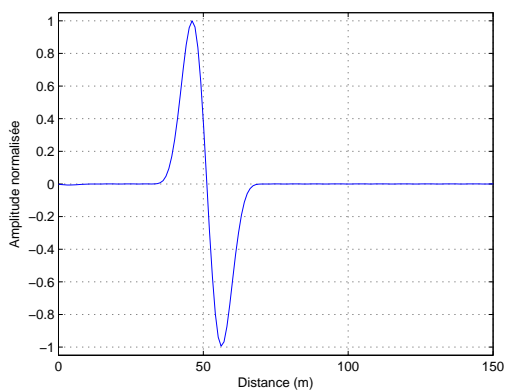


FIGURE 3.34: Réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev.

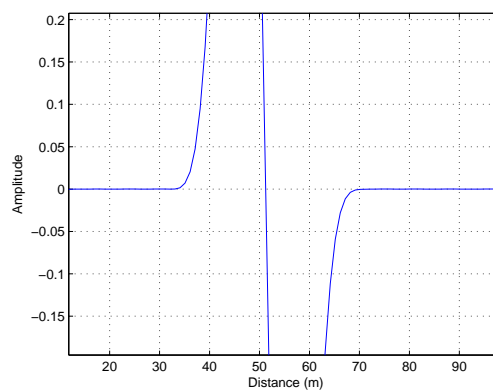


FIGURE 3.35: Absence des lobes secondaires après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev.

Fenêtre	ΔL	A	ϵ
Dolph-Chebyshev	34 %	0 %	1.87%

TABLE 3.5: Résumé des paramètres associés à la fenêtre de Dolph-Chebyshev.

On remarque que la fenêtre de Dolph-Chebyshev permet d'annuler totalement les lobes secondaires autour du pic. Elle a permis aussi de réduire la largeur à mi-hauteur du lobe central. Ceci se traduit par une diminution du taux d'erreur qui passe à 1.87%. Donc, la fenêtre de Dolph-Chebyshev permet de réaliser le meilleur compromis entre la largeur du lobe principal à mi-hauteur et l'amplitude des lobes secondaires et, par suite, d'améliorer la précision de mesure.

3.3.2.2 Choix de la fenêtre de limitation des lobes secondaires

Dans la section précédente, nous avons introduit les fenêtres de Hamming, Hanning, Blackman et Dolph-Chebyshev. Nous avons comparé, à partir d'une simulation sur une ligne de transmission affectée d'un défaut non franc et d'un circuit ouvert à son bout, la largeur à mi-hauteur du lobe central, l'amplitude des lobes secondaires et le taux d'erreur de localisation du défaut. Il faudra choisir la fenêtre qui permet d'atteindre le meilleur compromis entre ces paramètres pour améliorer la précision de la mesure.

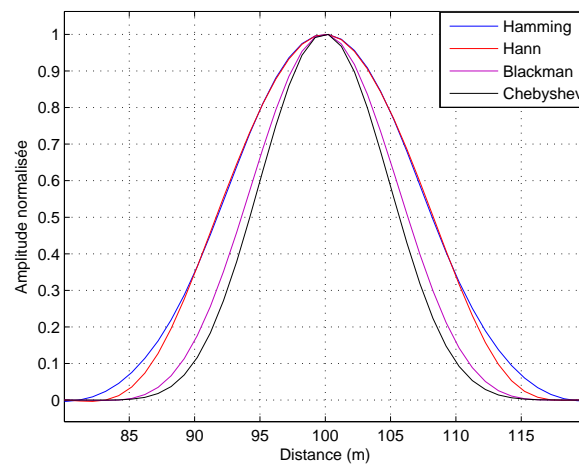


FIGURE 3.36: Détection du défaut franc à l'extrémité de la ligne.

La figure 3.36 montre le défaut franc (circuit ouvert) au bout de la ligne de longueur 100 m après convolution avec les fenêtres de Hamming, Hanning, Blackman et Dolph-Chebyshev. On peut remarquer que la fenêtre de Dolph-Chebyshev permet de fournir le lobe central le plus étroit par rapport aux autres fenêtres.

La figure 3.37 montre le défaut non franc à une distance de 50 m du point d'injection après convolution avec les fenêtres de Hamming, Hanning, Blackman et Dolph-Chebyshev. On remarque que le lobe central le plus étroit est celui fourni par la convolution avec la fenêtre de Dolph-Chebyshev comme le confirme la figure 3.36. Ceci a permis d'améliorer la précision de mesure. De plus, les lobes secondaires sont complètement absents dans le même cas.

Le tableau 3.6 résume les résultats des paramètres (largeur du lobe central à mi-hauteur ΔL , amplitude des lobes secondaires A et taux d'erreur ϵ) associés aux fenêtres de Hamming, Hanning, Blackman et Dolph-Chebyshev. On peut conclure que la fenêtre de Dolph-Chebyshev permet de fournir le meilleur compromis entre la largeur du lobe central à mi-hauteur (ΔL) et l'amplitude des lobes secondaires (A) par rapport aux autres fenêtres. Ceci conduit au taux d'erreur (ϵ) le moins important et ainsi la meilleure précision de la mesure. Pour cette raison, nous choisissons la fenêtre de Dolph-Chebyshev. Par suite, dans le module de post-traitement, nous appliquons la convolution entre la fenêtre de Dolph-Chebyshev et la mesure pour améliorer la netteté du réflectogramme.

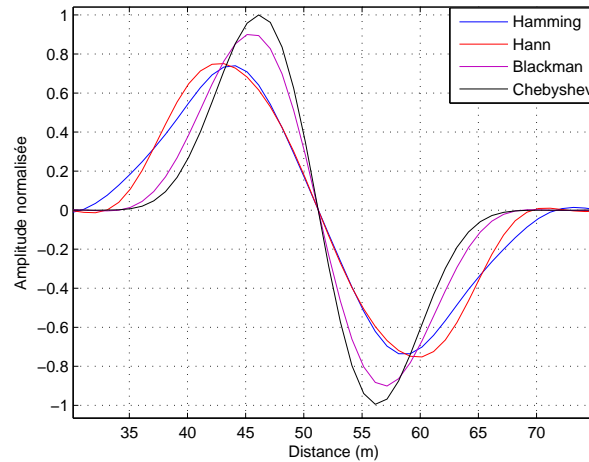


FIGURE 3.37: Détection du défaut non franc à une distance de 50 m du point d'injection.

Fenêtre	ΔL	A	ϵ
Hamming	53%	2%	8.26%
Hanning	53%	1.26%	6.12%
Blackman	40%	0.2%	4%
Chebyshev	34 %	0 %	1.87%

TABLE 3.6: Résumé des paramètres associés aux fenêtres courantes.

La figure 3.38 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le nouveau réflectogramme obtenu après une convolution entre une fenêtre de Chebyshev et le réflectogramme initial (voir figure 3.13). Le nombre d'échantillons du signal de test $N=512$ et le nombre d'échantillons de la fenêtre de convolution est égal à $N'=20$. La nouvelle longueur de la mesure après convolution avec la fenêtre de Dolph-Chebyshev est $\hat{N}=532$. Puisque le nombre d'échantillons a changé, nous avons aperçu un léger décalage sur l'axe des distances de 10 m vers la droite, c'est-à-dire, le pic du circuit ouvert est positionné à 110 m au lieu de 100 m (cas sans post-traitement). Pour surmonter cette contrainte, nous devons recalculer l'axe des distances en introduisant le nouveau nombre d'échantillons \hat{N} . Malgré une légère augmentation de la largeur du pic central par rapport au cas sans post-traitement, nous avons réussi à améliorer considérablement la netteté du réflectogramme puisque les lobes secondaires sont complètement annulés. La méthode proposée permet ainsi de faciliter l'analyse du réflectogramme.

Après l'avoir testée sur une simple ligne de transmission affectée d'un défaut franc et non franc, nous proposons de vérifier l'efficacité de la méthode dans un réseau en Y affecté d'un défaut non franc et de deux circuits ouverts. On remarque que nous réussissons à améliorer la résolution de la mesure par rapport au cas sans post-traitement (figure 3.20) par détection et localisation de la présence du défaut non franc, ce qui n'était pas le cas sans post-traitement où le défaut non franc était noyé dans les lobes secondaires des pics proches. On rappelle que l'algorithme Clean n'a pas réussi à détecter la présence du défaut non franc comme le montre la figure 3.23.

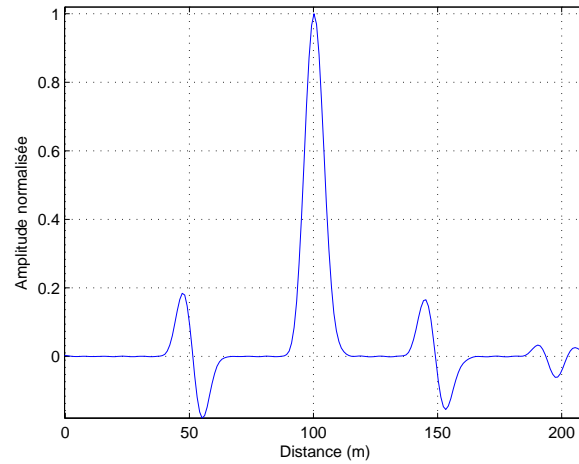


FIGURE 3.38: Réflectogramme obtenu par la méthode OMTDR après un post-traitement dans une ligne de transmission.

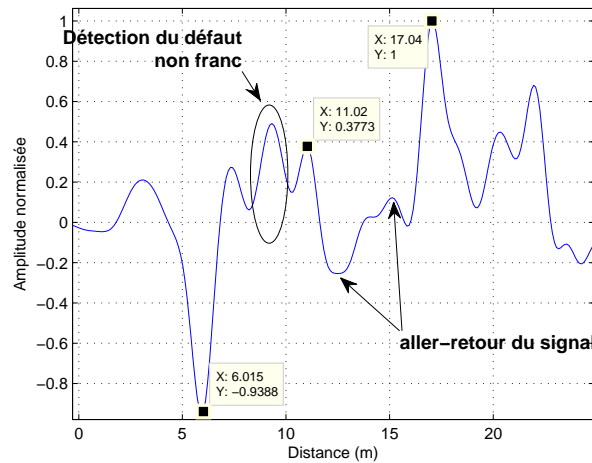


FIGURE 3.39: Réflectogramme obtenu par la méthode OMTDR après un post-traitement dans un réseau en Y.

La réflectométrie multi-porteuse a été proposée dans l'objectif d'assurer le diagnostic en ligne grâce à la grande flexibilité du paramétrage du spectre du signal de test. Elle permet d'éviter les bandes fréquentielles interdites comme nous l'avons expliqué dans la section 2.2.3 du chapitre 2. Après avoir introduit la méthode OMTDR, nous proposons d'étudier la capacité de la méthode OMTDR à surmonter les contraintes du diagnostic en ligne. C'est l'objet de la section suivante.

3.4 Adaptation de l'OMTDR au diagnostic en ligne

Le diagnostic en ligne permet de surveiller le réseau d'une manière parallèle au fonctionnement natif du système. Il permet ainsi de se trouver dans les conditions réelles du système, donc d'effectuer un diagnostic continu pour détecter et localiser les défauts potentiels. Néanmoins, le diagnostic en ligne impose diverses contraintes. La robustesse au bruit est un critère important puisque le système de diagnostic peut être perturbé soit par les signaux utiles du système cible lui-même soit par des sources voisines. En outre, les signaux de diagnostic ne doivent pas interférer avec les signaux présents sur le réseau. Dans un premier temps, nous proposons de vérifier la robustesse de la méthode OMTDR à la présence du bruit. Pour cela, nous prenons l'exemple d'un réseau en Y constitué de trois branches B_1 , B_2 et B_3 de longueurs respectives $l_1=6$ m, $l_2=9$ m et $l_3=7$ m. On simule la présence d'un défaut non franc sur la branche B_2 de variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique $\Delta Z_c=50\%$ à une distance de 3.5 m de la jonction. Nous considérons la présence d'un bruit blanc additif sur le réseau. Pour cela, nous considérons un SNR=10 dB. La figure 3.40 montre, sur un diagramme amplitude-temps, le signal réfléchi dans le domaine temporel à la sortie du réseau dans le cas d'un SNR=10 dB et une modulation 4-QAM. La figure 3.41 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev dans le cas d'un SNR=10 dB. On peut remarquer que nous avons réussi à détecter et localiser les différents pics correspondant à la jonction à 6 m, au défaut non franc à 9.5 m et aux deux circuits ouverts à 13 m et 15 m présents à la fin des branches B_3 et B_2 , respectivement. En effet, les opérations de la corrélation et la convolution effectuées sur le signal réfléchi lors de la reconstitution du réflectogramme effectuent un filtrage du signal et améliorent la robustesse du diagnostic au bruit.

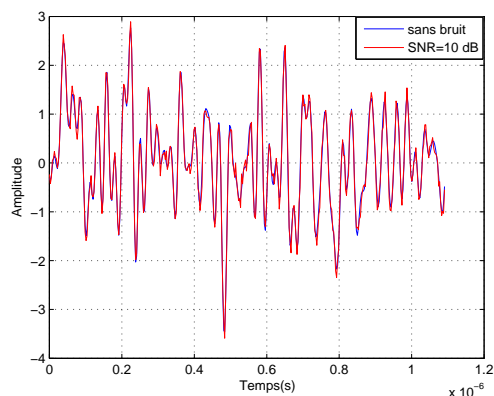


FIGURE 3.40: Signal réfléchi dans le domaine temporel dans le cas d'un SNR=10 dB.

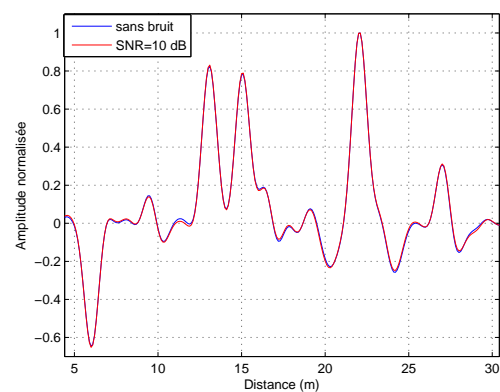


FIGURE 3.41: Réflectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR=10 dB.

Nous proposons maintenant d'augmenter l'amplitude du bruit en passant de 10 dB à 5 dB. La figure 3.42 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev dans le cas d'un SNR=5 dB. On peut remarquer qu'il y a des artefacts qui sont apparus sur le réflectogramme. Cependant, ils ne gênent pas le diagnostic puisque nous pouvons facilement détecter et localiser les défauts sur le réseau. La

méthode OMTDR reste robuste à la présence du bruit même dans le cas d'un faible SNR.

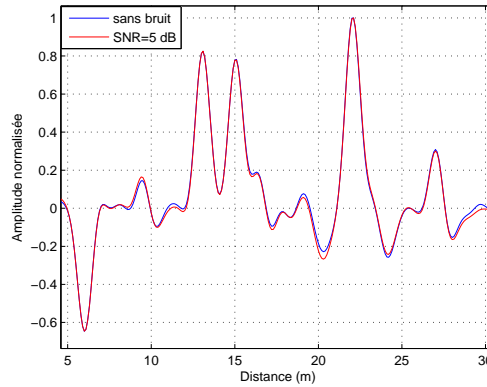


FIGURE 3.42: Réflectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR =5 dB.

Nous proposons maintenant d'augmenter l'amplitude du bruit en passant de 5 dB à -3 dB. La figure 3.43 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu après convolution avec une fenêtre de Dolph-Chebyshev dans le cas d'un SNR=-3 dB. On peut remarquer qu'il y a des artefacts qui sont apparus sur le réflectogramme. Dans ce cas, ils deviennent gênants puisqu'ils peuvent être confondus avec des défauts non francs sur le réseau. Malgré l'apparition des artefacts, nous arrivons à détecter et localiser les différents pics correspondant à la jonction, défaut non franc et défauts francs avec précision.

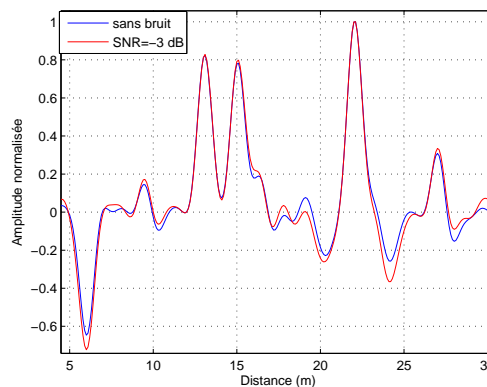


FIGURE 3.43: Réflectogramme obtenu après post-traitement d'un réseau en Y dans le cas d'un SNR=-3 dB.

Nous proposons d'ajouter une étape de moyennage après avoir effectué M mesures afin d'améliorer la qualité du réflectogramme. La figure 3.44 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu après une étape de moyennage sur M mesures ($M=10$ mesures) dans le

cas d'un SNR=-3 dB. On peut remarquer que nous avons réussi à réduire les artefacts présents sur le réflectogramme illustré dans la figure 3.43 et ainsi améliorer la qualité du réflectogramme. Nous avons remarqué aussi qu'en augmentant le nombre de mesures, nous retrouvons le réflectogramme dans le cas sans bruit.

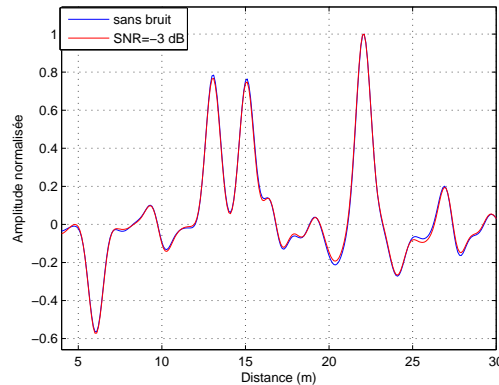


FIGURE 3.44: Réflectogramme obtenu après une étape de moyennage dans le cas d'un SNR=-3 dB.

Pour pallier les contraintes du diagnostic en ligne, différentes méthodes ont été proposées dans la littérature. La première stratégie est la translation de fréquence qui consiste à déplacer le support spectral en effectuant une multiplication du signal par une fréquence porteuse. C'est le principe de la réflectométrie par étalement du spectre (M/SSTDR). Cette stratégie manque de flexibilité dans le paramétrage du spectre. La réflectométrie multi-porteuse est une solution prometteuse grâce à la grande flexibilité dans le paramétrage du spectre. Cependant, les solutions développées jusqu'à ce jour (MCR/MCTDR) restent limitées comme nous l'avons expliqué dans la section 2.2 du chapitre 2.

Nous proposons d'utiliser la méthode OMTDR pour effectuer le diagnostic en ligne. Pour cela, le signal de test doit être soigneusement construit en évitant les fréquences interdites. Il faudra ainsi annuler les coefficients $s_{k,n}$ correspondant de la façon suivante :

$$s_{k,n} = 0 \Rightarrow s_k(f) = 0, \forall f \in \{f \in \mathfrak{R}^+ : \exists n \in [0, N - 1] \cap \mathbb{N}, f = n\Delta f\}. \quad (3.25)$$

Le fait d'annuler des échantillons du signal de test sur des fréquences interdites entraîne des pertes considérables d'information. Nous proposons dans ce qui suit d'étudier l'influence de la perte d'information sur l'analyse de la mesure OMTDR.

3.4.1 Influence de la perte d'information sur l'analyse de la mesure OMTDR

Nous proposons d'étudier l'influence de l'annulation des échantillons du signal de test sur les fréquences interdites. Pour cela, nous considérons trois cas pour lesquels on annule un nombre d'échantillons consécutifs en partant de l'échantillon indice 0 comme l'illustre la figure 3.45. On remarque que plus le nombre d'échantillons annulés est important, plus l'atténuation de

l'amplitude de la fonction d'auto-corrélation est importante. Ici, l'amplitude est normalisée par rapport à celle de la fonction d'auto-corrélation dans le cas où il n'y a pas de perte d'information. Elle est égale à 88.29% à 64 échantillons annulés, 70.84% à 128 échantillons annulés et 41.85% à 256 échantillons sachant que le nombre total d'échantillons est 512.

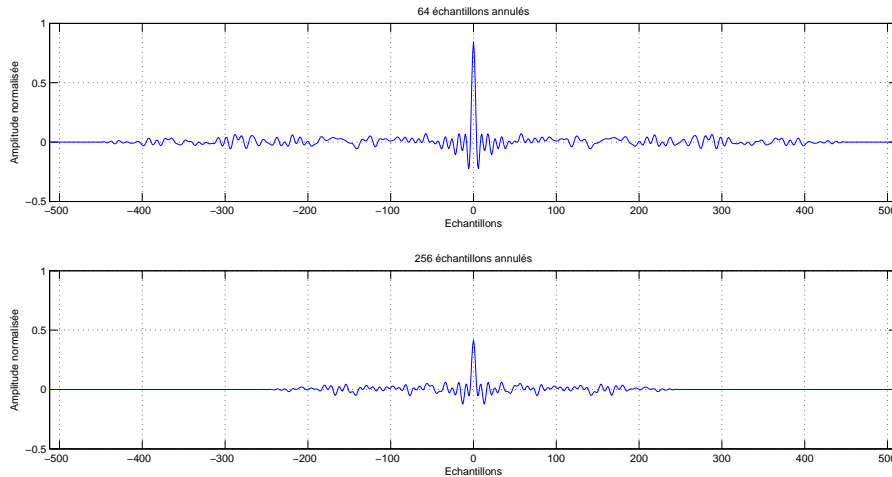


FIGURE 3.45: Influence sur l'annulation du signal sur les fréquences interdites.

L'occupation spectrale étant déterminée par \underline{s}_k , il est facile d'éviter les fréquences interdites. Cependant, l'annulation de certains coefficients entraîne une perte des données et donc des parties de la réponse fréquentielle du réseau. Cette perte influence la précision et la résolution de la mesure. Pour vérifier cela, on reprend l'exemple de la ligne de transmission affectée d'un défaut non franc à une distance 47 m du point d'injection et d'un circuit ouvert à son extrémité. Le réflectogramme obtenu dans le cas d'un diagnostic "off-line" est illustré dans la figure 3.38. Les figures 3.46 et 3.47 montrent les réflectogrammes obtenus dans le cas de 64 et 256 coefficients annulés sur 512 échantillons. On remarque que l'annulation des sous-porteuses interdites fait apparaître des distorsions autour des pics et dégrader ainsi la qualité de la mesure en termes de précision et de résolution. Par exemple, dans la figure 3.47, l'amplitude des pics a diminué d'une façon considérable (égale à 40% de l'amplitude obtenue dans le cas "off-line"). Ceci rend la détection du défaut non franc plus difficile puisque ce dernier est noyé dans les distorsions présentes autour des pics.

3.4.2 Amélioration de l'analyse de la mesure dans le diagnostic en ligne

Pour surmonter les difficultés décrites auparavant, nous proposons d'intégrer une étape de moyennage sur plusieurs symboles OFDM. Pour cela, l'étape de moyennage est effectuée de la façon suivante :

$$\hat{r}_{sy} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} r_{syk} \quad (3.26)$$

où r_{syk} , le signal du réflectogramme correspondant au symbole OFDM k . K représente le nombre de symboles OFDM sachant qu'un symbole OFDM k correspond à une mesure.

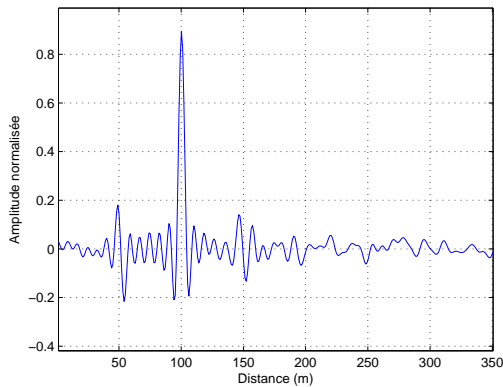


FIGURE 3.46: Réflectogramme obtenu où les échantillons $\{0, 1, \dots, 63\}$ sont annulés.

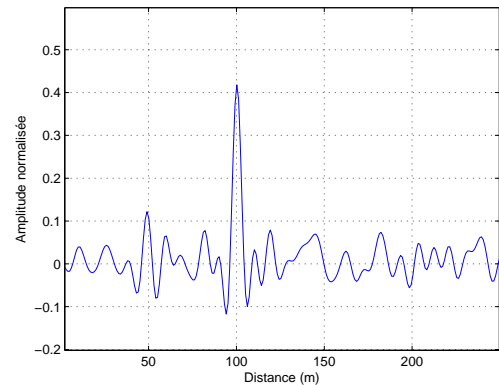


FIGURE 3.47: Réflectogramme obtenu où les échantillons $\{0, 1, \dots, 255\}$ sont annulés.

Les figures 3.48 et 3.49 montrent les réflectogrammes obtenus dans le cas de 64 et 256 coefficients annulés après avoir effectué une étape de moyennage. On rappelle qu'à chaque mesure les données sont générées aléatoirement. On remarque que les distorsions causées par les pertes des données suite à l'annulation des sous-porteuses interdites ont disparu. On peut conclure que l'étape de moyennage a permis la reconstruction des données perdues. Cependant, elle n'a pas réussi à supprimer les lobes secondaires autour des pics dus à la nature du signal de test lui-même (signal OFDM).

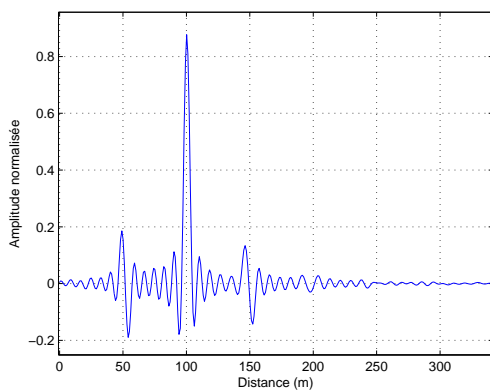


FIGURE 3.48: Réflectogramme obtenu après l'étape du moyennage où les échantillons $\{0, 1, \dots, 63\}$ sont annulés.

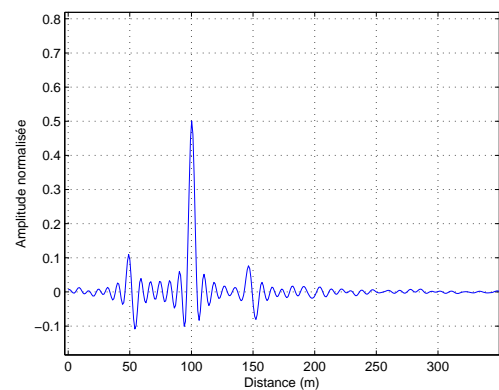


FIGURE 3.49: Réflectogramme obtenu après l'étape du moyennage où les échantillons $\{0, 1, \dots, 255\}$ sont annulés.

Pour améliorer l'analyse de la mesure, nous faisons maintenant appel à la méthode de post-traitement décrite auparavant. Il s'agit de la convolution de la mesure par une fonction de fenêtrage. La comparaison entre les différentes fenêtres a permis de conclure que la fenêtre de Dolph-Chebyshev est le meilleur choix puisqu'elle est la seule qui permette d'annuler totalement les lobes secondaires autour du pic sans pour autant augmenter la largeur du lobe central. Les figures 3.50 et 3.51 montrent les réflectogrammes obtenus après une convolution par la fenêtre de

Chebyshev. On remarque que l'analyse des mesures obtenues devient beaucoup plus facile dans ce cas malgré la diminution d'amplitude.

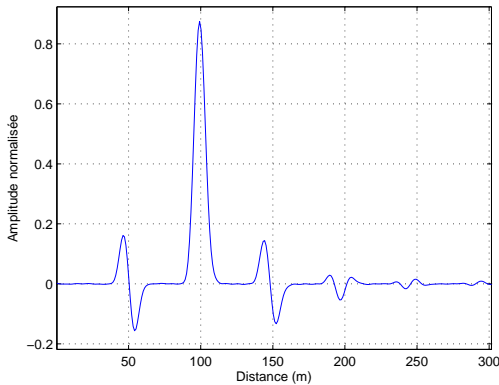


FIGURE 3.50: Réflectogramme obtenu après le post-traitement où 64 échantillons sont annulés.

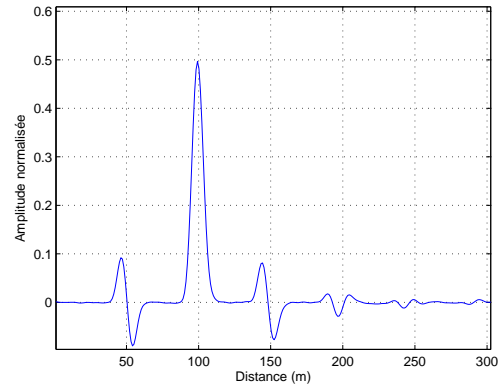


FIGURE 3.51: Réflectogramme obtenu après le post-traitement où 256 échantillons sont annulés.

On reprend maintenant le cas d'un réseau en Y avec la présence d'un défaut non franc avec une faible variation et deux défauts francs aux extrémités des branches B_2 et B_3 . Pour éviter les bandes interdites, 128 échantillons sont annulés sur 512 échantillons au total. La figure 3.52 montre les distorsions apparues sur le réflectogramme à cause de la perte d'information dans le cas d'un diagnostic en ligne. Nous proposons ainsi d'appliquer l'étape de moyennage (ici, $K=30$) pour surmonter cette contrainte et reconstruire les données éliminées comme le montre la figure 3.53. On peut remarquer qu'on a réussi à limiter les distorsions causées par la perte de l'information.

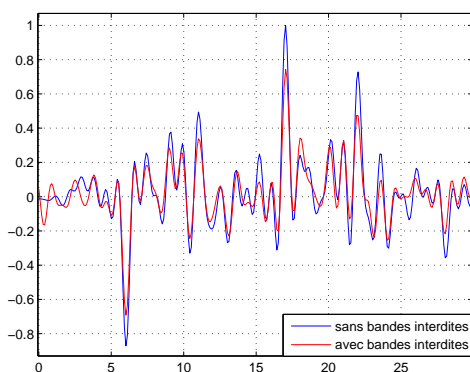


FIGURE 3.52: Réflectogramme d'un réseau en Y dans le cas d'un diagnostic en ligne.

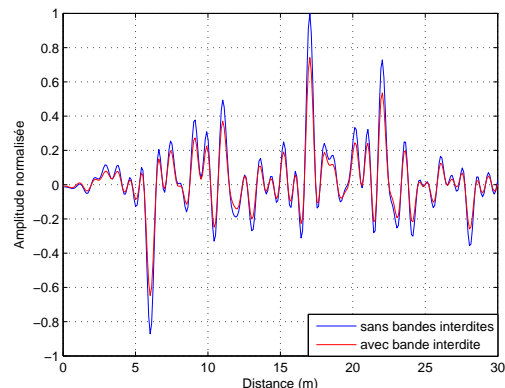


FIGURE 3.53: Réflectogramme d'un réseau en Y après l'étape de moyennage ($K=30$).

Après avoir éliminé les distorsions dues à la perte d'information grâce à l'étape de moyennage, nous appliquons maintenant la convolution entre la mesure moyennée (voir figure 3.53) et la fenêtre de Dolph-Chebyshev afin d'éliminer les lobes secondaires présents autour de chaque

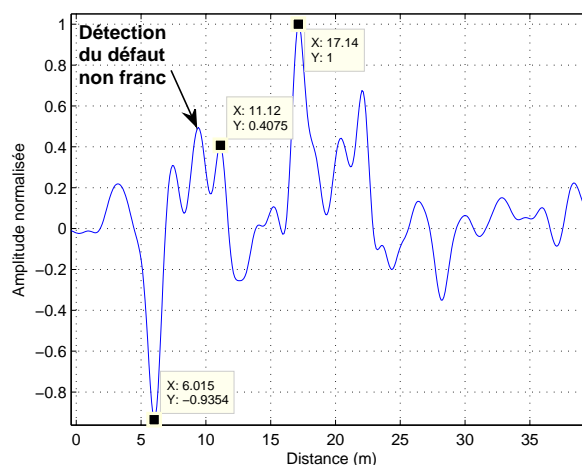


FIGURE 3.54: Détection d'un défaut non franc dans le cas d'un diagnostic en ligne.

pic. La figure 3.54 montre le résultat obtenu après application du post-traitement. On peut remarquer que le défaut non franc a été détecté et localisé même dans le cas d'un diagnostic en ligne.

On peut conclure que la méthode OMTDR permet d'effectuer un diagnostic en ligne par annulation des sous-porteuses correspondant aux fréquences interdites. L'application d'une étape de moyennage sur plusieurs symboles OFDM permet de reconstruire les données perdues. Ensuite, l'application d'un post-traitement permet d'améliorer la netteté du réflectogramme en éliminant les lobes secondaires autour des pics.

Pour valider la méthode OMTDR, nous proposons de la tester expérimentalement. Ceci est l'objet de la prochaine section.

3.5 Validation de la méthode de réflectométrie OMTDR

Nous proposons, dans cette section, de valider la méthode OMTDR par des mesures expérimentales. Pour cela, nous utilisons un générateur arbitraire d'ondes (en anglais, Arbitrary Wave Generator) de type AWG 7122C 24GS/s pour injecter le signal de test de fréquence d'échantillonnage $F_e = 1$ GHz. Les signaux injectés et réfléchis sont acquis à l'aide d'un oscilloscope (Lecroy Waverunner 104Mxi 1GHz). Enfin, nous utilisons le logiciel de simulation Matlab pour effectuer les traitements nécessaires tels que la corrélation entre les signaux injectés et réfléchis et la convolution du résultat obtenu avec une fenêtre de Doph-Chebyshev. La figure 3.55 montre la plateforme expérimentale mise en place pour effectuer le diagnostic du réseau filaire en utilisant la méthode OMTDR.

3.5.1 Détection d'un défaut franc sur un câble coaxial simple

Nous prenons un câble de type RG316 d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ et doté de deux connecteurs SMA à chaque extrémité. Le câble considéré est de longueur 1 m comme le montre la

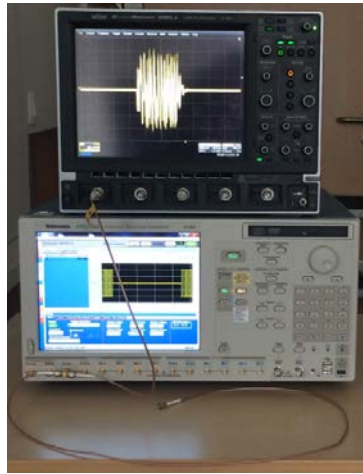


FIGURE 3.55: Plateforme expérimentale permettant le diagnostic du réseau filaire en utilisant la méthode OMTDR.

figure 3.55. Le nombre d'échantillons N est égal à 512 échantillons. Le nombre d'échantillons de la fenêtre de Dolph-Chebyshev N' est égal à 20. La fréquence d'échantillonnage F_e est 1 GHz. La figure 3.56 montre le réflectogramme obtenu avec post-traitement. Le premier pic correspond à la désadaptation à l'entrée du câble coaxial. Le deuxième pic correspond au circuit ouvert localisé à une distance de 1 m du point d'injection. Les autres pics correspondent aux allers-retours du signal dans la ligne [21].

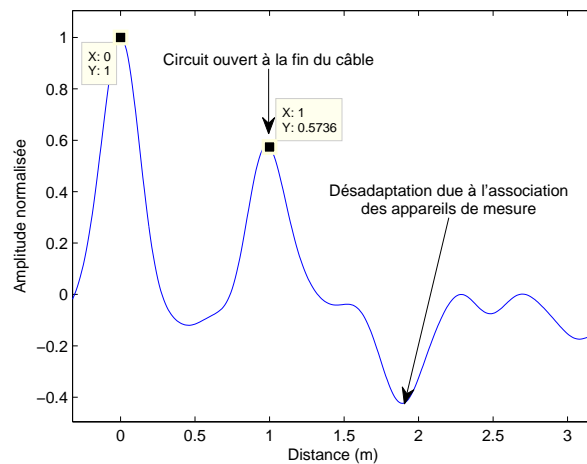


FIGURE 3.56: Réflectogramme d'un câble coaxial RG316 de longueur 1 m.

3.5.2 Détection d'un défaut franc sur un réseau en Y

Après avoir validé l'efficacité de la méthode OMTDR à localiser un défaut franc dans un câble coaxial. Nous proposons maintenant de diagnostiquer un réseau en Y. Le réseau en Y

est constitué de trois câbles coaxiaux RG316 de mêmes caractéristiques et inter-connectés par un connecteur en forme de T. Les longueurs des câbles sont 0.5 m, 1 m et 0.6 m. Le nombre d'échantillons N est égal à 512 échantillons. Le nombre d'échantillons de la fenêtre de Dolph-Chebyshev N' est égal à 20. La fréquence d'échantillonnage F_e est 1 GHz. La figure 3.57 montre le réflectogramme obtenu dans un réseau en Y après l'étape de post-traitement. Le premier pic correspond à la désadaptation à l'entrée du réseau. Ensuite, le pic négatif à une distance de 0.5 m du point d'injection représente la jonction qui relie les trois câbles coaxiaux entre eux. Puis, les deux pics positifs représentent les bouts des câbles (circuit ouvert) à une distance 1.1 m et 1.5 m. Enfin, les autres pics représentent les allers-retours dans le réseau jusqu'à son atténuation.

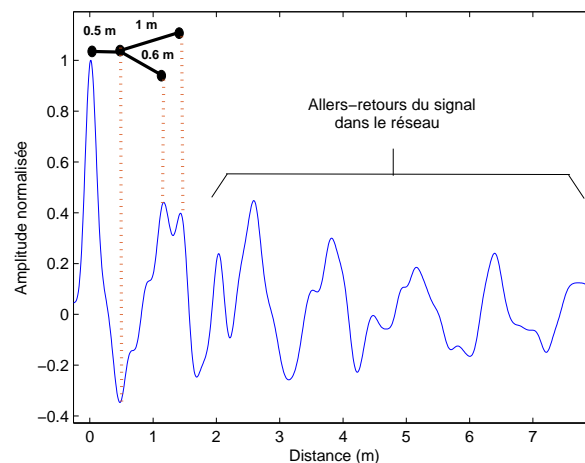


FIGURE 3.57: Réflectogramme d'un réseau en Y.

3.5.3 Détection d'un défaut franc sur un réseau complexe

La figure 3.58 montre le réflectogramme obtenu dans un réseau complexe après l'étape de post-traitement. Le réseau est constitué de 4 câbles coaxiaux RG316 de longueurs respectives 0.6 m, 1 m, 0.5 m et 0.5 m et un câble coaxial RG59 de longueur 1.7 m. Le premier pic correspond à la désadaptation à l'entrée du réseau. Ensuite, le pic négatif à la distance 0.6 m représente la première jonction J_1 . Puis, le pic positif correspond à l'aller-retour du signal réfléchi à la jonction J_1 . Les deux pics négatifs mesurés aux distances 1.6 m et 2.1 m représentent les deux jonctions successives J_2 et J_3 . Les deux circuits ouverts sont détectés aux distances 2.6 m et 3.7 m et représentés par des pics positifs. Enfin, les autres pics représentent les allers-retours dans le réseau jusqu'à son atténuation.

3.5.4 Détection d'un défaut non franc sur un câble coaxial

Nous considérons maintenant un câble RG316 de longueur 1 m avec un défaut non franc à une distance de 58 cm du point d'injection. Le défaut non franc affecte la gaine du câble ainsi

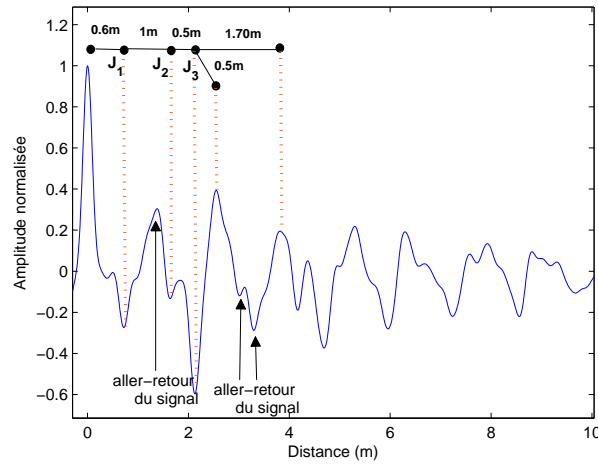


FIGURE 3.58: Réflectogramme d'un réseau filaire complexe constitué de 5 branches.

que le diélectrique du câble comme le montre la figure 3.59. On peut remarquer que le défaut non franc est détecté à une distance 58 cm du point d'injection. Le circuit ouvert à la fin de la ligne est représenté par un pic positif et localisé à une distance de 1 m.

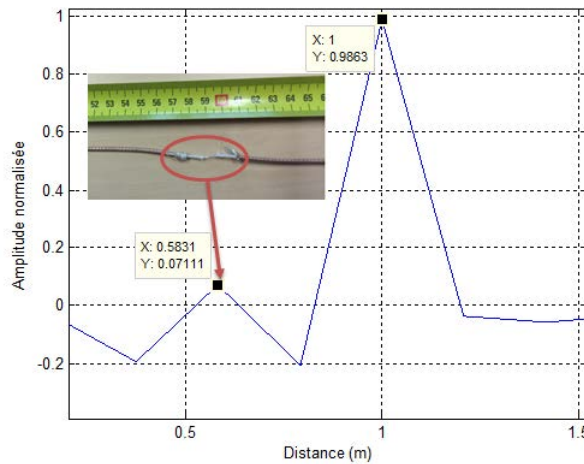


FIGURE 3.59: Réflectogramme d'un câble coaxial RG316 avec un défaut non franc à 58 cm du point d'injection.

Pour conclure, nous avons testé l'efficacité de la méthode OMTDR dans la détection d'un défaut franc et non franc sur des réseaux réels allant d'un simple câble coaxial à un réseau ramifié. La méthode OMTDR a permis de détecter et localiser les défauts avec précision.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse orthogonale appelée OMTDR. La méthode OMTDR a fait l'objet d'une publication internationale [22] et d'un dépôt de brevet [23]. Dans un premier temps, nous avons introduit les avantages de la méthode en termes d'augmentation de l'efficacité spectrale, du débit de transmission, et de la robustesse aux interférences inter-symboles (ISI) grâce à l'orthogonalité imposée entre les sous-porteuses. Nous avons présenté aussi les inconvénients de la méthode OMTDR liés à la présence des lobes secondaires autour de chaque pic. Pour améliorer la qualité de la mesure, nous avons proposé d'ajouter un module de post-traitement réalisant la convolution entre le signal mesuré et une fonction de fenêtrage. Pour cela, nous avons choisi la fenêtre de Dolph-Chebyshev puisqu'elle est la seule fenêtre qui permette d'éliminer totalement les lobes secondaires autour de chaque pic et de garantir en même temps une faible largeur à mi-hauteur du pic.

Plus loin, nous avons pu montrer que la méthode OMTDR constitue une solution adéquate aux problèmes d'interférences induits par le diagnostic en ligne. Ceci se fait en annulant les sous-porteuses sur les fréquences interdites. Cependant, nous avons pu constater que la perte d'information introduit des distorsions supplémentaires sur la mesure. Pour cela, nous avons proposé d'ajouter un module de moyennage permettant la reconstruction des données.

Les mesures réalisées sur des réseaux réels dans la dernière partie de ce chapitre, ont montré que la méthode OMTDR est capable de détecter et localiser un défaut franc et ce même dans le cas d'un réseau complexe. Cependant, la détection du défaut non franc reste limitée à certaines conditions. En effet, il existe maintenant des solutions qui permettent d'amplifier l'amplitude du défaut non franc pour le rendre facilement détectable. Ces méthodes peuvent être appliquées à la méthode OMTDR.

Malgré la pertinence des résultats, la méthode OMTDR souffre d'ambiguïté de localisation du défaut dans le cas d'un réseau complexe. Pour cela, nous proposons de distribuer la mesure à différents points du réseau et intégrer la communication entre les différents systèmes de diagnostic afin d'améliorer la qualité du résultat. Ceci est l'un des objectifs du prochain chapitre.

Références Bibliographiques

- [1] A. Lelong and M.O. Carrion. On line wire diagnosis using Multicarrier Time Domain Reflectometry for fault location. In *IEEE Sensors, 2009*, pages 751–754, Oct 2009.
- [2] S. Naik, C.M. Furse, and B. Farhang-Boroujeny. Multicarrier reflectometry. *IEEE Sensors Journal*, 6(3) :812–818, June 2006.
- [3] J. M. Dilhac. *Une introduction aux télécommunications*. Toulouse : Presses universitaires du Mirail (Ed. 2009), 1965.
- [4] H. Schulze and C. Lueders. *Theory and Applications of OFDM and CDMA : Wideband Wireless Communications*. Wiley-Interscience online books. Wiley, 2005.
- [5] S. Hara and R. Prasad. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Artech House universal personal communications series. Artech House, 2003.
- [6] A.R.S. Bahai, B.R. Saltzberg, and M. Ergen. *Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of OFDM*. Information Technology : Transmission, Processing and Storage. Springer, 2004.
- [7] H. Rohling. *OFDM : Concepts for Future Communication Systems*. Signals and Communication Technology. Springer, 2011.
- [8] R. Prasad. *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House universal personal communications series. Artech House, 2004.
- [9] V. Garg. *Wireless Communications & Networking*. The Morgan Kaufmann Series in Networking. Elsevier Science, 2010.
- [10] D.A. Guimaraes. *Digital Transmission : A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Signals and Communication Technology. Springer, 2010.
- [11] J. Armstrong. OFDM for Optical Communications. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3) :189–204, Feb 2009.
- [12] J.G. Proakis and D.G. Manolakis. *Digital signal processing*. Pearson Prentice Hall, 2007.
- [13] H. Rohling and R. Grunheid. Adaptive Coding and Modulation in an OFDM-TDMA Communication System. In *48th IEEE Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98.*, volume 2, pages 773–776 vol.2, May 1998.
- [14] J. Moon and S. Hong. Adaptive code-rate and modulation for multi-user OFDM system in wireless communications. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002*, volume 4, pages 1943–1947 vol.4, 2002.
- [15] A. Lelong. *Méthodes de diangstoc filaire embarqué pour des réseaux complexes*. PhD thesis, Université des sciences et Technologies de Lille, Décembre 2010.
- [16] F.J. Harris. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1) :51–83, Jan 1978.

- [17] N. Geckinli and Davras Yavuz. Some Novel Windows and a Concise Tutorial Comparison of Window Families. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 26(6) :501–507, Dec 1978.
- [18] R.J. Webster. A Generalized Hamming Window. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 26(3) :269–270, Jun 1978.
- [19] K.M.M Prabhu and H. Renganathan. Optimised data windows. *Electronics Letters*, 1980.
- [20] C. L. Dolph. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level. *Proceedings of the IRE*, 34(6) :335–348, June 1946.
- [21] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie*. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin 2007.
- [22] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Pérès, and A.P. Tchanganani. On-line Diagnosis Using Orthogonal Multi-Tone Time Domain Reflectometry in a Lossy Cable. In *10th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD), 2013*, pages 1–6, March 2013.
- [23] W. Ben Hassen and F. Auzanneau. Méthode de localisation de défauts électriques au sein d'un réseau de lignes de transmission et système associé, 2013. Brevet, nuémro de soumission : 1000213631.

Intégration de la communication pour le diagnostic distribué dans un réseau de topologie complexe

4



Evaluation de la fiabilité du diagnostic par intégration des facteurs d'influence

Sommaire

Introduction	117
4.1 Élimination de l'interférence par les méthodes d'accès multiple	117
4.1.1 Allocation des slots temporels	117
4.1.2 Allocation des sous-porteuses	118
4.1.3 Allocation des codes orthogonaux	122
4.1.4 Comparaison des méthodes d'accès multiple	122
4.2 Intégration de la communication entre les réflectomètres	124
4.2.1 Procédé de communication par la modulation OFDM	124
4.2.2 Détection et correction des erreurs de transmission	125
4.3 Développement d'une nouvelle stratégie de pré-localisation d'un défaut par calcul du TEB	126
4.3.1 Estimation de la qualité du support par le taux d'erreur binaire	127
4.3.2 Pré-localisation d'un défaut par calcul du taux d'erreur binaire	131
4.3.3 Validation de la stratégie proposée dans un bus CAN	133
4.4 Développement d'une nouvelle stratégie de localisation du défaut par fusion des réflectomètres	136
4.4.1 Structuration de la trame	137
4.4.2 Mise en place d'un protocole de communication entre les réflectomètres .	137
4.4.3 Regroupement des réflectomètres dans un réseau très complexe	145
4.4.4 Validation de la stratégie de fusion des réflectomètres dans un bus CAN .	145
Conclusion	153
Références Bibliographiques	154

Introduction

La méthode de réflectométrie standard se base sur la simple mesure de la distance entre un point d'injection et une discontinuité d'impédance pour déterminer la position d'un défaut potentiel. Cependant, cette mesure peut créer une ambiguïté de localisation du défaut lorsque le diagnostic d'un réseau complexe est effectué. Pour cela, la réflectométrie distribuée est une solution intéressante comme nous l'avons expliqué dans la section 2.3 du chapitre 2 de ce manuscrit.

L'objectif de ce chapitre est de montrer que l'intégration de la communication entre les réflectomètres distribués en différents points du réseau permet de détecter et localiser les défauts avec précision dans le cas d'un réseau de topologie complexe. En effet, le réflectomètre a l'exclusivité d'effectuer son diagnostic et prendre la décision sur la localisation du défaut séparément des autres réflectomètres.

Pour cela, nous proposons, dans la première section, d'utiliser des méthodes d'accès multiple au réseau pour éliminer l'interférence entre les signaux des réflectomètres. Ici, nous développons une nouvelle méthode d'allocation des sous-porteuses pour surmonter les contraintes du diagnostic distribué. Dans la deuxième section, nous présentons le procédé de communication entre les réflectomètres ainsi que les méthodes de détection et de localisation des erreurs de transmission. Ensuite, nous développons une nouvelle stratégie de pré-localisation d'un défaut par calcul du taux d'erreur binaire dans la troisième section. Puis, nous proposons une nouvelle stratégie de localisation du défaut basée sur la fusion des réflectomètres. Un protocole de communication doit donc être mis en place. Il est expliqué en dernière section.

4.1 Élimination de l'interférence par les méthodes d'accès multiple

Nous avons présenté dans le chapitre précédent la méthode OMTDR comme étant une méthode prometteuse pour le diagnostic embarqué de défauts lorsque le réseau est en fonctionnement. Néanmoins, la méthode OMTDR, comme toute autre méthode de réflectométrie [1], souffre de l'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau complexe. La distribution de la mesure OMTDR à différents points du réseau peut très bien répondre à cette problématique. En effet, elle permet de réduire la difficulté d'analyse du réflectogramme et de fournir une meilleure précision de localisation du défaut. Cependant, elle révèle aussi des problèmes d'interférence entre les différents réflectomètres connectés sur le réseau. Pour cela, nous proposons d'utiliser une méthode d'accès multiple permettant le partage des ressources (fréquence, temps, code, etc.). Nous proposons ainsi d'étudier l'efficacité de chacune des méthodes pour pouvoir déterminer la plus adéquate dans ce contexte.

4.1.1 Allocation des slots temporels

La méthode d'accès multiple par répartition dans le temps (en anglais, **T**ime **D**omain **M**ultiple **A**ccess ou TDMA) [2, 3, 4] permet à plusieurs réflectomètres de partager la même bande fréquentielle en divisant le temps disponible en plusieurs intervalles de temps appelés "slots temporels".

Chaque réflectomètre ne peut injecter son signal de test que dans le slot temporel qui lui est alloué. Ainsi, en l'absence d'une injection simultanée, les signaux ne risquent pas de s'interférer. De plus, la stratégie TDMA permet de garder une bonne précision de localisation du défaut puisque chaque réflectomètre utilise toute la bande fréquentielle disponible pendant son slot temporel. En effet, plus la bande fréquentielle est large, plus la précision de mesure est importante [5].

Le slot temporel doit être suffisamment grand pour inclure l'injection du signal de test, l'acquisition du signal réfléchi et le traitement de la mesure. Ceci devient gênant pour la détection et la localisation des défauts intermittents quand le diagnostic est en ligne puisque la prise de décision ne peut se faire qu'après avoir collecté l'information de chaque réflectomètre. En outre, le fait que les différentes mesures soient effectuées sur des slots temporels différents peut altérer la cohérence entre les mesures lorsque le réseau est sujet à des variations rapides. Enfin, cette technique nécessite la synchronisation entre les différents réflectomètres. Afin de surmonter les contraintes décrites auparavant, nous proposons dans la section suivante d'étudier une nouvelle stratégie permettant d'effectuer les mesures simultanément sans problèmes d'interférence.

4.1.2 Allocation des sous-porteuses

Pour résoudre les problèmes d'interférence, l'utilisation du signal OMTDR comprenant une pluralité de sous-porteuses orthogonales entre elles permet, en allouant une partie des sous-porteuses disponibles à chaque réflectomètre du système distribué, d'éviter les phénomènes d'interférence entre deux signaux de réflectométrie générés par deux réflectomètres distincts et qui occuperaient des bandes de fréquences superposées partiellement. Cette stratégie est basée sur la méthode d'accès multiple par répartition en fréquence (en anglais, **F**requency **D**omain **M**ultiple **A**ccess ou FDMA) [4, 6].

4.1.2.1 Allocation adjacente des sous-porteuses

Pour allouer les différentes sous-porteuses fréquentielles disponibles dans la bande de fréquences considérée aux différents réflectomètres du système distribué, la solution la plus simple consiste à diviser la bande de fréquences en plusieurs sous-bandes adjacentes, chacune allouée à un réflectomètre particulier. A titre d'exemple, on prend un réseau en Y avec l'extrémité de chaque branche un réflectomètre connecté comme le montre la figure 4.1.

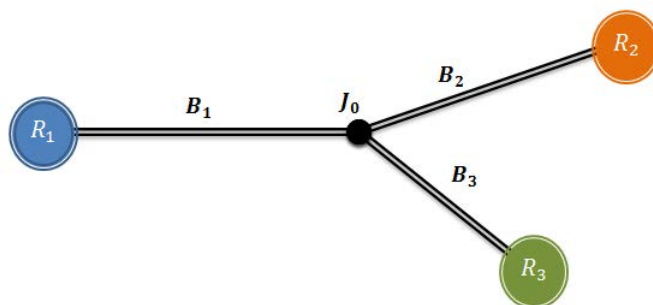


FIGURE 4.1: Diagnostic distribué dans un réseau en Y.

La figure 4.2 représente sur un diagramme amplitude-fréquence, le spectre d'un signal multi-porteuses dont les sous-porteuses sont réparties entre trois réflectomètres R_1, R_2 et R_3 selon cette première solution. En prenant les sous-porteuses dans l'ordre croissant des valeurs de leurs fréquences centrales, un premier groupe de sous-porteuses adjacentes (3 sous-porteuses dans l'exemple de la figure 4.2) sont allouées à un premier réflectomètre R_1 . Un second groupe de sous-porteuses adjacentes de fréquences centrales de valeurs supérieures à celles du premier groupe sont allouées à un deuxième réflectomètre R_2 . Enfin, un troisième groupe de sous-porteuses adjacentes situées à l'extrémité opposée de la bande de fréquences du signal sont allouées à un troisième réflectomètre R_3 .

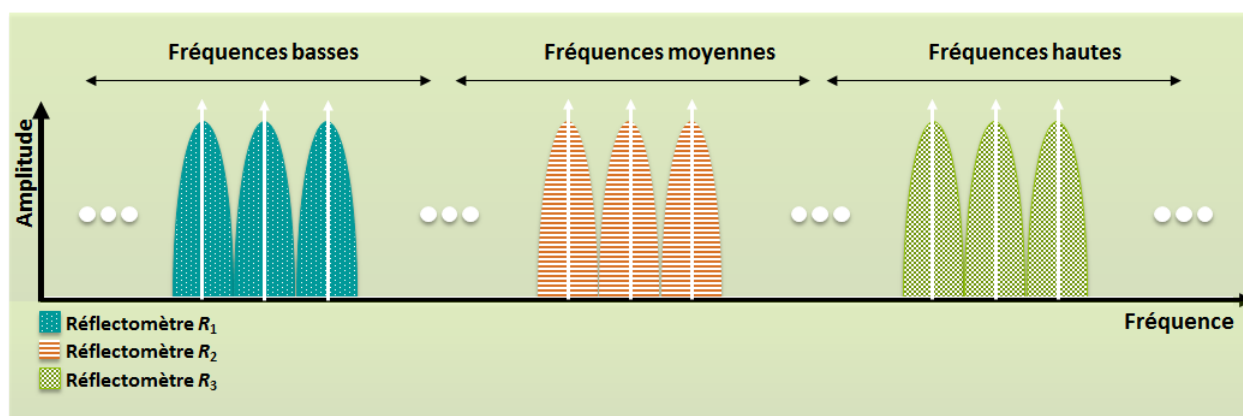


FIGURE 4.2: Allocation adjacente des sous-porteuses.

Cette solution d'allocation de sous-porteuses dans l'ordre croissant des valeurs de leurs fréquences centrales présente des inconvénients. En effet, dans la configuration de la figure 4.2, le premier réflectomètre R_1 utilise des sous-porteuses situées sensiblement dans les basses fréquences, le deuxième réflectomètre R_2 utilise des sous-porteuses situées dans les moyennes fréquences alors que le troisième réflectomètre R_3 utilise des sous-porteuses situées dans les hautes fréquences. Cette différence d'utilisation du spectre entraîne une différence de perspective du réseau vu par les différents réflectomètres R_1, R_2 et R_3 .

En effet, les réflectogrammes obtenus in fine peuvent différer lorsque les signaux utilisés présentent des occupations spectrales très éloignées en fréquence. En particulier, l'utilisation de sous-porteuses éloignées en fréquence de la composante continue peut engendrer des artefacts dans le réflectogramme. En outre, l'atténuation du signal lors de sa propagation dans le réseau dépend également de la fréquence du signal. En effet, l'atténuation est plus élevée pour les hautes fréquences que pour les basses fréquences. Pour toutes ces raisons, la solution consistant à allouer la bande de fréquences du signal de réflectométrie multi-porteuses aux différents réflectomètres dans l'ordre croissant des fréquences n'est pas une solution performante dans le diagnostic filaire. Nous proposons ainsi une nouvelle méthode d'allocation des sous-porteuses que nous présentons dans ce qui suit.

4.1.2.2 Développement d'une nouvelle méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses

Nous proposons afin de résoudre les problèmes évoqués ci-dessus, d'allouer les sous-porteuses du signal de test de façon distribuée tel que représenté à la figure 4.3. Les sous-porteuses sont allouées aux différents réflectomètres de sorte qu'un dispositif de diagnostic utilise des fréquences régulièrement réparties dans la bande et que tous les dispositifs utilisent des signaux de test fonctionnant à des fréquences proches. Cette solution a fait l'objet d'un dépôt de brevet [7].

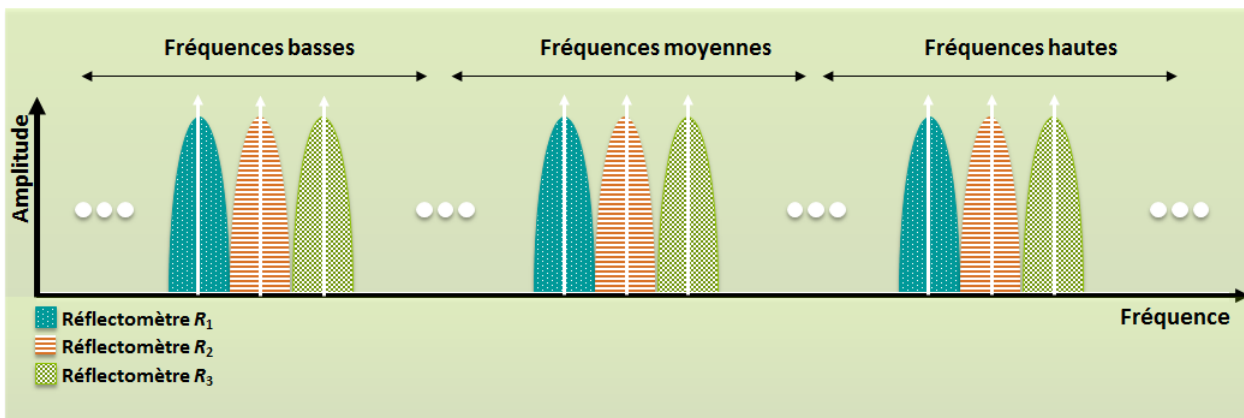


FIGURE 4.3: Allocation distribuée des sous-porteuses.

Dans l'exemple de la figure 4.3, les sous-porteuses sont alternativement allouées à l'un des trois réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 . En procédant de cette façon, on s'assure que chaque dispositif de réflectométrie R_1 , R_2 et R_3 va générer un signal multi-porteuses utilisant des fréquences régulièrement réparties dans la bande utile. Tous les signaux générés présentent alors un profil spectral proche ce qui permet d'éviter les différences de perspectives du réseau filaire et garantit l'obtention de réflectogrammes homogènes.

Pour générer un signal multi-porteuses comprenant des sous-porteuses non adjacentes, une solution consiste à annuler les sous-porteuses correspondant aux fréquences que l'on souhaite supprimer dans le signal. Par ailleurs, toutes les sous-porteuses de la bande utile du signal ne sont pas forcément allouées à un dispositif de réflectométrie pour générer un signal de test en vue de l'analyse des défauts électriques du réseau. Certaines sous-porteuses peuvent être réservées ou dites interdites car elles correspondent à des plages de fréquences de signaux utiles au fonctionnement du réseau de câbles que l'on souhaite tester. Afin de ne pas perturber le fonctionnement du réseau, aucun signal parasite ne doit être émis dans ces plages interdites. L'orthogonalité des sous-porteuses (méthode OMTDR) assure que les signaux utiles du réseau de câbles ne sont effectivement pas perturbés par les signaux de réflectométrie injectés.

Il convient de noter également que le principe d'allocation distribuée décrit à la figure 4.3 peut s'appliquer à l'identique pour un signal multi-porteuses dont les sous-porteuses ne sont pas orthogonales entre elles comme le cas de la réflectométrie MCTDR ou MCR. Dans un tel cas, on utilise des sous-porteuses suffisamment espacées entre elles pour ne pas créer d'interférences. Ceci entraîne un gaspillage de la bande passante et diminue l'efficacité spectrale du canal comme

nous l'avons expliqué dans la section 3.1 du chapitre 3.

Les figures 4.4, 4.5, 4.6 représentent, sur trois diagrammes amplitude-distance, les réflectogrammes obtenus par trois réflectomètres R_1, R_2 et R_3 , respectivement, dans le cas où l'allocation des sous-porteuses du signal de réflectométrie est réalisée de la façon décrite à la figure 4.2 (allocation dite adjacente) et dans le cas où l'allocation des sous-porteuses du signal de réflectométrie est réalisée de la façon décrite à la figure 4.3 (allocation dite distribuée).

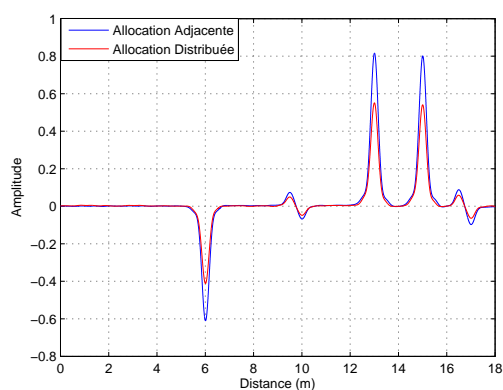


FIGURE 4.4: Réflectogramme de R_1 .

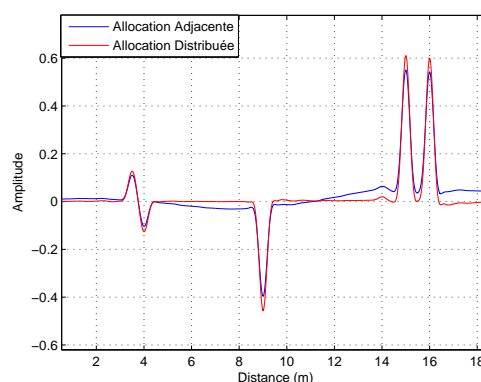


FIGURE 4.5: Réflectogramme de R_2 .

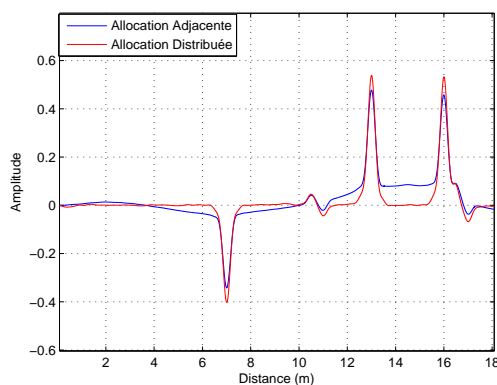


FIGURE 4.6: Réflectogramme de R_3 .

On remarque que la qualité du diagnostic obtenu pour les trois réflectomètres dans le cas d'une allocation distribuée est meilleure que celle obtenue dans le cas d'une allocation adjacente. En particulier, dans le cas d'une allocation adjacente, les réflectogrammes obtenus par les réflectomètres R_2 et R_3 qui utilisent des fréquences moyennes ou hautes présentent des artefacts qui sont éliminés dans le cas d'une allocation distribuée. Grâce à la méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses que nous proposons, nous avons réussi à surmonter certaines contraintes de la méthode d'accès multiple FDMA.

La stratégie d'allocation des sous-porteuses est intéressante puisqu'elle permet d'injecter les signaux de test d'une façon simultanée sans interférence. Cependant, cette méthode devient gênante dans le cas d'un réseau très complexe où plusieurs réflectomètres devraient être placés pour

couvrir l'ensemble du réseau. En effet, plus le nombre de réflectomètres est important, plus la largeur de chaque sous-bande est étroite, plus la précision de la mesure est faible. Pour cela, nous proposons d'utiliser une nouvelle stratégie d'accès multiple décrite dans la section suivante.

4.1.3 Allocation des codes orthogonaux

S'inspirant des méthodes déjà existantes telles que la méthode par séquences M [8] et la méthode des moyennes sélectives [5], nous proposons d'accorder à chaque réflectomètre un code spécifique. Afin d'éviter les problèmes d'interférence entre les signaux des réflectomètres lors d'une injection simultanée, les codes doivent être impérativement orthogonaux entre eux de la façon suivante :

$$\underline{c}^{(R_i)^T} \underline{c}^{(R_j)} = 0, \forall (R_i, R_j) \in \{0, 1, \dots, N_r - 1\}^2, i \neq j. \quad (4.1)$$

où N_r est le nombre de réflectomètres dans le réseau. R_i et R_j désignent deux réflectomètres connectés au même réseau avec $i \neq j$.

Cette condition peut être satisfaite par les séquences de Walsh-Hadamard [9, 10] où chaque ligne de la matrice correspond à un code spécifique. Sachant que la matrice de Walsh-Hadamard est une matrice carrée, le nombre de colonnes est égal ainsi au nombre de lignes lui-même égal au nombre de réflectomètre N_r . Par suite, à chaque réflectomètre noté R_i , on associe un code de longueur N_r . Ensuite, chaque symbole à transmettre est multiplié par le code et on transmet N_r symbole(s). On parle ici d'étalement du spectre par un coefficient de N_r égal à la longueur du code. A la réception, on multiplie le signal reçu par le même code pour retrouver les symboles transmis (sauf en cas d'erreur lors de la transmission).

A titre d'illustration, on reprend l'exemple d'un réseau en Y instrumenté par trois réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 comme le montre la figure 4.1. La figure 4.7 représente la fonction d'auto-corrélation du signal de test du réflectomètre R_1 ainsi que la fonction d'inter-corrélation entre le signal de test de R_1 et les autres réflectomètres R_2 et R_3 . On peut remarquer que l'amplitude de la fonction d'inter-corrélation entre deux réflectomètres voisins est négligeable par rapport à celle de la fonction d'auto-corrélation du réflectomètre R_1 . La condition dans l'équation (4.1) est ainsi satisfaite et les problèmes d'interférence sont éliminés.

La stratégie d'accès multiple par répartition en code (en anglais, **Code Domain Multiple Access** ou CDMA) [2, 11] est une technique de codage des transmissions numériques. Elle permet à plusieurs réflectomètres d'utiliser simultanément la même bande fréquentielle sans interférence. Il suffit d'attribuer à chaque réflectomètre un code distinct et orthogonal par rapport aux autres codes. Par ailleurs, l'ajout d'un nouveau dispositif de diagnostic est facile puisqu'il suffit de générer un nouveau code. Cependant, cette méthode est très consommatrice en bande passante à cause de l'étalement de spectre. Ceci est un paramètre clé dans le diagnostic par réflectométrie.

4.1.4 Comparaison des méthodes d'accès multiple

Nous avons présenté précédemment les méthodes d'accès multiple au réseau filaire telles que TDMA, FDMA et CDMA. Ayant un objectif commun, chaque méthode a ses propres avantages et inconvénients comme le résume le tableau 4.1.

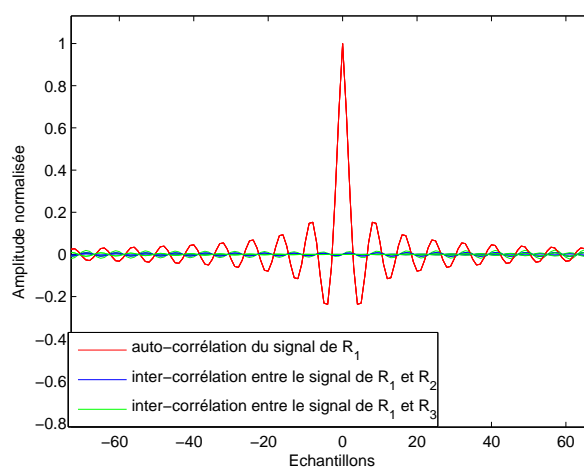


FIGURE 4.7: Auto-corrélation et inter-corrélation du signal de R_1 avec R_2 et R_3 .

Méthode	Avantage(s)	Inconvénient(s)
FDMA	<ul style="list-style-type: none"> - Pas besoin de synchronisation. - Injection simultanée. - Détection des défauts intermittents. - Résistance aux interférences. 	<ul style="list-style-type: none"> - Débit dépend de la largeur de la bande. - Redistribution des sous-porteuses si ajout d'un réflectomètre. - Perte de précision et résolution de la mesure dans un réseau de grande taille.
TDMA	<ul style="list-style-type: none"> - Partage de la bande disponible. - Durée de batterie plus élevée. - Pas d'interférence. - Injection non simultanée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Besoin de synchronisation. - Détection non garantie des défauts intermittents. - Redistribution des slots temporels si ajout d'un module.
CDMA	<ul style="list-style-type: none"> - Partage de la bande disponible. - Injection simultanée. - Plus de résistance aux interférences. - Ajout d'un nouveau module facile. - Détection des défauts intermittents. 	<ul style="list-style-type: none"> - Étalement du spectre. - Consommation de la bande passante. - Besoin de synchronisation.

TABLE 4.1: Tableau récapitulatif des spécificités des différentes méthodes xDMA.

Selon le tableau 4.1, chaque méthode d'accès multiple peut être adaptée à une application spécifique selon son besoin.

Après avoir résolu le problème d'interférence entre les différents réflectomètres, nous proposons maintenant une nouvelle stratégie de diagnostic distribué qui ne se base pas uniquement sur la partie réfléchiée du signal mais qui s'intéresse aussi à la partie transmise pour voir si elle permet de fournir une information supplémentaire sur les caractéristiques d'un défaut.

4.2 Intégration de la communication entre les réflectomètres

Les méthodes de diagnostic distribué existantes telles que la méthode par séquences M [8] et la méthode des moyennes sélectives [5] s'intéressent uniquement à la partie réfléchiée du signal de test pour caractériser le défaut d'une façon distribuée. Dans cette section, nous proposons une nouvelle stratégie de diagnostic qui utilise aussi la partie transmise pour en extraire une information supplémentaire sur le défaut. Pour cela, nous présentons dans ce qui suit le procédé de communication par modulation/démodulation OFDM.

4.2.1 Procédé de communication par la modulation OFDM

Nous avons décrit dans la section 3.1.1 du chapitre 3 le procédé de génération d'un signal OFDM utilisé comme un signal de test par la réflectométrie OMTDR. Nous nous intéressons maintenant à la partie transmise de ce signal après passage dans un réseau. La figure 4.8 montre la procédure de communication par modulation/démodulation OFDM.

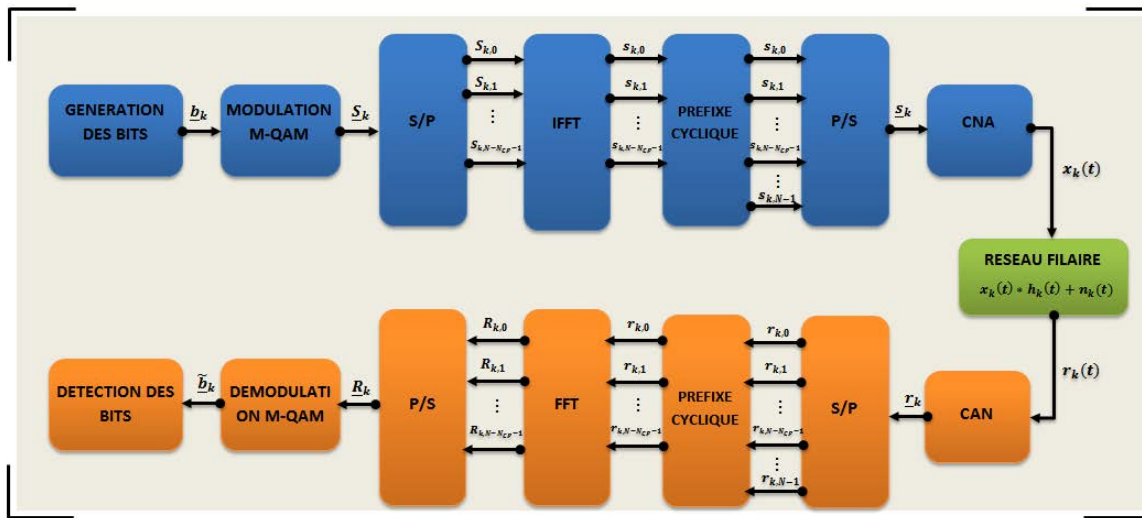


FIGURE 4.8: Schéma bloc de la procédure de communication OFDM.

A la sortie du convertisseur analogique-numérique, le signal reçu est échantillonné au rythme N/T_s où N est le nombre d'échantillons et T_s est la durée d'un symbole OFDM [12, 13]. On peut ainsi écrire la relation de l'équation (4.2) suivante :

$$r_{k,i} = s_{k,i} * h_{k,i} + n_{k,i}. \quad (4.2)$$

où $h_{k,i}$, la fonction de transfert du réseau, $n_{k,i}$, le bruit blanc additif gaussien du réseau et k , l'indice du symbole OFDM.

Ensuite, le préfixe cyclique est supprimé et on effectue l'opération de FFT (Fast Fourier Transform). En effet, l'application de la transformée de Fourier permet de trouver le symbole complexe noté $R_{k,n}$ de la constellation M-QAM. Il est exprimé de la façon suivante :

$$R_{k,n} = S_{k,n}H_{k,n} + N_{k,n}. \quad (4.3)$$

Enfin, une démodulation M-QAM est ainsi appliquée sur les symboles $R_{k,n}$ permettant de retrouver les bits envoyés sauf en cas d'erreur lors de la transmission.

Comme nous travaillons dans le cas d'un réseau filaire (canal de transmission généralement non idéal), une erreur de transmission peut avoir lieu au cours de la transmission. Pour cela, nous faisons appel à des méthodes de détection et de correction d'erreur sur un ensemble de bits envoyés. C'est l'objet de la section suivante.

4.2.2 Détection et correction des erreurs de transmission

Un signal électrique est souvent victime de perturbations liées au support de transmission (distorsion, présence du bruit, etc.) surtout lors de la transmission de données sur un long trajet. Le contrôle de l'intégrité des données reçues est donc nécessaire. Ceci permet d'éviter le déclenchement de fausses alarmes. C'est pour cette raison qu'il existe des mécanismes permettant de garantir un certain seuil d'intégrité. Ceci peut se faire soit par la fiabilisation du support de transmission grâce au diagnostic soit par la mise en place des mécanismes logiques de détection et de correction d'erreurs. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes allant de la simple détection à la correction d'une ou plusieurs erreur(s) dans un train binaire [14, 15, 16].

4.2.2.1 Détection des erreurs de transmission

Nous nous intéressons dans un premier lieu à la détection des erreurs. Pour cela, il existe une méthode, principalement utilisée dans les télécommunications, basée sur le contrôle de redondance cyclique (en anglais **Cyclic Redundancy Check** ou **CRC**) [17]. Cette méthode consiste à associer à chaque bloc de données, appelé aussi trame, un code de contrôle qualifié de code CRC. Il s'agit d'une courte séquence binaire de taille fixe ajoutée à la fin de la trame. Si on détecte une erreur qui a eu lieu au cours de la transmission, on a deux possibilités : soit demander la retransmission de la trame, ce qui ne permet pas forcément d'améliorer la qualité de transmission si le câble présente déjà des signes de faiblesse soit essayer de corriger une ou plusieurs erreurs qui ont eu lieu lors de la transmission comme nous allons le voir maintenant.

4.2.2.2 Correction des erreurs de transmission

Dans le domaine des réseaux de communication, les méthodes de correction des erreurs de transmission sont nombreuses [14, 15, 16]. La plus connue est la méthode de correction par retransmission. Ici, le récepteur détecte les erreurs grâce à l'utilisation d'un champ de contrôle d'erreur (i.e. le code CRC) dans le message envoyé. Il informe ensuite l'émetteur de la bonne réception en lui envoyant un message d'acquiescement (ACK). Dans le cas d'un acquiescement négatif, l'émetteur doit retransmettre le message erroné. La correction par retransmission permet d'améliorer la qualité de transmission lorsque les erreurs apparaissent d'une façon aléatoire suite à des phénomènes transitoires (présence du bruit, apparition d'un défaut intermittent, distorsion du câble, etc.). Elle est considérée comme étant la meilleure méthode lorsque le taux de perte est faible et le délai de retransmission tolérable. Cependant, lorsque les erreurs de transmission sont dues à une défaillance permanente du support de transmission (i.e. apparition d'un défaut non franc), la retransmission du message ne permet pas d'améliorer la qualité de communication. Pour

cela, nous avons recours à d'autres méthodes de correction d'erreurs.

Parmi les méthodes les plus connues, on peut mentionner le code de Hamming [18]. Il consiste à diviser le message initial en blocs de taille n bits et rajouter ensuite à chaque bloc, p bits de contrôle (bits de parité) pour former un mot de code de taille $(n + p)$ bits tel que :

$$2^p - p \leq n + 1. \quad (4.4)$$

La figure 4.9 montre le principe du code de Hamming où le message à transmettre est divisé en blocs et ensuite des bits de contrôle sont ajoutés à chaque bloc pour assurer la correction des erreurs à la réception.

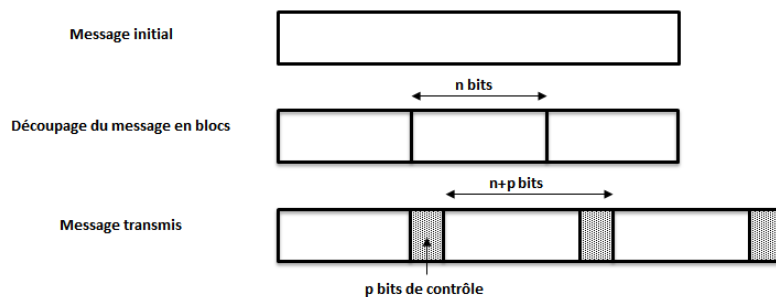


FIGURE 4.9: Principe du code de Hamming.

En effet, plus la longueur d'un code est élevée, plus le code pourra détecter et corriger des erreurs, mais plus son rendement¹ est faible. Le choix d'un code dépend donc d'un compromis entre la capacité à détecter/corriger des erreurs et le rendement du code.

Il est important de détecter les erreurs, mais il sera plus intéressant de les corriger comme nous avons vu précédemment. Cependant, lorsque le nombre de bits erronés devient important, il devient parfois impossible de corriger toutes les erreurs de transmission avec la garantie d'un bon rendement. En effet, il est plus judicieux de remplacer le support de transmission considéré défectueux lorsque le taux d'erreur binaire devient important (au-dessus d'un certain seuil) que de mettre en place des algorithmes de correction des erreurs gourmands en mémoire et en temps de calcul. Dans ce contexte, nous proposons d'étudier l'impact de l'apparition d'un défaut sur la fiabilité de la communication en termes de taux d'erreur binaire. L'objectif est d'éliminer l'ambiguïté de localisation d'un défaut dans un réseau complexe comme nous allons le voir dans la section suivante.

4.3 Développement d'une nouvelle stratégie de pré-localisation d'un défaut par calcul du TEB

Dans cette section, nous proposons d'étudier la partie transmise du signal de test pour voir si elle peut nous ramener de l'information supplémentaire sur le défaut. Il nous convient de préciser

1. Le rendement d'un code noté (p, n) est : $R = n/(n + p)$ où n est la longueur du mot initial et $(n + p)$ est la longueur du mot de code

que l'utilisation de la partie transmise du signal de réflectométrie n'a jamais été abordée dans l'état de l'art connu.

4.3.1 Estimation de la qualité du support par le taux d'erreur binaire

Au niveau de la couche physique, la qualité de la communication peut être évaluée par la valeur du taux d'erreur binaire (en anglais, **Bit Error Rate** ou BER). Il représente le pourcentage de bits erronés se produisant dans un flux de données numériques. Il peut être calculé par le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits transmis dans un train binaire. Rappelons que l'étape de moyennage permet d'améliorer le rapport signal sur bruit (SNR). Nous proposons ainsi de considérer la valeur moyenne du taux d'erreur binaire pour l'estimation de la qualité physique du support de transmission. Nous allons maintenant étudier l'impact des différents paramètres tels que l'augmentation de la longueur du câble, le nombre de réflexions, l'augmentation de la sévérité du défaut sur le taux d'erreur binaire noté TEB.

4.3.1.1 Étude de l'impact de la distance entre l'émetteur et le récepteur

Nous proposons de considérer dans un premier temps une simple ligne de transmission pour étudier l'impact de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur. Nous faisons ainsi varier cette distance notée d et nous calculons à chaque fois le taux d'erreur binaire. En effet, l'onde électromagnétique subit une atténuation de propagation lors de sa circulation dans le support de transmission. Ceci est connu aussi en anglais sous le nom de "path-loss" [19] et peut être exprimé (dans sa forme la plus simple) de la façon suivante :

$$PL = \frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{4\pi df}{v_p} \right)^2. \quad (4.5)$$

où d , la distance entre l'émetteur et le récepteur, f , la fréquence du signal et v_p , la vitesse de propagation. P_t et P_r représentent la puissance du signal émis et reçu, respectivement. On passe maintenant en décibels (dB) et on prend la vitesse de propagation du signal égale à $0.66 c$, c est la célérité de la lumière. On peut ainsi réécrire l'équation (4.5) sous la forme suivante :

$$PL_{dB} = 20 \log_{10} (4\pi df) - 165.9333. \quad (4.6)$$

On exprime maintenant le rapport signal sur bruit (SNR) en décibels de la façon suivante :

$$\gamma_{SNR} = P_t - PL_{dB} - N_0. \quad (4.7)$$

où N_0 , la puissance du bruit blanc gaussien considéré.

Les figures 4.10 et 4.11 représentent l'évolution de l'atténuation de propagation (path-loss) ainsi que le rapport signal sur bruit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur à une fréquence $f=200$ kHz. On peut remarquer que l'atténuation de propagation du signal augmente avec la distance. Ceci se traduit par la dégradation du rapport signal sur bruit.

Nous proposons maintenant d'étudier l'impact de la distance sur le taux d'erreur binaire. On peut écrire [20] :

$$TEB = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2(M)} Q \left(\sqrt{\frac{3\gamma_{SNR} \log_2(M)}{M-1}} \right). \quad (4.8)$$

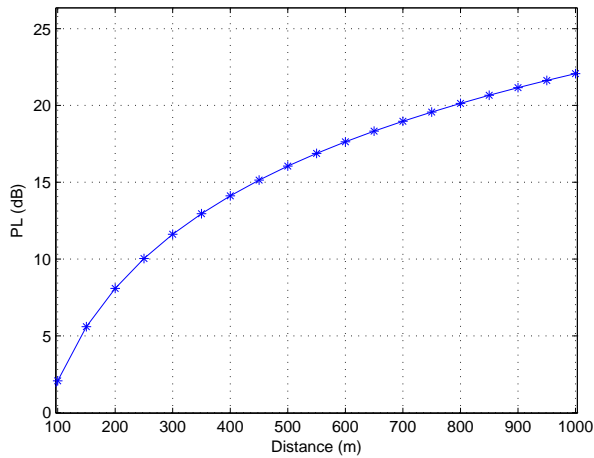


FIGURE 4.10: Évolution de l'atténuation de propagation en fonction de la distance.

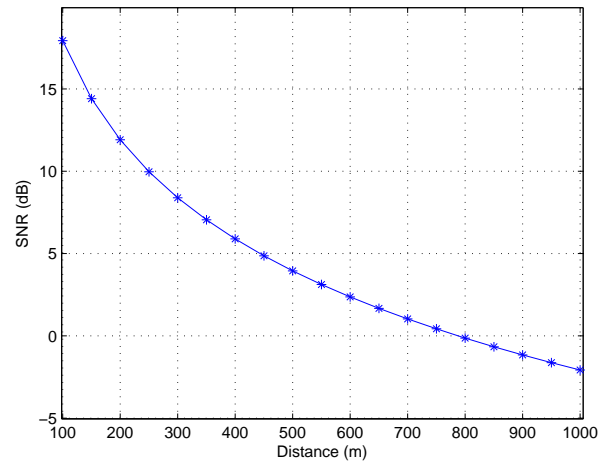


FIGURE 4.11: Évolution du rapport signal sur bruit en fonction de la distance.

où M , la valeur de la constellation M-QAM et γ_{SNR} , la valeur du SNR. La fonction de “Marcum” (ou queue de gaussienne) [21] notée $Q(x)$ est définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (4.9)$$

Pour calculer le taux d'erreur binaire, on considère les valeurs suivantes : $M=64$, $(P_t - N_0)=20$ dB et $f=200$ kHz. La figure 4.12 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

On peut remarquer que l'augmentation du taux d'erreur binaire va de pair avec l'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur (notamment la longueur du câble). Ceci s'explique par l'atténuation subie par la puissance du signal au cours de sa propagation comme le montre la figure 4.10.

4.3.1.2 Étude de l'impact de la topologie du réseau

Nous proposons maintenant d'étudier l'impact de la topologie du réseau sur la qualité de transmission. Pour cela, nous allons nous intéresser uniquement au nombre de jonctions (ou inter-connexions) présentes sur le réseau. On rappelle qu'une jonction se traduit physiquement par la réflexion d'une partie de l'énergie du signal envoyé. La figure 4.13 montre les différentes topologies considérées afin de calculer le TEB. Pour cela, la distance entre l'émetteur et le récepteur est fixée à 10 m et le SNR est égal à 10 dB. La figure 4.14 montre l'évolution du TEB en fonction du nombre de réflexions dans le réseau.

On peut remarquer que le taux d'erreur binaire dépend de la complexité de la topologie du réseau en termes de nombre de jonctions. En effet, l'augmentation du nombre de jonctions se traduit par une augmentation du nombre de réflexions du signal et par suite, d'une augmentation de l'atténuation du signal lors de sa propagation. Donc, l'apparition d'une discontinuité d'impédance va créer de nouvelles réflexions du signal et entraîner ainsi son atténuation. Ceci va entraîner

4.3.1 Estimation de la qualité du support par le taux d'erreur binaire

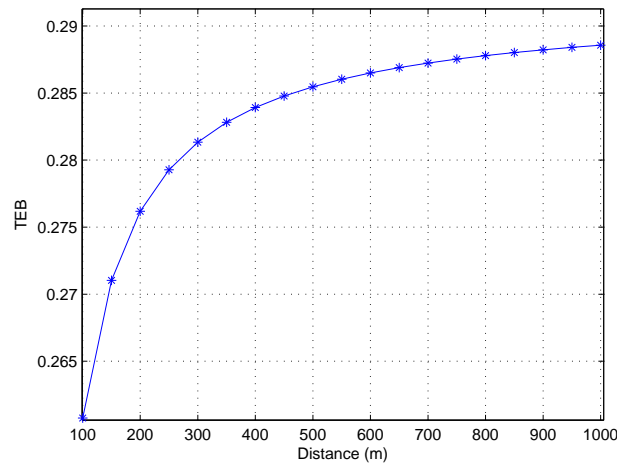


FIGURE 4.12: Évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la distance.

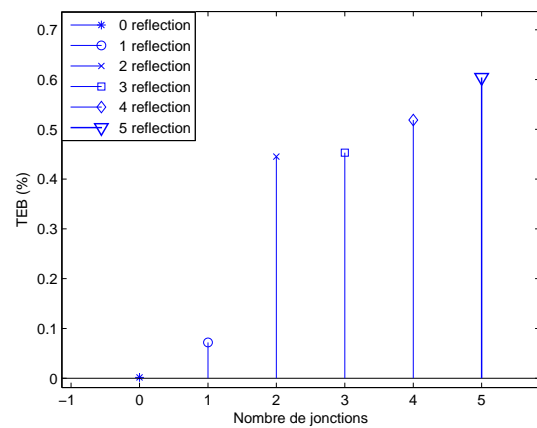
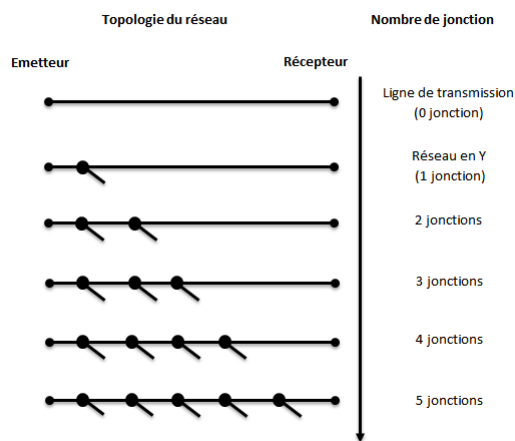


FIGURE 4.13: Évolution de la topologie du réseau considéré.

FIGURE 4.14: Évolution du TEB en fonction du nombre de jonctions.

forcément une augmentation du taux d'erreur binaire. Donc, si on a une mesure de référence du taux d'erreur binaire dans le cas d'un réseau sain, l'évolution du taux d'erreur peut indiquer la dégradation de l'état du support de transmission à condition que la distance entre l'émetteur et le récepteur reste fixe ainsi que le rapport signal sur bruit. Motivés par ce constat, nous proposons d'étudier, dans ce qui suit, l'impact de l'évolution de la sévérité d'un défaut.

4.3.1.3 Étude de l'impact de l'évolution de la sévérité d'un défaut

Nous proposons maintenant d'étudier l'impact de l'évolution de la sévérité d'un défaut sur la ligne. Pour cela, nous considérons une simple ligne de transmission de longueur 100 m avec la présence d'un défaut non franc à une distance de 39.5 m du point d'injection et de longueur de 0.5 m. La fin de la ligne est adaptée. On considère deux réflectomètres placés chacun à une extrémité de la ligne. Le premier réflectomètre R_1 est un émetteur et le second réflectomètre R_2 est un

récepteur. La figure 4.15 montre la variation du TEB en fonction de la variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne ΔZ_c de -90% à 100% où l'impédance du défaut est obtenue par $Z_d = (1 + \Delta Z_c)Z_c$.

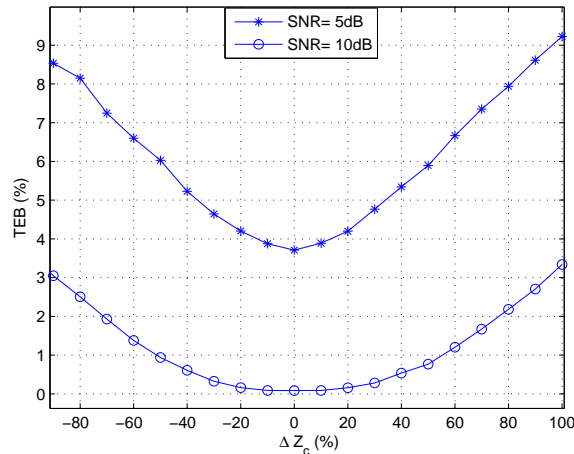


FIGURE 4.15: Variation du TEB en fonction de ΔZ_c dans une ligne de transmission.

On peut remarquer que l'augmentation de la sévérité du défaut non franc est fonction de l'augmentation du taux d'erreur binaire². On peut remarquer aussi que plus le rapport signal sur bruit (SNR) est important, plus le taux d'erreur binaire est faible. Ceci peut être justifié par le fait que l'erreur de transmission peut être due d'une part à la fiabilité physique du support de transmission (défaut franc, défaut non franc, etc.) et, d'autre part, aux perturbations présentes sur le support (i.e. présence du bruit). En effet, l'apparition d'un défaut franc (par exemple, un court-circuit lorsque ΔZ_c est égale à -100%) se manifeste par une interruption de la communication et par suite, l'impossibilité de calcul du taux d'erreur binaire. Cependant, on peut conclure dans ce cas qu'il y a eu un problème sur le trajet entre l'émetteur et le récepteur sous condition de la fiabilité des réflectomètres en émission et en réception.

Pour conclure, la communication entre les réflectomètres peut renseigner sur la qualité du support de transmission par calcul du taux d'erreur binaire. En effet, à partir d'un point de fonctionnement donné en rapport signal sur bruit, il est possible de déterminer le seuil de taux d'erreur binaire au delà duquel la variation de l'impédance caractéristique est significative et indique la présence d'un défaut. Si le seuil est faible, la capacité de détecter des défauts non francs est accrue mais au risque d'une probabilité de fausse détection plus élevée due au bruit de mesure. Inversement, si le seuil est élevé, le diagnostic ne permet pas de détecter les faibles variations de l'impédance caractéristique du défaut. Par souci de simplification, nous considérons que la valeur du signal sur bruit est a priori connue.

2. La figure 4.15 présente des simulations pour des valeurs faibles de SNR (5 dB et 10 dB). D'autres simulations ont été effectuées pour des valeurs élevées de SNR (30 dB et 40 dB) et ont montré des tendances similaires.

Nous proposons alors de calculer le taux d'erreur binaire dans un réseau en Y dans la section suivante pour vérifier si cette information permet d'éliminer l'ambiguïté de localisation d'un défaut.

4.3.2 Pré-localisation d'un défaut par calcul du taux d'erreur binaire

Nous considérons un réseau en Y constitué de trois branches B_1 , B_2 et B_3 avec un défaut non franc sur la branche B_2 . Les branches B_1 , B_2 et B_3 ont les mêmes caractéristiques ($Z_c = 100\Omega$) et sont de longueurs 50 m, 60 m et 110 m, respectivement. Le défaut non franc est d'impédance $Z_d = 150\Omega$ où $\Delta Z_c = 50\%$. Il est situé à une distance de 80 m du réflectomètre R_1 connecté à la branche B_1 . Le défaut non franc, de longueur 0.5 m, se trouve sur la branche B_2 . Les fins des branches B_2 et B_3 sont adaptées et connectées aux réflectomètres R_2 et R_3 , respectivement.

Le coefficient de transmission de R_1 à R_2 , noté T_{21} et celui de R_1 à R_3 noté aussi T_{31} sont exprimés respectivement de la façon suivante :

$$T_{21} = \frac{2}{(A_1 + Z_c C_1) \left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right) + \left(\frac{B_1}{Z_c} + D_1 \right) \zeta_{21}}. \quad (4.10)$$

$$T_{31} = \frac{2}{(A_1 + Z_c C_1) \left(A_3 + \frac{B_3}{Z_c} \right) + \left(\frac{B_1}{Z_c} + D_1 \right) \zeta_{31}}. \quad (4.11)$$

où A_i , B_i , C_i et D_i représentent la matrice ABCD de chaque branche B_i , $i \in \{1, 2, 3\}$ (voir section 1.3.1.3 du chapitre 1). ζ_{21} et ζ_{31} sont respectivement exprimés de la façon suivante :

$$\zeta_{21} = (C_2 Z_c + D_2) + (C_3 Z_c + D_3) \left(\frac{A_2 + B_2/Z_c}{A_3 + B_3/Z_c} \right). \quad (4.12)$$

$$\zeta_{31} = (C_3 Z_c + D_3) + (C_2 Z_c + D_2) \left(\frac{A_3 + B_3/Z_c}{A_2 + B_2/Z_c} \right). \quad (4.13)$$

La figure 4.16 montre la variation du TEB entre les réflectomètres R_1 et R_2 et la variation du TEB entre R_1 et R_3 en fonction de la variation de l'impédance du défaut non franc dans un réseau en Y. Nous remarquons que le TEB, dans les deux courbes, a augmenté par rapport à celui obtenu dans une simple ligne de transmission (figure 4.15). En effet, ceci est dû d'une part à l'augmentation de la distance parcourue par le signal électrique et, d'autre part, aux réflexions présentes sur le réseau au niveau de la jonction et du défaut non franc. En effet, l'impact des réflexions et du bruit dans les supports de transmissions perturbent les données numériques transitant sur les réseaux d'interconnexions. On peut aussi remarquer que le fait que la distance entre R_1 et R_3 (160 m) est supérieure à celle entre R_1 et R_2 (110 m) entraîne une légère augmentation du TEB entre R_1 et R_3 par rapport à celui entre R_1 et R_2 .

Nous proposons maintenant d'utiliser la valeur du TEB afin de pré-localiser un défaut sur le réseau. Pour cela, nous considérons le même réseau en Y présenté dans la figure 4.1. Nous fixons la variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique à $\Delta Z_c = 50\%$ sur la branche B_2 . Le SNR du réseau est égal à 10 dB. Le seuil de taux d'erreur est déterminé par simulation en simulant l'impact d'un défaut caractérisé par la variation d'impédance qu'il produit sur le taux

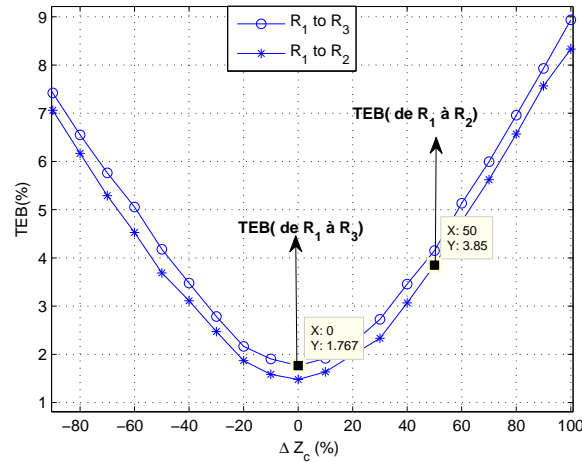


FIGURE 4.16: Variation du TEB en fonction de ΔZ_c dans un réseau en Y.

d'erreur et en prenant en compte également le rapport signal sur bruit comme le montre la figure 4.16. Ici, le seuil de taux d'erreur au delà duquel la présence d'un défaut est avérée est égal à 1.5% pour la liaison entre R_1 et R_2 et 1.9% pour la liaison entre R_1 et R_3 .

Le tableau 4.2 montre les valeurs du TEB entre R_1 et R_2 et entre R_1 et R_3 . On en déduit que la liaison (R_1, R_2) est défectueuse en la comparant par rapport au seuil de détection fixé qui est égal à 1.5%. Par liaison défectueuse, on entend une liaison qui comporte au moins une section présentant un défaut.

Communication	(R_1, R_2)	(R_1, R_3)
TEB	3.85%	1.76%

TABLE 4.2: Pré-localisation d'un défaut sur la liaison (R_1, R_2).

Après avoir pré-localisé le défaut grâce à la communication, l'analyse du réflectogramme R_1 permet de déterminer la position précise du défaut sur la liaison défectueuse. La figure 4.17 montre, sur un diagramme amplitude-distance, le réflectogramme obtenu en utilisant la méthode OMTDR que nous avons introduite dans le chapitre 3.

On remarque que le défaut non franc se présente à une distance de 80 m du réflectomètre R_1 . Donc, on peut confirmer que le défaut non franc, situé après la jonction, n'est pas présent sur la branche B_1 puisque la longueur de cette branche est égale à 50 m. Le défaut non franc peut être soit sur la branche B_2 soit sur la branche B_3 . En prenant en considération les valeurs du TEB dans le tableau 4.2 calculées grâce à la communication, on peut conclure que le défaut existe sur la branche B_2 .

Nous avons réussi à éliminer l'ambiguïté de localisation du défaut par l'injection d'un seul signal de test (celui du réflectomètre R_1). La partie transmise du signal a permis la pré-localisation du défaut non franc sans avoir à injecter d'autres signaux de test sur le réseau. Les réflectomètres

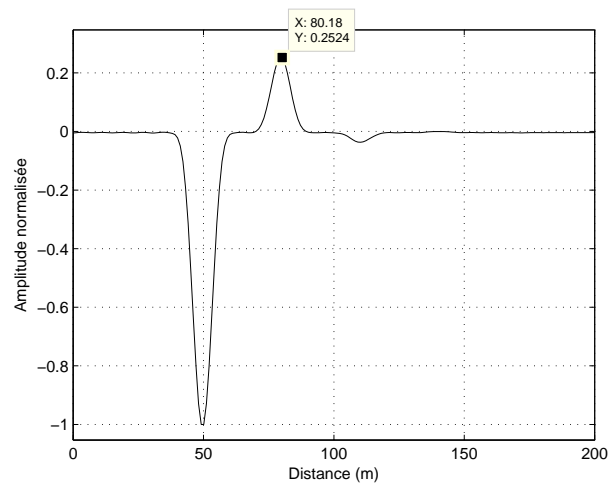


FIGURE 4.17: Détection du défaut non franc à 80 m du réflectomètre R_1 .

R_2 et R_3 ont joué le rôle ici de simples récepteurs. En effet, l'avantage majeur de l'utilisation conjointe de la partie injectée et la partie réfléchié du signal de test est qu'elle permet d'affiner la précision de localisation tout en limitant la complexité des traitements puisque les mêmes signaux de test sont utilisés à la fois pour calculer le taux d'erreur binaire et pour déterminer les réflectogrammes. Cette nouvelle stratégie a fait l'objet d'une publication internationale [22].

Nous proposons maintenant d'évaluer les performances de la stratégie proposée dans un réseau complexe comme décrit dans la section suivante.

4.3.3 Validation de la stratégie proposée dans un bus CAN

Pour évaluer les performances de la stratégie proposée, nous nous appuyons sur un réseau complexe. La figure 4.18 représente le synoptique d'un système distribué pour le diagnostic de défauts électriques au sein d'un bus CAN (Controller Area Network). Un tel système comporte une pluralité de réflectomètres R_i , $i \in \{1, 2, \dots, 6\}$ connectés au réseau filaire représenté en figure 4.18, par souci de simplification, par une simple ligne de transmission avec deux charges adaptées aux deux extrémités de la ligne. Les dispositifs connectés sont adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne $Z_c = 120\Omega$.

La ligne de transmission est divisée en plusieurs sections notées de B_1 à B_7 de longueurs respectives 5 m, 8 m, 13 m, 26 m, 8 m, 18 m et 22 m. Les câbles qui connectent les fonctions électroniques à la ligne afin d'assurer l'accès au réseau sont dénotés, respectivement, par B'_1 à B'_6 de longueur 5 m. On souligne que chaque dispositif connecté permet d'effectuer l'injection du signal de test, l'analyse de la mesure et le traitement du signal reçu pour en déduire les séquences binaires envoyées. La bande passante disponible est [0-500 MHz]. Le nombre de sous-porteuses allouées à chaque réflectomètre est 256. L'espace fréquentiel entre deux sous-porteuses successives est fixé à 325 kHz. La modulation utilisée est une modulation 4-QAM.

Pour résoudre les problèmes d'interférence entre les différents signaux présents dans le réseau, il est nécessaire d'utiliser une méthode d'accès multiple décrite parmi celles dans la section

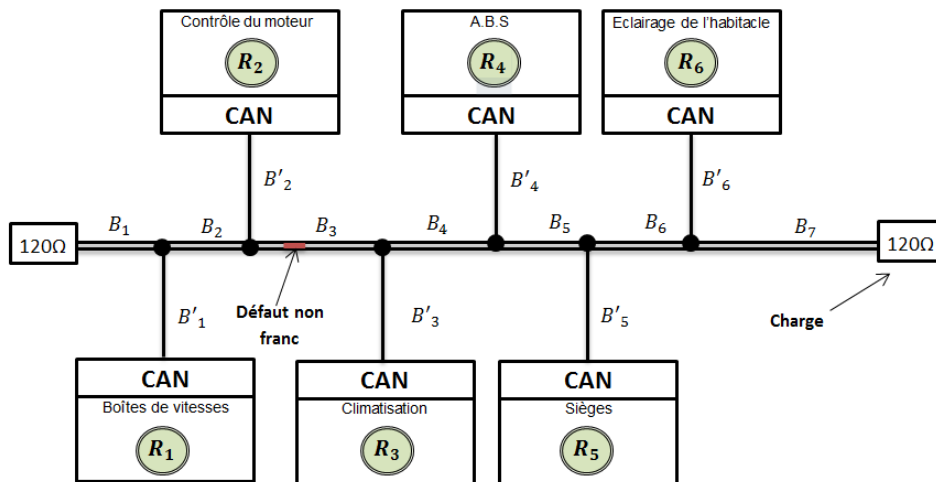


FIGURE 4.18: Exemple d'un réseau CAN Automobile.

4.1. Pour cela, nous avons choisi la politique d'allocation des sous-porteuses fréquentielles aux différents dispositifs afin qu'ils puissent fonctionner simultanément. Une partie des sous-porteuses de la bande non interdite du réseau est ainsi allouée à chaque réflectomètre de manière à répartir les sous-porteuses disponibles sur l'ensemble des dispositifs par la méthode d'allocation distribuée que nous avons proposée dans la section 4.1. On souligne qu'une sous-porteuse ne peut se voir allouée qu'à un seul réflectomètre.

A la réception, chaque réflectomètre peut identifier le dispositif source du signal reçu en fonction des sous-porteuses fréquentielles contenues dans le signal. Chaque dispositif reçoit l'ensemble des signaux émis sur le réseau et peut ainsi choisir de les démoduler tous, uniquement une partie d'entre eux, voire un seul, en fonction du protocole de communication mis en place. En cas de réflexion du signal émis, chaque dispositif peut recevoir la partie réfléchie de son propre signal injecté sur le réseau. Dans ce cas, on considère que tous les réflectomètres ont le même rôle, ils peuvent donc démoduler tous les signaux reçus.

Nous décrivons à présent, sur un exemple, la stratégie proposée pour permettre la localisation d'un défaut dans un réseau filaire complexe. Nous considérons un défaut non franc sur la branche B_3 de variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique $\Delta Z_c = 20\%$. Le défaut non franc est localisé à 10 m du réflectomètre R_3 et de longueur 0.5 m. Le SNR est égal à 20 dB dans ce cas. Le coefficient de réflexion du réflectomètre R_3 ainsi que le coefficient de transmission du réflectomètre R_3 à R_1 sont soigneusement calculés via la matrice ABCD (voir Annexe C).

La figure 4.19 représente le taux d'erreur binaire calculé entre les dispositifs R_i , $i \in \{1, 2, 4, 5, 6\}$ et le dispositif R_3 . La figure 4.20 représente le taux d'erreur binaire calculé entre les dispositifs R_i , $i \in \{1, 2, 3, 4, 6\}$ et le dispositif R_5 .

A partir des différents calculs de taux d'erreur binaire, il est possible de déduire les liaisons défectueuses, a priori, parmi l'ensemble des liaisons qui relient respectivement les réflectomètres R_3 et R_5 à l'ensemble des autres dispositifs. Sur la figure 4.19, on remarque que le taux d'erreur binaire correspondant à R_4 , R_5 et R_6 est faible voire négligeable alors que le taux d'erreur binaire

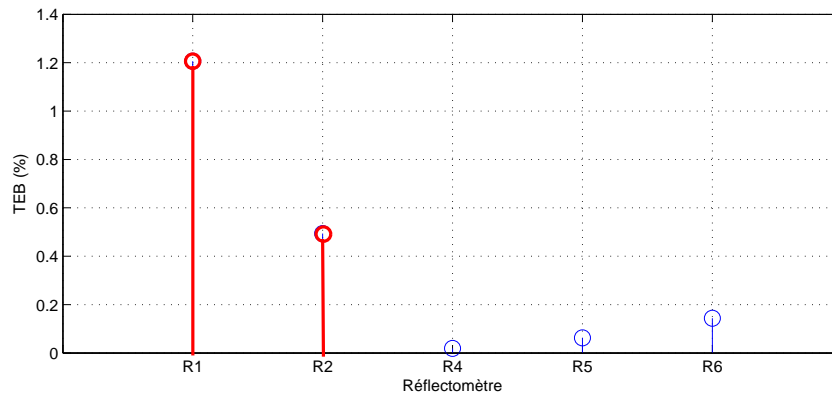


FIGURE 4.19: Calcul du TEB entre les réflectomètres R_3 et R_i , $i \in \{1, 2, 4, 5, 6\}$.

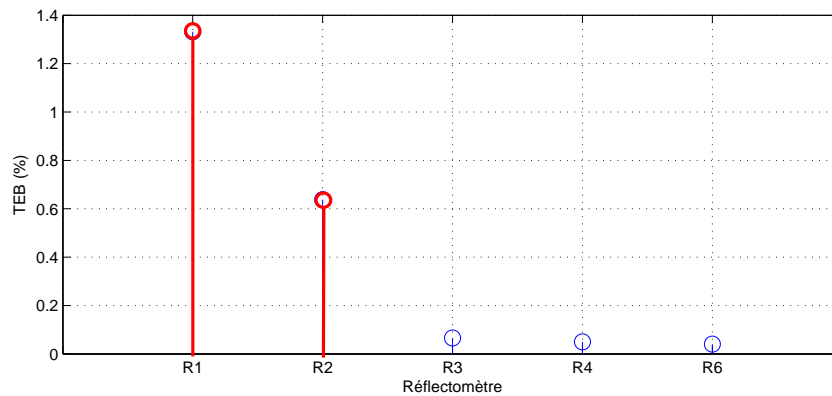


FIGURE 4.20: Calcul du TEB entre les réflectomètres R_5 et R_i , $i \in \{1, 2, 3, 4, 6\}$.

correspondant à R_1 et R_2 est considérablement plus élevé. De même, sur la figure 4.20, on remarque que le taux d'erreur binaire correspondant aux dispositifs R_3 , R_4 et R_6 est faible voire négligeable alors que le taux d'erreur binaire correspondant à R_1 et R_2 est plus élevé.

Pour déterminer les liaisons défectueuses, il s'agit de comparer le taux d'erreur à un seuil prédéterminé correspondant au niveau d'erreur au delà duquel la présence d'un défaut électrique est fortement probable. Pour cela, nous avons effectué des simulations sur chacune des liaisons illustrant la variation du TEB en fonction de la variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique ΔZ_c pour pouvoir déterminer le seuil. En revenant aux figures 4.19 et 4.20 et en supposant que le seuil de taux d'erreur au delà duquel la présence d'un défaut est avérée est égal à 0.4% (nous avons choisi le seuil en fonction du TEB le plus élevé lorsque les liaisons sont saines à $\Delta Z_c = 0\%$ par souci de simplification), on déduit que les liaisons suivantes sont défectueuses (R_3, R_1) , (R_3, R_2) , (R_5, R_1) et (R_5, R_2) . Le tableau 4.3 identifie la composition des quatre liaisons défectueuses, i.e. les sections du réseau parcourues par le signal pour chaque couple de dispositifs émetteur-récepteur.

En analysant la composition des quatre liaisons, on remarque que la seule section commune aux quatre liaisons est la section B_3 et on en déduit que le défaut détecté est localisé sur cette section. De façon générale, on localise le défaut à l'intersection des liaisons établies comme défectueuses. Si plus d'une section est commune à l'ensemble des liaisons défectueuses, alors

Réfectomètres	Branches parcourues
(R_3, R_1)	$\{B'_3, B_3, B_2, B'_1\}$
(R_3, R_2)	$\{B'_3, B_3, B_2\}$
(R_5, R_1)	$\{B'_5, B_5, B_4, B_3, B_2, B'_1\}$
(R_5, R_2)	$\{B'_5, B_5, B_4, B_3, B_2\}$

TABLE 4.3: Pré-localisation du défaut par calcul du TEB.

la localisation du défaut est moins précise mais peut servir de pré-diagnostic complété ensuite par une analyse de réflectométrie classique. En particulier, lorsqu'un défaut est localisé sur une section donnée du réseau, un test de réflectométrie supplémentaire peut être effectué pour déterminer la position précise du défaut sur la section. Ce test est effectué en utilisant la méthode de réflectométrie OMTDR tel que décrit dans le chapitre 3. Cette nouvelle stratégie a fait l'objet d'une publication internationale [23]. Cette méthode peut être exécutée en utilisant les mêmes signaux de test injectés dans le réseau filaire à diagnostiquer que ceux utilisés pour extraire une information sur le taux d'erreur binaire.

L'identification des liaisons défectueuses peut être effectuée directement par les dispositifs qui transmettent ensuite l'information à une unité de calcul centrale via des moyens de communication. L'unité centrale élabore ensuite la décision de localisation du défaut. L'identification des liaisons défectueuses peut également être réalisée directement par l'unité de calcul centrale qui reçoit dans ce cas les valeurs de taux d'erreur binaire transmises par les dispositifs de mesure du système et élabore la décision de localisation du défaut. L'unité centrale de calcul peut être spécifique ou localisée dans un dispositif qui joue alors le rôle de dispositif maître dans le système distribué. On parle ici de la fusion des réflectomètres. C'est l'objet de la section suivante.

4.4 Développement d'une nouvelle stratégie de localisation du défaut par fusion des réflectomètres

Dans cette section, nous proposons une nouvelle stratégie de diagnostic basée non seulement sur le diagnostic distribué mais aussi la communication entre les réflectomètres. La nouveauté par rapport à la stratégie proposée précédemment est d'utiliser maintenant un signal porteur d'information comme signal de test. Ceci permet d'échanger l'information utile (par exemple, la position d'un défaut) entre les réflectomètres dans le réseau. Ainsi, les résultats des réflectomètres pourraient être traités d'une façon localisée ou distribuée selon le protocole de communication mis en place. De ce fait, nous ne nous intéressons pas uniquement à la partie réfléchi du signal de test mais aussi à la partie transmise pour en extraire de l'information. Nous soulignons ici que le signal porteur d'information, envoyé par chaque réflectomètre à l'instant t , contient de l'information sur la position du défaut détecté à l'instant $(t - 1)$. Nous commençons dans un premier temps par la structuration de la trame.

4.4.1 Structuration de la trame

Comme nous l'avons décrit auparavant, le module de génération de bits illustré dans la figure 4.8 permet de générer des données qui peuvent être aléatoires ou véhiculer un message d'information. Lorsque les données sont générées d'une façon aléatoire, la communication permet la pré-localisation du défaut par le calcul du TEB. On se retrouve ainsi dans la stratégie proposée dans la section précédente.

Une nouvelle façon de faire consiste à formater ces données sous forme de trames comprenant différents champs. Une trame peut notamment contenir un identifiant de début de trame (Start Of Frame (SOF)), un identifiant du réflectomètre source qui a généré le signal de test, un identifiant d'un réflectomètre destination du signal au sein d'un système distribué comprenant plusieurs dispositifs et un champ CMD permettant la sélection des commandes pour définir le type de la trame envoyée. Une trame peut également contenir un champ permettant de déterminer la longueur des données transmises appelé DLC, une section contenant les données à transmettre, un champ CRC de contrôle de la redondance cyclique permettant de détecter d'éventuelles erreurs dans la trame, un champ ACK permettant l'acquittement de la réception ou non d'une trame et un identifiant de fin de trame (End Of Frame (EOF)). Enfin, un certain nombre de bits est introduit pour séparer deux trames successives. Le tableau 4.4.1 décrit le rôle de chaque champ dans la trame illustrée par la figure 4.21.

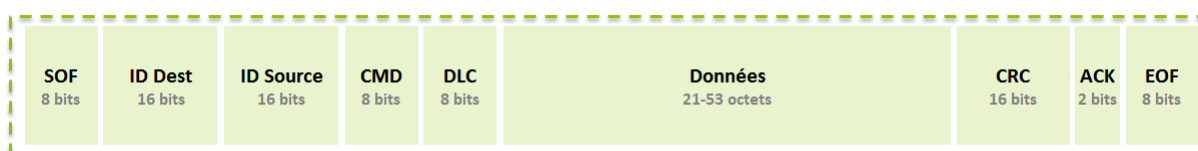


FIGURE 4.21: Structure d'une trame.

Les réflectomètres sont considérés alimentés par une source quelconque (i.e. batterie). La problématique de la réduction de consommation d'énergie généralement rencontrée dans les réseaux de capteurs ne fait pas partie des travaux de cette thèse. Dans ce cas, on considère que le réflectomètre ne se met pas en veille lorsqu'il ne transmet pas de l'information mais peut rester en attente d'une requête de son maître par exemple. Cette hypothèse va faciliter le maintien de la synchronisation entre les modules comme nous allons le voir dans la suite de ce chapitre.

Après avoir structuré la trame utilisée, nous proposons maintenant la mise en place d'un protocole de communication pour gérer la communication entre les réflectomètres et faciliter ainsi la prise de décision.

4.4.2 Mise en place d'un protocole de communication entre les réflectomètres

Afin d'éviter l'encombrement du réseau, nous proposons de centraliser l'information obtenue par chaque réflectomètre dans un réflectomètre central, responsable de l'agrégation des données collectées et par suite, de la prise de décision sur la localisation d'un défaut potentiel. Nous faisons le choix du protocole de communication maître/esclave. Ce protocole propose de classer d'abord

Champ	Longueur	Description
SOF	8 bits	Annoncer le début de la trame en alternant une suite de bits de valeurs 0 et 1 alternées (01010101).
ID Dest	16 bits	Identifier le récepteur de la trame. Les 8 premiers bits permettent d'identifier le réseau et les 8 derniers pour identifier le réflectomètre dans ce réseau.
ID Source	16 bits	Identifier l'émetteur de la trame. Les 8 premiers bits permettent d'identifier le réseau et les 8 derniers pour identifier le réflectomètre dans ce réseau.
CMD	8 bits	Annoncer la nature de la trame (une requête ou des données).
DLC	8 bits	Définir la longueur en octets du champ de données.
Données	21-53 octets	La longueur des données doit être supérieure à 21 octets afin d'avoir une bonne précision de localisation du défaut. Au cas où elle est inférieure, on a recours à des bits de bourrage.
CRC	16 bits	La séquence CRC calculée est contenue dans les 15 premiers bits tandis que le dernier bit sert de délimiteur de fin de champ. Il permet d'assurer l'intégrité du message reçu.
ACK	2 bits	Le premier bit correspond à l'acquiescement par le récepteur. S'il y a une erreur détectée en contrôle, le bit passe à 1 (par défaut, il est à 0). Le dernier bit est un bit délimiteur d'ACK. Il est toujours égal à 1.
EOF	8 bits	Indiquer la fin de la trame en alternant une suite de bits de valeurs 1 et 0 alternées (10101010).

TABLE 4.4: Description des champs de la trame proposée.

les réflectomètres en deux classes : maître et esclave et d'attribuer ensuite à chacun ses responsabilités. En effet, la classification des réflectomètres est décisive dans le fonctionnement de la stratégie proposée et doit obéir à certaines règles que nous allons voir à la suite. Par souci de simplification, nous considérons que le réseau est homogène, c'est à dire, que tous les réflectomètres ont les mêmes capacités de point de vue énergie, capacité de calcul et de stockage.

4.4.2.1 Classification des réflectomètres

Le choix du réflectomètre maître doit être judicieux pour garantir le bon fonctionnement de la stratégie de diagnostic. Pour cela, nous proposons d'affecter à chaque réflectomètre un poids d'éligibilité pour pouvoir classer les réflectomètres. Le réflectomètre qui a le poids le plus faible est le plus légitime pour être maître. Le poids d'éligibilité peut être calculé par les paramètres suivants :

- La somme des distances $D_{R_i} = \sum_{R_j \in V_{R_i}} distance(R_i, R_j)$ du réflectomètre R_i aux autres réflectomètres R_j , $i \neq j$ où V_{R_i} , l'ensemble contenant les voisins de R_i . La minimisation de cette valeur permet de réduire l'atténuation de propagation et par suite le taux d'erreur binaire comme nous l'avons montré dans la section 3 de ce chapitre (figure 4.12).
- Le nombre des jonctions $J_{R_i} = \sum_{R_j \in V_{R_i}} jonction(R_i, R_j)$ séparant le réflectomètre R_i des autres réflectomètres R_j , $i \neq j$. La minimisation de cette valeur permet de réduire le taux

d'erreur binaire du aux multiples réflexions comme nous l'avons montré dans la section 3 de ce chapitre (figure 4.14).

Le poids d'éligibilité est obtenu pour un réflectomètre R_i de la façon suivante :

$$w_{R_i} = D_{R_i} \times J_{R_i}. \quad (4.14)$$

En effet, la minimisation du poids d'éligibilité permet de réduire d'une part le taux d'erreur binaire et d'augmenter, d'autre part, la précision de localisation du défaut puisqu'elle permet de minimiser l'atténuation due à la distance parcourue et aux multiples réflexions rencontrées dans un réseau complexe.

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le réflectomètre ayant le plus faible poids est désigné comme étant le maître. Par contre, les autres réflectomètres sont des esclaves. A part le diagnostic du réseau, le maître doit assurer la gestion de ses esclaves (synchronisation, allocation des ressources, table de routage, etc.), la collecte de l'information, l'analyse des données et la prise de décision. Cependant, l'esclave se contente d'obéir à son maître. Il doit effectuer le diagnostic, identifier la position du défaut et l'envoyer à son maître. Les esclaves ne doivent pas communiquer entre eux. Ils doivent transmettre l'information uniquement à leur maître sauf si ce dernier ne donne plus aucun signe de vie pendant un certain temps suite à sa défaillance ou à son isolement (défaillance d'une des branches permettant de le joindre). Dans ce cas, l'esclave ayant le poids le plus faible parmi tous les esclaves prend la relève comme nous l'expliquerons plus tard dans ce chapitre.

4.4.2.2 Synchronisation des réflectomètres

Comme établi précédemment, le besoin de la synchronisation dépend de la méthode d'accès au médium utilisée. Par exemple, dans le cas d'une répartition fréquentielle de la bande passante (FDMA), un sous-canal est dédié pour la transition de l'information entre l'émetteur et le récepteur. Donc, le besoin de synchronisation ne s'impose pas. Cependant, dans le cas d'une répartition en temps (TDMA) ou en code (CDMA), les réflectomètres doivent effectuer une synchronisation pour une bonne réception. En effet, la perte de synchronisation entraîne une perte des données, une interférence entre les réflectomètres, une communication hachée, etc. Dans ce cas, ce sont les horloges des récepteurs qui doivent se caler sur l'horloge de l'émetteur comme le montre la figure 4.22. Pour cela, on s'inspire du protocole de précision temporelle (en anglais, **Precision Time Protocol** ou **PTP**) qui permet de fournir une synchronisation des horloges distribuées inférieure à la microseconde sur de longues distances par l'intermédiaire d'un câblage standard [24].

Deux étapes doivent être respectées pour la synchronisation de modules : (1) déterminer le module maître afin de définir l'horloge de référence, et (2) mesurer et corriger le décalage d'horloge (ou offsets) ainsi que le délai de transmission. La première étape a été déjà résolue dans la section précédente en choisissant le maître selon le calcul d'un poids d'éligibilité exprimé par la relation de l'équation (4.14). Les autres deviennent ainsi des esclaves et doivent se synchroniser avec l'horloge du maître. La deuxième étape sera résolue en deux phases qui sont : la correction de décalage et la correction du délai de transmission.

Dans la première étape de synchronisation, la correction de décalage se fait en envoyant des messages de type "sync" (synchronisation) et "follow-up" (suivi). Lorsque le maître envoie un

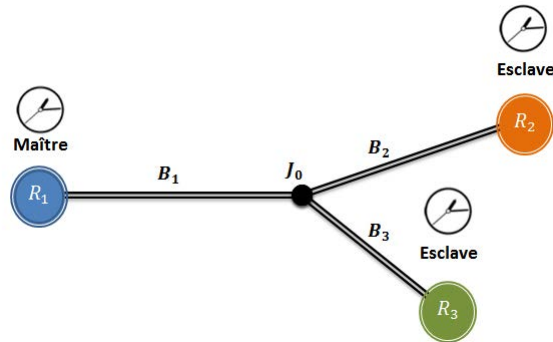


FIGURE 4.22: Architecture Maître-Esclave.

message “sync” contenant une estimation du temps d’émission, l’esclave note le temps d’arrivée du message (t_2). Ensuite, le maître envoie un message “follow-up” contenant le temps exact d’envoi du message “sync” (t_1). A la réception, les esclaves peuvent mesurer et corriger le décalage en soustrayant le temps exact d’émission (t_1) au temps de réception (t_2). Si le support de transmission n’avait pas de délai de transmission, les deux horloges seraient synchronisées. Mais, ceci est loin d’être majoritairement le cas.

Dans la deuxième étape de synchronisation, la mesure du délai de transmission permet de déterminer le temps de propagation entre le maître et l’esclave. Cela se passe en deux temps : l’esclave envoie au maître une demande de délai “Delay-req” et note le temps d’émission (t_3). Le maître note le temps de réception du message (t_4) et l’envoie à l’esclave dans le message de type “Delay-rep”. L’esclave connaît ainsi les temps t_1 à t_4 et peut calculer le délai moyen de transmission noté d_m par l’expression suivante :

$$d_m = \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2}. \quad (4.15)$$

Le décalage entre deux horloges noté δ est calculé ainsi par l’expression suivante :

$$\delta = \frac{(t_2 - t_1) - (t_4 - t_3)}{2}. \quad (4.16)$$

La méthode de mesure du délai de transmission et du décalage d’horloge entre deux modules est illustrée dans la figure 4.23.

Les échanges décrits précédemment sont répétés périodiquement afin de garantir la bonne synchronisation entre le maître et l’esclave. En effet, l’implémentation du protocole PTP présente généralement une dérive inférieure à la microseconde [25]. Cependant, les performances de ce protocole dépendent fortement de la topologie du réseau. Par exemple, deux dispositifs reliés par un câble non uniforme peut conduire à une variation rapide du réseau. Une amélioration du protocole PTP a été proposée sous le nom de **White Rabbit** WR PTP permettant d’atteindre une dérive en nanoseconde [26].

Nous rappelons que nous utilisons ici une méthode d’accès au réseau de type CDMA. Ceci permet l’injection simultanée des signaux en partageant toute la bande passante disponible.

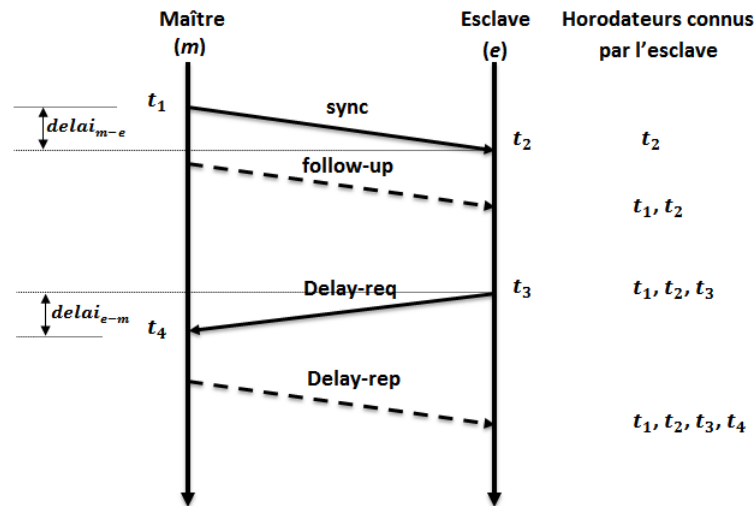


FIGURE 4.23: Échange de messages pour la synchronisation.

Cependant, nous proposons d'allouer un sous-canal dédié pour les messages échangés entre le maître et l'esclave pour maintenir la synchronisation entre les réflectomètres. Certes, cette allocation entraîne la réduction de la bande passante disponible, mais elle permet d'éviter la surcharge du réseau par des messages non dédiés pour la transmission d'information et de réduire ainsi le temps du diagnostic et de la communication. Ceci facilite donc la détection des défauts de courte durée.

La trame de synchronisation est la même que celle décrite précédemment dans la figure 4.21. Il suffit de modifier le champ CMD pour annoncer le type de message. Le champ "Données" intègre les temps envoyés par le maître à l'esclave pour la correction du décalage ou du délai de transmission. Nous passons maintenant à la mise en place d'un protocole de communication.

4.4.2.3 Élaboration d'un protocole de communication

Après une première synchronisation, le réflectomètre maître noté R_m envoie un message de type données où CMD="Code-WH" en y encapsulant (dans le champ "Données") le code de Walsh-Hadamard qu'il doit utiliser pour éviter l'interférence entre les signaux. Une partie du signal injecté par R_m est réfléchi vers le point d'injection si elle rencontre une discontinuité au cours de sa propagation vers les esclaves. C'est le cas ici au niveau du défaut 1 comme le montre la figure 4.24. Le réflectomètre R_m procède au traitement de la mesure obtenue afin d'identifier la position d'un défaut potentiel qu'il stocke par suite dans sa mémoire. Le traitement effectué pour l'extraction de la position du défaut sera présenté plus tard dans ce chapitre. Dans le cas contraire (il ne reçoit pas de signal réfléchi), il présume qu'il n'existe pas de défaut sur la partie du réseau diagnostiquée. Entre temps, l'esclave, noté R_e , ayant reçu le message de son maître (reconnu par son "ID source") doit envoyer un accusé de réception à son maître en mettant le champ CMD="ACK" et le champ "ACK" de la trame à 01. Pour éviter que le champ de données ne reste vide (dégradation de la précision de mesure), on fait un bourrage par des zéros de minimum 21 octets. De même, s'il reçoit la partie réfléchi de son signal injecté (dans le champ "ID Source",

il trouve son identifiant), il identifie la position du défaut détecté et la stocke dans sa mémoire. Sinon, il considère qu'il n'existe pas de défaut sur le réseau. On remarque que le traitement de la mesure obtenue se fait en local. Pour cela, le réflectomètre esclave doit être doté d'une bonne capacité de stockage et de calcul.

Lorsque le réflectomètre R_m reçoit l'accusé de réception, il envoie à son esclave un message de type requête pour lui demander de lui envoyer les informations sur l'état du réseau selon sa perspective où $CMD="Diag-req"$. Le réflectomètre R_m doit, à chaque fois, analyser le signal réfléchi et comparer la mesure obtenue à celle obtenue à l'instant précédent pour vérifier si le défaut persiste, s'il a évolué (variation de l'amplitude, augmentation de la longueur, etc) ou même s'il y a eu un autre défaut qui est apparu entre temps, etc. En effet, le réflectomètre ne stocke que les positions des nouveaux défauts qui apparaissent au fur et à mesure afin d'éviter d'engorger sa mémoire puisque celle-ci est généralement limitée dans un contexte embarqué. A la réception du message, le réflectomètre esclave intègre ses données dans la trame à envoyer et met le champ "CMD" à "Diag-rep". Il envoie ainsi à son maître sa trame contenant de l'information sur la position du défaut. On signale que d'autres informations peuvent être envoyées au maître, par exemple, le type du défaut, la longueur du défaut, etc. Cependant, dans ce cas de figure, nous nous intéresserons uniquement à la position de localisation pour la résolution de l'ambiguïté.

A la réception, le réflectomètre R_m décapsule la trame pour extraire les données envoyées par son esclave et les stocke dans sa mémoire. En effet, puisqu'il peut identifier l'origine de la trame grâce à son adresse, il peut reconnaître le code de Walsh-Hadamard qui a été utilisé et extraire l'information émise par l'esclave. Après avoir reçu toutes les trames envoyées par tous ses esclaves, il procède à l'analyse des données afin de prendre la bonne décision sur la localisation du défaut dans le réseau comme le résume la figure 4.24.

Par souci de simplification, on considère que chaque réflectomètre a des connaissances à priori sur les caractéristiques du réseau (topologie, longueurs des branches, etc.). En outre, il a préalablement stocké dans sa mémoire sa table de routage qu'il utilisera pour acheminer ses paquets. L'envoi des premiers paquets pour la distribution des codes de Walsh-Hadamard ne se fait qu'à l'activation du système sauf en cas de changement de l'architecture du réseau (ajout d'un réflectomètre, panne d'un réflectomètre, etc.). Ensuite, la communication et le diagnostic se font parallèlement grâce à l'utilisation d'un signal porteur d'information.

On remarque que le fait d'utiliser la méthode d'accès multiple par répartition des codes (CDMA) permet de gagner en termes de temps de prise de décision par rapport à la méthode TDMA. Elle permet aussi d'améliorer la détection des défauts intermittents. On revient à la phase de synchronisation qui se fait d'une façon régulière pour assurer son maintien. En effet, puisqu'elle utilise un sous-canal dédié, comme nous l'avons expliqué auparavant, les messages de synchronisation peuvent s'intercaler avec les autres messages de "Diag-req" et "Diag-rep". En attente de la réponse de son esclave, le maître peut ainsi envoyer entre temps un message de synchronisation. De la même façon côté esclave, lorsque le maître analyse ses données, l'esclave peut envoyer le message "Delay-req". Ceci permet de rapprocher les périodes de synchronisation pour l'intégrité de l'information et améliorer aussi la détection des défauts de courte durée.

Comme nous avons expliqué précédemment, l'identification de la position du défaut doit être

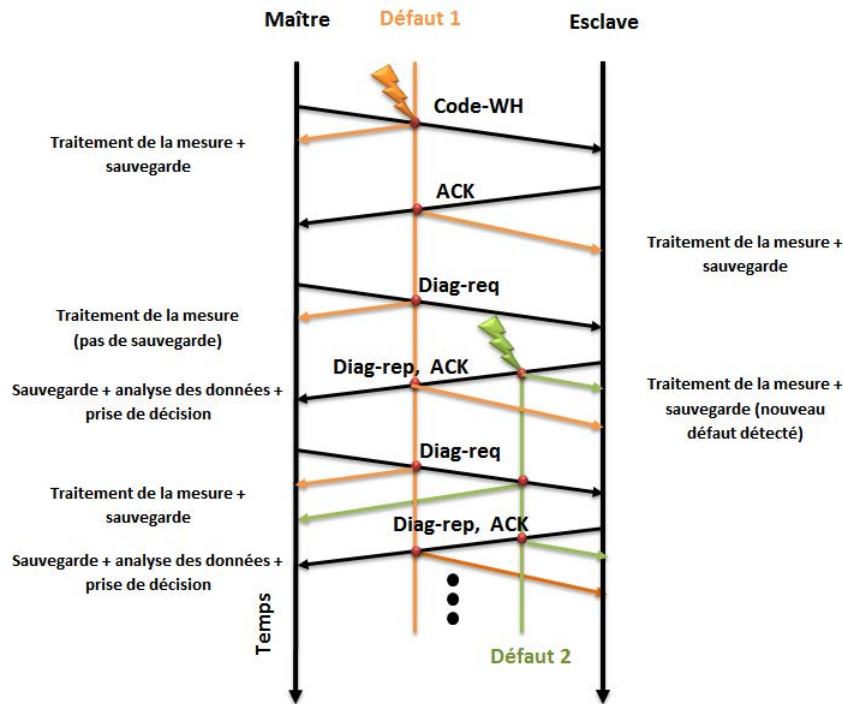


FIGURE 4.24: Exemple de fusion des données pour la localisation d'un défaut.

complètement automatisée. Pour cela, nous proposons dans la section suivante un algorithme de détection et localisation du défaut.

4.4.2.4 Développement d'un algorithme de détection et de localisation d'un défaut

On propose dans cette section de développer un algorithme permettant d'automatiser la détection et la localisation d'un défaut. Pour cela, nous proposons dans un premier temps de générer une mesure de référence. Celle-ci correspond à la réponse du réseau lorsqu'il ne présente pas de défauts (cas sain). Nous proposons de sauvegarder en mémoire uniquement la position des extremums locaux du réflectogramme. Cette proposition évite de mémoriser tous les échantillons du réflectogramme et donc, de gagner en quelque sorte en termes d'espace mémoire. Le nombre d'extremums présents dans l'état de référence est noté N_{ref} . L'ensemble des extremums locaux est noté $s_{ref} = \{e_{ref}(1), e_{ref}(2), \dots, e_{ref}(N_{ref})\}$. Nous caractérisons chaque extremum par sa position et son amplitude de la façon suivante : $(p_{ref}(i), a_{ref}(i))$ où $i \in \{1, 2, \dots, N_{ref}\}$.

La figure 4.25 décrit l'algorithme proposé de détection et de localisation du défaut. Après la construction du réflectogramme, nous proposons d'extraire les extremums locaux notés $e_{curr}(p_{curr}(i), a_{curr}(i))$. Ensuite, nous proposons de comparer en termes de positions avec ceux sauvegardés en mémoire comme référence. Ceci permet de savoir s'il y a eu un changement d'état du réseau ou non. Par souci de simplification, nous n'allons pas nous intéresser à la nature du défaut ainsi qu'à son évolution en termes d'amplitude. On note $s_{curr} = \{e_{curr}(1), e_{curr}(2), \dots, e_{curr}(N_{curr})\}$ où N_{curr} , le nombre d'extremums présents dans la mesure actuelle. S'il n'y a pas eu de changement, on doit vérifier si tous les extremums locaux ont

été traités ou non. Sinon, on traite l'extremum suivant où $i \leftarrow i + 1$. Si oui, on arrête l'algorithme.

Cependant, si l'extremum détecté n'appartient pas à l'ensemble de référence ς_{ref} , on doit vérifier si l'amplitude de l'extremum est supérieure à un seuil de détection. En effet, la prise de décision sur l'apparition ou non du défaut dépend du paramétrage d'un seuil de détection noté T . Ceci est utilisé pour éviter un faux positif. Dans la plupart des cas, il s'agit d'éviter de considérer un pic dû au bruit comme un pic de défaut. En présence d'un bruit blanc, le seuil de détection est exprimé de la façon suivante [5] :

$$T = 2N\sigma^2. \quad (4.17)$$

où N représente la longueur du signal (échantillons) et σ est la variance du bruit blanc.

Si l'amplitude de l'extremum $a_{curr}(i)$ est plus grande que T , l'extremum est ajouté à l'ensemble de référence ς_{ref} pour éviter de le reconsidérer comme un nouveau défaut dans la prochaine mesure et il est ajouté dans l'ensemble $\varsigma_d = \varsigma_d + \{e_{curr}(i)\}$ qui inclut les défauts détectés dans le réseau. On vérifie si tous les extremums ont été traités. Sinon, on passe à l'extremum suivant. Si oui, on arrête l'algorithme.

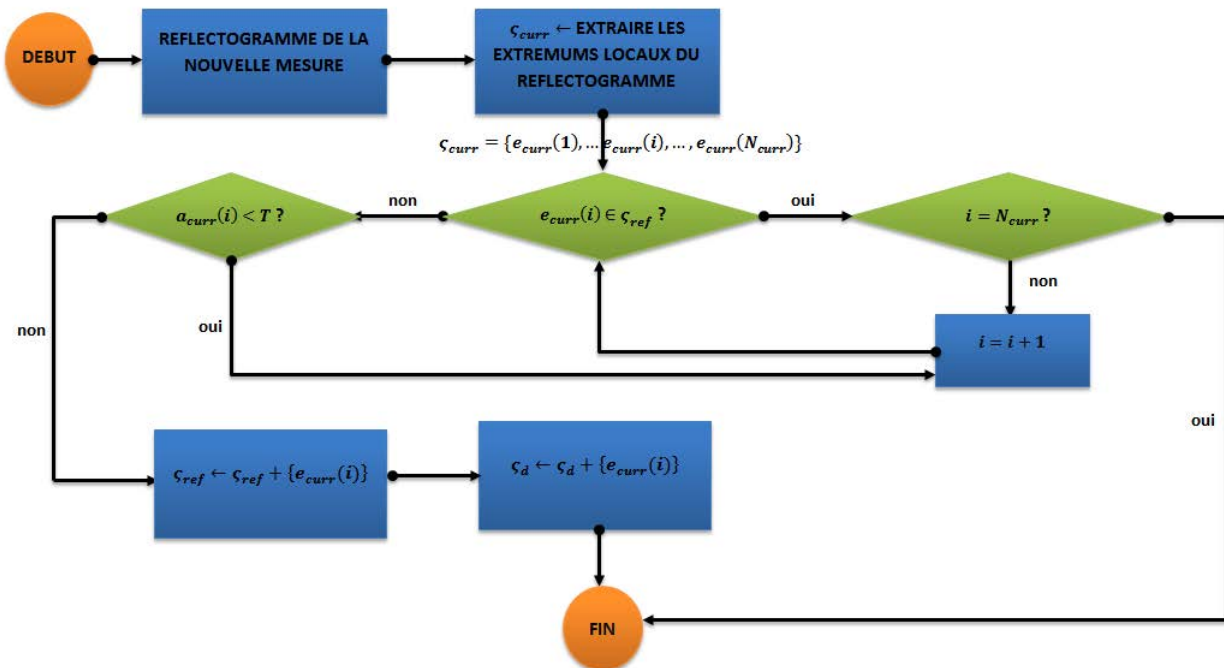


FIGURE 4.25: Algorithme de détection et localisation des défauts dans une seule mesure.

L'algorithme décrit auparavant permet d'automatiser la détection et la localisation d'un défaut dans une seule mesure de réflectométrie. En effet, le fait de ne sauvegarder que les extremums locaux permet de gagner en termes de temps de calcul et de capacité de stockage. Ceci influe directement sur le temps du traitement de la mesure. Par la suite, la position du défaut détecté est encapsulée dans la trame à envoyer au maître s'il s'agit d'un réflectomètre esclave.

4.4.3 Regroupement des réflectomètres dans un réseau très complexe

Dans le cas d'une topologie complexe, nous proposons de découper le réseau en des sous-réseaux de topologies beaucoup plus simples. On parle ici, d'une approche de regroupement ou de "Clustering" [27]. Elle consiste à partitionner le réseau en des clusters selon une ou plusieurs métrique(s) spécifique(s). Chaque cluster est contrôlé par un réflectomètre maître chargé de gérer ses esclaves (synchronisation, allocation des ressources, table de routage, etc.), de collecter l'information et de prendre la décision sur la localisation d'un éventuel défaut. Le maître est sélectionné selon un poids d'éligibilité que nous avons introduit dans la section 4.4.2.1. Chaque maître se charge des communications à l'intérieur de son cluster mais doit aussi maintenir les informations correspondant aux clusters voisins (comme par exemple, l'identifiant du maître d'un cluster voisin, le chemin pour le joindre, etc).

Une mise à jour d'affectation de rôle est réalisée au sein d'un cluster si le maître de chaque cluster n'a pas donné signe de vie pendant un certain temps suite à sa défaillance ou une défaillance sur l'une des branches permettant de le joindre. Dans ce cas, un remplaçant (l'esclave qui a le poids d'éligibilité le plus faible parmi tous les esclaves du même cluster) envoie un message de "ping" à son maître. Si celui ne répond pas au bout d'un certain temps, l'esclave a le droit de s'auto-proclamer comme maître tout en signalant aux autres esclaves dans le même cluster sa nouvelle fonction. Il doit envoyer ainsi son identifiant et son chemin à tous ses esclaves pour pouvoir le joindre. Une mise à jour des tables de routage des clusters est ainsi effectuée. Ensuite, le nouveau maître peut décider en se basant sur les réponses des réflectomètres s'il existe réellement un défaut sur l'une des branches permettant de joindre l'ancien maître. Si aucun défaut n'a été détecté, il déclare qu'il existe un défaut sur le réflectomètre en question.

Dans la littérature, il existe plusieurs approches permettant le clustering. Chacune d'entre elles se base sur une ou un ensemble de métrique(s) différente(s) telles que le plus grand identifiant [28], le plus petit identifiant [29], le plus grand degré [30], la mobilité [31], le poids des nœuds [32], etc. Ces approches ont été principalement développées pour les réseaux sans fils. Cependant, dans notre contexte, où d'une part la topologie du réseau est arborescente et d'autre part, la mobilité des réflectomètres est absente, d'autres contraintes liées à la réflectométrie apparaissent.

Le regroupement des réflectomètres permettra, dans le contexte de la réflectométrie, de limiter la fenêtre d'observation de la mesure afin de réduire les phénomènes de propagation (atténuation et dispersion du signal) et améliorer ainsi la précision de localisation du défaut. Dans le contexte de la communication, le regroupement permettra de réduire aussi le taux d'erreur binaire causé par l'atténuation du parcours (path-loss) et les multiples réflexions du signal de test (jonction, défauts, etc.). Nous proposons maintenant d'étudier les performances de la stratégie proposée dans un réseau complexe de type bus CAN.

4.4.4 Validation de la stratégie de fusion des réflectomètres dans un bus CAN

Afin de montrer l'intérêt du regroupement dans un réseau complexe, nous proposons de commencer par la détection et la localisation d'un ou plusieurs défaut(s) dans un réseau complexe sans regroupement des réflectomètres.

4.4.4.1 Détection et localisation d'un ou plusieurs défaut(s) sans regroupement

Dans cette section, nous considérons le réseau de type bus CAN décrit dans la figure 4.18. Nous avons six réflectomètres ayant les mêmes caractéristiques (réseau homogène). On considère la présence d'un défaut non franc, de longueur 0.5 m, sur la branche B_3 avec une variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique de $\Delta Z_c=20\%$. Dans un premier temps, on procède sans regroupement. Le réflectomètre maître doit ici gérer 5 esclaves. On rappelle qu'on doit d'abord calculer le poids d'éligibilité de chaque réflectomètre en se basant sur la distance et le nombre de jonctions qui le séparent des autres réflectomètres. Le tableau 4.5 montre la valeur du poids d'éligibilité de chaque réflectomètre.

	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
D_{R_i}	254	222	196	196	212	284
J_{R_i}	20	16	14	14	16	20
w_{R_i}	5080	3552	2744	2744	3392	5680

TABLE 4.5: Calcul du poids des réflectomètres.

On peut remarquer qu'il existe deux réflectomètres qui ont le poids le plus faible qui sont R_3 et R_4 . Si nous étions dans un cas hétérogène, on aurait pu différencier ces deux réflectomètres par une autre métrique comme la fiabilité, la puissance de calcul, la capacité de la mémoire, etc. Cependant, nous avons supposé un cas homogène par souci de simplification. Par suite, nous pouvons choisir soit l'un soit l'autre. Dans ce cas, nous allons considérer le réflectomètre R_4 comme maître.

En appliquant la stratégie décrite précédemment, chaque esclave doit détecter et localiser le défaut non franc sur la branche B_3 et l'envoyer à son maître R_4 qui est chargé de l'analyse des données collectées et de la prise de la décision sur la position du défaut. Les figures 4.26 et 4.27 montrent les réflectogrammes obtenus par les esclaves R_5 et R_6 , respectivement. On remarque qu'on a réussi à détecter la présence du défaut non franc malgré la distance qui sépare ces deux esclaves du défaut non franc sur la branche B_3 (minimum 4 jonctions). Les positions du défaut sont ensuite envoyées au maître R_4 . Après avoir reçu toutes les données de ses esclaves, le maître prend la décision sur la localisation du défaut.

Le tableau 4.6 montre les données disponibles au maître R_4 . Sachant que la topologie du réseau est déjà connue par le maître, il est capable de localiser le défaut sur la branche B_3 . On remarque que la quantité d'information dépend fortement de la complexité de la topologie du réseau et du nombre de réflectomètres dans le réseau. Ceci influe directement sur le temps de l'analyse de l'information et par suite sur la prise de décision.

On considère maintenant l'apparition d'un nouveau défaut non franc sur la branche B_1 avec une variation de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique $\Delta Z_c = 20\%$. Les figures 4.28 et 4.29 montrent les réflectogrammes obtenus par les esclaves R_5 et R_6 , respectivement. On remarque que le défaut non franc ne peut pas être détecté ni par le réflectomètre R_5 ni R_6 à cause de l'atténuation du signal de test après 5 ou 6 jonctions d'une part et de la faible amplitude du défaut non franc d'autre part. Ainsi, les deux réflectomètres continuent à envoyer les positions

4.4.4 Validation de la stratégie de fusion des réflectomètres dans un bus CAN

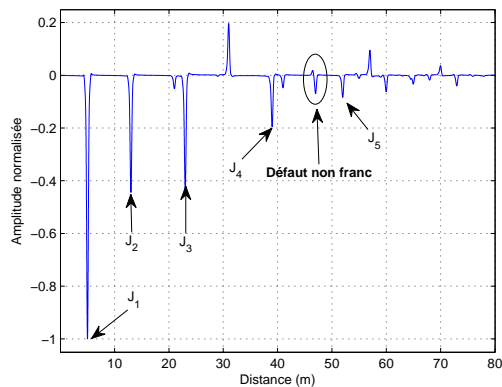


FIGURE 4.26: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 47 m de R_5 et transmission de la position du défaut à R_4 .

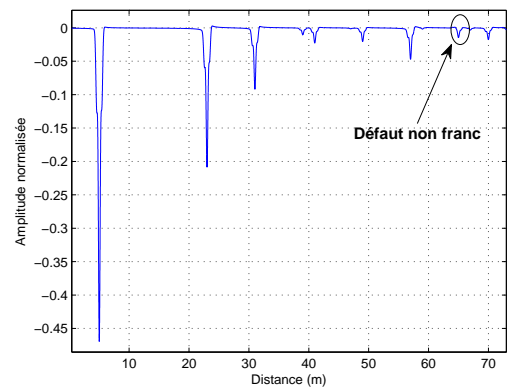


FIGURE 4.27: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 65 m de R_6 et transmission de la position du défaut à R_4 .

Réflectomètre	Information disponible	Branches ambiguës
R_1	18	$\{B'_2, B_3\}$
R_2	10	$\{B_2, B_3\}$
R_3	39	$\{B_4, B_3\}$
R_4	55	$\{B_7, B_3\}$
R_5	47	$\{B_3\}$
R_6	65	$\{B_3\}$

TABLE 4.6: Localisation du défaut sur la branche B_3 .

correspondantes au défaut détecté auparavant sur la branche B_3 . Dans ce cas, il y a une ambiguïté de localisation du défaut par rapport au réflectomètre maître R_4 comme le montre le tableau 4.7.

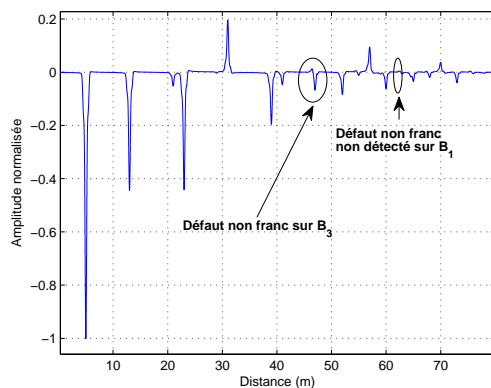


FIGURE 4.28: Impossibilité de détection du défaut non franc sur B_1 par R_5 .

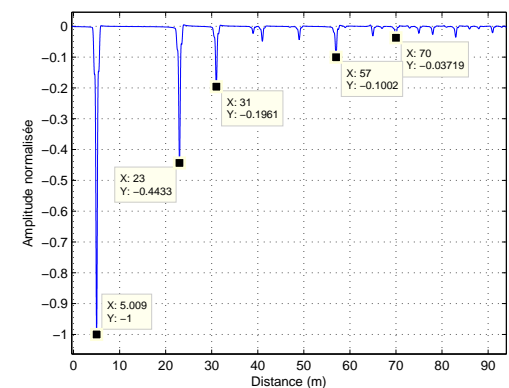


FIGURE 4.29: Impossibilité de détection du défaut non franc sur B_1 par R_6 .

Ce problème est amplifié dans le cas d'un réseau filaire plus complexe. Dans ce cas, plusieurs contraintes de la stratégie proposée apparaissent. Dans le contexte de la réflectométrie, les phéno-

Réfectomètre	Information disponible	Branches ambiguës
R_1	8	$\{B_1, B_2\}$
R_2	16	$\{B_3, B_1, B'_1\}$
R_3	29	$\{B_4, B_1, B'_1\}$
R_4	55	$\{B_1, B'_1\}$
R_5	47	$\{B_3\}$
R_6	65	$\{B_3\}$

TABLE 4.7: Ambiguïté de localisation du défaut sur la branche B_1 .

mènes de propagation du signal (atténuation et dispersion) peuvent dégrader la fiabilité du diagnostic (détection, précision, etc.). Dans le contexte de la communication, l'atténuation de parcours (path-loss) et les multiples réflexions augmentent le taux d'erreur binaire et peuvent influencer sur la crédibilité des résultats de mesure. En outre, l'augmentation de la complexité de la topologie du réseau va de pair avec l'augmentation de la quantité d'information, du temps de l'analyse et de la prise de décision au sein du réfectomètre maître. Si un défaut franc (circuit ouvert, court-circuit) apparaît sur l'une des branches permettant la communication avec le maître, ce dernier sera isolé et une quantité de l'information est ainsi perdue. Afin de réduire ces risques, nous proposons de faire appel à la solution de regroupement des réfectomètres comme nous allons le voir à la suite.

4.4.4.2 Détection et localisation d'un ou plusieurs défaut(s) avec regroupement

Nous proposons de diviser le réseau en deux sous-réseaux notés SR_1 et SR_2 . Le tableau 4.8 montre les réfectomètres ainsi que les branches affectées à chaque réfectomètre. On peut remarquer qu'une branche peut être parcourue par des réfectomètres appartenant à des clusters différents.

S-R	Réfectomètres associés	Branches parcourues
SR_1	R_1, R_2, R_3	$\{B_1, B'_1, B_2, B'_2, B_3, B'_3, B_4\}$
SR_2	R_4, R_5, R_6	$\{B_4, B'_4, B_5, B'_5, B_6, B'_6, B_7\}$

TABLE 4.8: Affectation des réfectomètres et des branches aux sous-réseaux.

On s'intéresse d'abord au cluster SR_1 pour identifier le réfectomètre maître. Pour cela, on rappelle qu'on doit calculer le poids de chaque réfectomètre en se basant sur la distance séparant le réfectomètre de ses voisins (appartenant au même cluster) ainsi que le nombre de jonctions entre le réfectomètre et ses voisins. Le tableau 4.9 montre que le réfectomètre R_2 doit être élu comme maître et les réfectomètres R_1 et R_3 sont les esclaves de R_2 .

Le tableau 4.10 montre les branches diagnostiquées par chaque réfectomètre du cluster SR_1 . Il convient de souligner que la propagation des signaux est limitée par des fenêtres d'acquisition (ou d'observation).

Les figures 4.30 et 4.31 (haut) montrent les réfectogrammes obtenus par les esclaves R_1 et R_3 , respectivement. Le défaut non franc est détecté à une distance de 21 m et 10 m de R_1 et R_3 comme illustré par les pics de faible amplitude à ces distances. Les autres pics représentés par

	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$
D_{R_i}	49	41	54
J_{R_i}	5	4	5
w_{R_i}	254	146	270

TABLE 4.9: Calcul du poids des réflectomètres dans SR_1 .

Réflectomètre	Branches diagnostiquées	Fenêtre d'acquisition
R_1	$B'_1, B_1, B_2, B'_2, B_3$	26 m
R_2	$B'_2, B_2, B_3, B_1, B'_1$	18 m
R_3	$B'_3, B_3, B_4, B_2, B'_2, B_1, B'_1$	31 m

TABLE 4.10: Branches diagnostiquées par les réflectomètres R_1, R_2 et R_3 .

des pics négatifs correspondent aux ramifications présentes sur le sous-réseau. Les positions des défauts sont ensuite envoyées au maître R_2 comme le montre les figures 4.30 et 4.31 (bas). Le premier pic à une distance de 18 m correspond au trajet direct de R_1 à R_2 (somme des longueurs des branches $l_{B'_2}=5\text{m}, l_{B_2}=8\text{m}, l_{B'_1}=5\text{m}$). Les autres pics correspondent aux trajets multiples du signal suite aux multiples réflexions ; Même constatation pour le réflectomètre R_3 à 23 m.

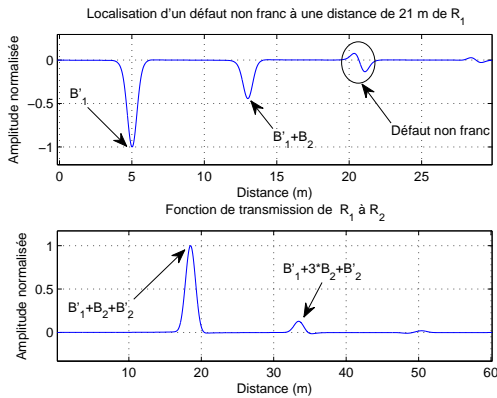


FIGURE 4.30: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 21 m de R_1 et transmission de la position du défaut à R_2 .

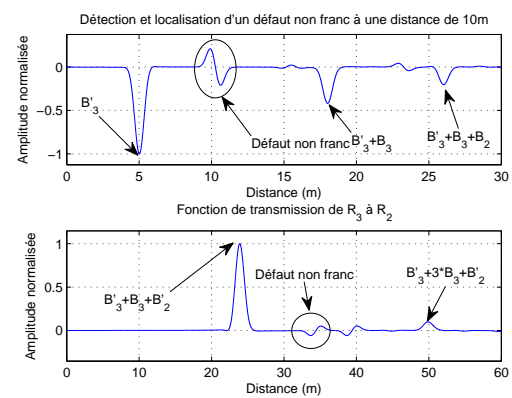


FIGURE 4.31: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 10 m de R_3 et transmission de la position du défaut à R_2 .

La figure 4.32 montre le réflectogramme obtenu par le réflectomètre maître R_2 . Il détecte le défaut non franc à une distance 12 m pour différentes variations de l'impédance par rapport à l'impédance caractéristique ΔZ_c . On note que dans notre cas d'étude $\Delta Z_c = 20\%$. Basée sur sa propre information et celle envoyée par ses esclaves R_1 et R_3 , le maître R_2 localise le défaut sur la branche B_3 comme le montre le tableau 4.11.

On s'intéresse maintenant au sous-réseau SR_2 . De la même façon, le tableau 4.12 montre que dans le cluster SR_2 , le réflectomètre R_5 doit être élu comme un maître alors que les réflectomètres

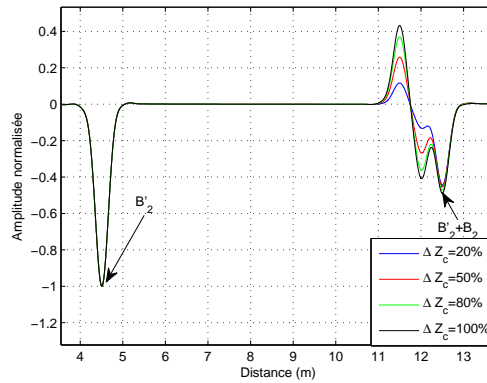


FIGURE 4.32: Détection et localisation du défaut non franc pour différentes valeurs de ΔZ_c .

Réfectomètre	Information disponible	Branches ambiguës
R_1	21	$\{B_3, B'_2\}$
R_2	12	$\{B_3, B_2\}$
R_3	10	$\{B_3, B_4\}$

TABLE 4.11: R_2 : Localisation du défaut sur la branche B_3 .

R_4 et R_6 sont ses deux esclaves.

	$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
D_{R_i}	54	64	64
J_{R_i}	5	4	5
w_{R_i}	270	256	320

TABLE 4.12: Calcul du poids des réfectomètres dans SR_2 .

Dans ce cas, il est évident que les esclaves R_4 et R_5 n'arrivent pas à détecter le défaut non franc sur la branche B_3 parce que cette dernière n'est tout simplement pas diagnostiquée par les esclaves comme le montre le tableau 4.13. Cependant, le réfectomètre maître R_5 peut détecter la présence du défaut non franc à une distance de 47 m comme le montre la figure 4.33.

Réfectomètre	Branches diagnostiquées	Fenêtre d'acquisition
R_4	$B'_4, B_4, B_5, B'_5, B_6$	31 m
R_5	$B'_5, B_5, B_6, B_4, B'_4, B_3, B'_6, B'_3$	52 m
R_6	$B'_6, B_6, B_7, B_5, B'_5$	36 m

TABLE 4.13: Branches diagnostiquées par les réfectomètres R_4 , R_5 et R_6 .

La figure 4.33 montre le réfectogramme obtenu par le maître R_5 . Les premiers pics négatifs aux distances 5 m, 13 m, 23 m et 39 m représentent les jonctions, les autres pics sont des

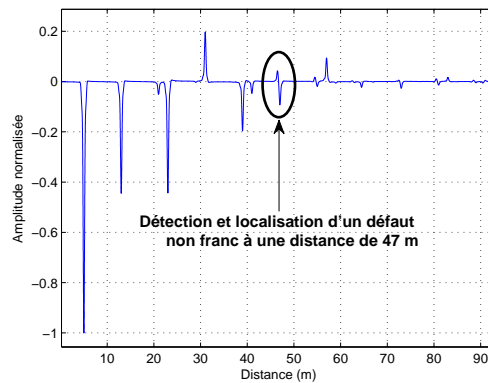


FIGURE 4.33: Détection et localisation d'un défaut non franc à une distance de 47 m de R_5 .

allers-retours du signal entre les jonctions et enfin le pic détecté à une distance de 47 m représente le défaut non franc présent sur la branche B_3 .

On considère maintenant l'apparition d'un deuxième défaut non franc sur la branche B_1 comme décrit auparavant. Pour cela, on va s'intéresser uniquement au SR_1 puisque la branche B_1 n'appartient pas à la liste des branches diagnostiquées dans SR_2 comme le montre le tableau 4.13. Les figures 4.34 et 4.35 montrent le réflectogramme obtenu par les esclaves R_1 et R_3 . Le défaut non franc est détecté à une distance de 8 m et 29 m de R_1 et R_3 comme illustré par les pics de faible amplitude à ces distances. Les autres pics représentés par des pics négatifs correspondent aux ramifications dans le sous-réseau.

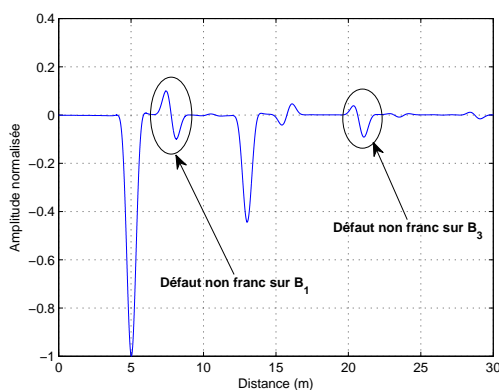


FIGURE 4.34: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 8 m de R_1 .

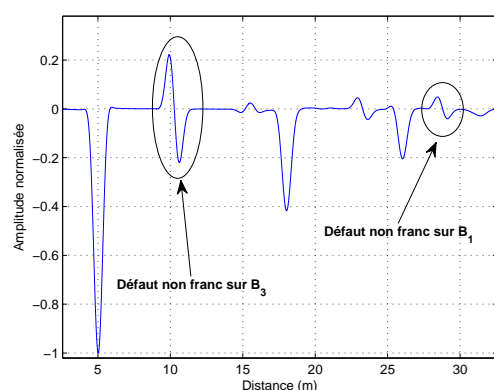


FIGURE 4.35: Localisation d'un défaut non franc à une distance de 29 m de R_3 .

La figure 4.36 montre le réflectogramme obtenu par le réflectomètre maître R_2 . Il détecte le défaut non franc à une distance de 16 m. Basé sur sa propre information et celle envoyée par ses esclaves R_1 et R_3 , le maître R_2 localise le défaut sur la branche B_1 comme le montre le tableau 4.14.

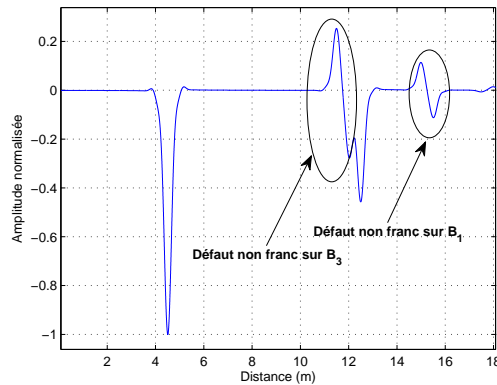


FIGURE 4.36: Détection et localisation d'un défaut non franc à une distance de 16 m de R_2 .

Réflectomètre	Information disponible	Branches ambiguës
R_1	8	$\{B_1, B_2\}$
R_2	16	$\{B_3, B_2, B_1, B'_1\}$
R_3	29	$\{B_4, B_1, B'_1\}$

TABLE 4.14: R_2 : Localisation du défaut sur la branche B_1 .

On remarque que grâce au regroupement des réflectomètres, nous avons réussi à localiser le défaut non franc sur la branche B_1 sans ambiguïté. Ceci n'était pas possible dans le cas sans regroupement comme montré auparavant. Nous avons aussi réussi à réduire d'une façon considérable la quantité des données à analyser par chaque réflectomètre maître puisqu'on est passé de 6 données à 3 données par cycle à analyser.

On considère maintenant la présence d'un circuit ouvert sur la branche B_6 à une distance de 5 m du point R_5 . En respectant le scénario décrit auparavant, l'esclave R_4 détecte le défaut à une distance de 18 m. De la même façon, l'esclave R_6 détecte le défaut à une distance de 10 m. Le maître R_5 détecte le même défaut à une distance de 10 m mais ne sait pas si le défaut existe sur la branche B_6 ou la branche B_5 , il attend donc la confirmation de ses esclaves. Cependant, il va recevoir uniquement les données de R_4 puisque les données de R_6 ne peuvent pas parcourir la branche défectueuse B_6 à cause du circuit ouvert. Donc, après un certain délai d'attente (relancer l'esclave R_6), le maître va conclure qu'il existe un problème par rapport à son esclave R_6 puisqu'il ne reçoit plus ses paquets. Donc, il va se contenter des informations reçues par l'esclave R_4 . Pour ce dernier, les branches ambiguës sont B_6 et B'_5 . Donc, le maître peut conclure que le défaut existe sur la branche B_6 . Ceci justifie bien le fait qu'il ne réussisse plus à communiquer avec son esclave R_6 .

La fusion des réflectomètres est une solution novatrice dans le domaine de la réflectométrie. Ceci peut être réalisé grâce à l'utilisation d'un signal porteur d'information. La fusion des réflectomètres permet la centralisation de l'information et facilite ainsi la prise de décision. Cette nouvelle stratégie a fait l'objet d'une publication internationale [33]. De plus, la mise en place d'une stratégie de regroupement des réflectomètres permet de réduire la quantité d'information à analyser par

les réflectomètres et réduire ainsi le temps de calcul et de prise de décision. Le regroupement permet aussi de réduire le risque de perte d'information suite à l'augmentation du taux d'erreur binaire ou l'isolement du réflectomètre maître (coupure d'une branche). En revanche, la communication permet la centralisation de l'information liée à la position d'un défaut à condition qu'un certain seuil de sévérité du défaut soit respecté. En effet, les méthodes de correction d'erreur implémentées ne sont plus capables de corriger les erreurs liées à la défaillance du support de transmission lorsque le taux d'erreur devient important ($TEB > 13\%$). Dans ce cas, il est peut être plus intéressant d'exploiter d'autres méthodes de correction des erreurs plus robustes que le code de Hamming.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons intégré la communication entre les réflectomètres distribués dans un réseau complexe pour la transmission et la centralisation de l'information. Dans un premier temps, nous avons introduit les méthodes d'accès multiples permettant l'élimination de l'interférence entre les signaux de réflectométrie. Dans ce contexte, nous avons introduit une nouvelle méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Cette méthode assure que tous les réflectomètres aient la même perspective du réseau.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté une nouvelle stratégie de diagnostic basée non seulement sur la partie réfléchi du signal mais aussi sur la partie transmise. Nous avons montré que la partie transmise du signal permettait de pré-localiser un défaut par le calcul du taux d'erreur binaire. Cette nouvelle stratégie de réflectométrie a fait l'objet d'une communication internationale [22] et d'une publication dans une revue [23].

Plus loin, l'utilisation d'un signal porteur d'information, nous a permis de mettre en place une nouvelle stratégie basée sur la fusion des réflectomètres pour la transmission et la centralisation de l'information. Pour cela, nous avons mis en place un protocole de communication maître/esclave et nous avons développé un algorithme de détection et de localisation d'un défaut afin d'automatiser la procédure. Nous avons proposé aussi de regrouper les réflectomètres afin de réduire d'une part la quantité d'information traitée par chaque maître et d'augmenter d'autre part la fiabilité du diagnostic. Cette stratégie a fait aussi l'objet d'une communication internationale [33].

Cependant, malgré la maturité de la plupart des méthodes de diagnostic existantes et celles développées au cours de notre étude, il existe des paramètres d'influence sur la mesure de réflectométrie. En effet, ces paramètres peuvent être liés aux conditions d'utilisation telles que l'environnement d'opération, les caractéristiques intrinsèques du câble, la fiabilité des réflectomètres, etc. L'étude de la fiabilité du diagnostic est l'objet du prochain chapitre.

Références Bibliographiques

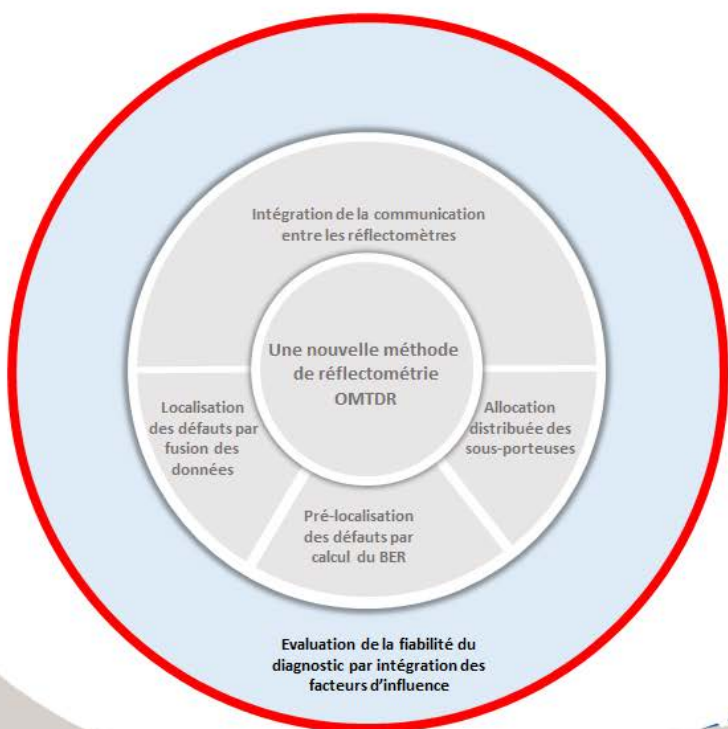
- [1] F. Auzanneau. Wire Troubleshooting and Diagnosis : Review and Perspective. *Progress In Electromagnetics Research B*, 49 :253–279, 2013.
- [2] S.G. Glisic and P.A. Leppänen. *Wireless Communications : TDMA Versus CDMA*. Springer, 2010.
- [3] M.H. Yeon and Santa Barbara. Electrical & Computer Engineering University of California. *Interference Suppression Algorithms for TDMA Cellular Systems*. University of California, Santa Barbara, 2008.
- [4] M. Schwartz. *Mobile Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [5] A. Lelong. *Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes*. PhD thesis, Université des sciences et Technologies de Lille, Décembre 2010.
- [6] Cheong Yui Wong, C.-Y. Tsui, R.S. Cheng, and K.B. Letaief. A real-time sub-carrier allocation scheme for multiple access downlink ofdm transmission. In *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall.*, volume 2, pages 1124–1128 vol.2, 1999.
- [7] W. Ben Hassen and F. Auzanneau. Méthode de génération d’un signal de réflectométrie multi-porteuses pour une mise en oeuvre dans un système distribué, 2013. Brevet, numéro de soumission : 1000213630.
- [8] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie*. PhD thesis, Faculté des Sciences d’Orsay, Juin 2007.
- [9] A Lelong, L. Sommervogel, N. Ravot, and M.O. Carrion. Distributed Reflectometry Method for Wire Fault Location Using Selective Average. *IEEE Sensors Journal*, 10(2) :300–310, Feb 2010.
- [10] K.G. Beauchamp. *Walsh functions and their applications*. Techniques of physics. Academic Press, 1975.
- [11] H. Schulze and C. Lueders. *Theory and Applications of OFDM and CDMA : Wideband Wireless Communications*. Wiley-Interscience online books. Wiley, 2005.
- [12] H. Rohling. *OFDM : Concepts for Future Communication Systems*. Signals and Communication Technology. Springer, 2011.
- [13] J. Armstrong. OFDM for Optical Communications. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3) :189–204, Feb 2009.
- [14] A. Spataru. *Fondements de la théorie de la transmission de l’information*. Complément au traitement d’électricité.
- [15] M. Rahoual and P. Siarry. *Réseaux informatiques : conception et optimisation*. Editions Technip.

- [16] P. Volkov. *Correction d'erreurs simples et en paquets dans la transmission de données à l'aide de codes convolutionnels*. 1980.
- [17] J. Dunlop and D.G. Smith. *Telecommunications Engineering, 3rd Edition*. Taylor & Francis, 1994.
- [18] F.J. MacWilliams and N.J.A. Sloane. *The Theory of Error Correcting Codes*. North-Holland Mathematical Library. North-Holland, 1978.
- [19] J.S. Seybold. *Introduction to RF Propagation*. Wiley, 2005.
- [20] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [21] J.W. Craig. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations. In *Military Communications Conference, 1991. MILCOM '91, Conference Record, Military Communications in a Changing World., IEEE*, pages 571–575 vol.2, Nov 1991.
- [22] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Peres, and A.P. Tchangani. OMTDR Using BER Estimation for Ambiguities Cancellation in Ramified Networks Diagnosis. In *IEEE Eighth International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, 2013*, pages 414–419, April 2013.
- [23] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Peres, and A.P. Tchangani. Distributed Reflectometry Method for Wire Fault Location using BER in CAN Bus. *Transactions on Systems, Signals and Devices*, 2014.
- [24] J. Russell and R. Cohn. *Precision Time Protocol*. Book on Demand, 2012.
- [25] M. Pravda, J. Vodrazka, and P. Lafata. Simulations and measurements of packet network synchronization by precision time protocol. In *35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2012*, pages 116–120, July 2012.
- [26] G. Daniluk and E. Elektronika. White Rabbit : Sub-Nanosecond Synchronization For Embedded Systems. In *Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting*, pages 45 – 60, 2011.
- [27] P. Banerjee, Iowa State University. Electrical, and Computer Engineering. *Performance and Security Measure of Clustering Protocols for Sensor Networks*. Iowa State University, 2007.
- [28] D.J. Baker and Anthony Ephremides. The Architectural Organization of a Mobile Radio Network via a Distributed Algorithm. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11) :1694–1701, Nov 1981.
- [29] Anthony Ephremides, J.E. Wieselthier, and D.J. Baker. A Design Concept for Reliable Mobile Radio Networks with Frequency Hopping Signaling. *Proceedings of the IEEE*, 75(1) :56–73, Jan 1987.
- [30] M. Gerla and J. Tsai. Mucicuster, mobile, multimedia radio network. *ACM/Baltzer Journal of Wireless Network*, 1(3) :255–265, 1995.

- [31] P. Basu, N. Khan, and T. D C Little. A Mobility Based Metric for Clustering in Mobile ad hoc Networks. In *International Conference on Distributed Computing Systems Workshop, 2001*, pages 413–418, Apr 2001.
- [32] M. Chatterjee, S. K. Das, and D. Turgut. WCA : A Weighted Clustering Algorithm for Mobile ad hoc Networks. *Journal of Cluster Computing (Special Issue on Mobile Ad hoc Networks*, pages 413–418, April 2002.
- [33] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A.P. Tchangani. Diagnosis Sensor Fusion for Wire Fault Location in CAN Bus Systems. In *IEEE SENSORS, 2013*, pages 1–4, Nov 2013.

Intégration des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie pour l'évaluation de la fiabilité du diagnostic

5



Sommaire

Introduction	159
5.1 Identification des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie	159
5.1.1 Environnement du câble	159
5.1.2 Perturbations dues aux caractéristiques du câble et leurs effets	167
5.1.3 Caractéristiques du réflectomètre	171
5.2 Modélisation du diagnostic d'un réflectomètre par Réseaux Bayésiens	172
5.2.1 Introduction des Réseaux Bayésiens	173
5.2.2 Description des variables d'intérêt et de leurs modalités	175
5.2.3 Modélisation d'un diagnostic local par Réseaux Bayésiens	189
5.2.4 Inférence	191
5.3 Fiabilité de localisation d'un défaut dans un réseau complexe	193
5.3.1 Modélisation du diagnostic local par Réseaux Bayésiens	195
5.3.2 Fusion d'informations	195
5.3.3 Prise de décision sur la localisation du défaut	196
5.4 Application de la stratégie proposée sur un réseau CAN	196
5.4.1 Description du réseau filaire considéré	196
5.4.2 Réalisation du diagnostic local	197
5.4.3 Réalisation du diagnostic global	200
5.4.4 Intérêt de la fusion des données dans le cas des réflectomètres non fiables	201
Conclusion	204
Références Bibliographiques	205

Introduction

Malgré la maturité de la plupart des méthodes de réflectométrie à détecter et localiser un ou plusieurs défauts sur le réseau, la présence des facteurs d'influence internes ou externes aux câbles sur la mesure de réflectométrie peut dégrader la fiabilité du diagnostic et fausser ainsi la décision prise sur la localisation du défaut et par suite les interventions planifiées pour y remédier.

L'objectif de ce chapitre est d'évaluer la fiabilité du diagnostic dans un réseau simple ou complexe sous les contraintes opérationnelles d'utilisation (environnement, caractéristiques du câble, fiabilité des réflectomètres, etc.).

Pour cela, nous proposons dans la première section d'identifier les facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie. Dans la deuxième section, nous proposons d'utiliser les réseaux bayésiens pour étudier l'impact des différents facteurs sur la fiabilité du résultat du diagnostic. Dans la troisième section, nous proposons d'élargir notre étude dans le cas d'un réseau complexe où plusieurs réflectomètres sont placés à différents points du réseau (diagnostic distribué). Pour cela, nous utilisons la fusion des données obtenues par les différents réflectomètres (diagnostic local) pour faciliter ainsi la prise de décision sur la localisation du défaut dans la phase du diagnostic global.

5.1 Identification des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie

Dans cette section, nous proposons d'identifier dans un premier temps les facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie. Ensuite, nous proposons d'étudier les effets des facteurs sélectionnés soit par expérimentation soit par simulation. Cette étude nous permettra de justifier les relations établies entre les différents paramètres lors de la modélisation du diagnostic que nous allons effectuer dans la deuxième section de ce chapitre.

Dans notre étude, nous proposons de classer les facteurs d'influence en sous-classes de la façon suivante : environnement du câble, caractéristiques du câble, perturbations dues au câble, effets des perturbations, caractéristiques du réflectomètre et procédure de réflectométrie. Chaque sous-classe possède ses propres paramètres d'influence comme le montre la figure 5.1.

5.1.1 Environnement du câble

Quels que soient leurs environnements d'opération, les câbles font souvent face à des conditions agressives. Le tableau 1.2 présenté dans le premier chapitre de ce manuscrit montre les différents facteurs affectant l'isolation des câbles. En effet, l'exposition à long terme du câble à un stress thermique (température maximale, température minimale, cycle de température), un stress mécanique (flexion, vibration, compression, torsion, etc.) ou même la pénétration de l'humidité peuvent faire varier les propriétés intrinsèques d'un câble. Négliger ces variations pourrait entraîner un changement dans le comportement de la procédure de réflectométrie et par suite, une perte en fiabilité du diagnostic. Bien que nous ayons conscience de l'ampleur de l'effet



FIGURE 5.1: Classification des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie.

du stress mécanique et de la pénétration de l'humidité sur le réseau de câbles [1, 2], nous avons fait le choix de ne considérer que le stress thermique qui concerne trois facteurs d'influence : température maximale, température minimale et cycle de température.

5.1.1.1 Effet de l'augmentation de la température opérationnelle

Nous proposons maintenant d'étudier l'effet de l'augmentation de la température opérationnelle du câble sur la mesure de réflectométrie. La température opérationnelle fait partie de la plage de températures d'utilisation du câble conseillée par le constructeur du câble. Dans cette expérimentation, nous proposons de faire augmenter la température autour du câble en partant de la température ambiante jusqu'à atteindre la température maximale tolérée sans la dépasser. Pour réaliser cette expérimentation, nous avons utilisé les appareils suivants comme le montre la figure 5.2 :

- une étuve permettant le contrôle de la température.
- un PC doté d'un programme développé sous l'environnement LabVIEW pour le pilotage de toute la chaîne d'acquisition. L'acquisition des mesures se fait chaque 5 minutes (min).

5.1.1 Environnement du câble

- un analyseur de réseaux pour l'injection des signaux de test et la réception des signaux réfléchis.
- un câble coaxial de type RG-58/U, d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$, de vitesse de propagation de 69.5% de la célérité de la lumière et d'une longueur de 3 m. Le câble se termine par un défaut franc de type circuit ouvert. Il est important de signaler que la température opérationnelle du câble choisi est entre $-40\text{ }^\circ\text{C}$ à $85\text{ }^\circ\text{C}$.



FIGURE 5.2: Illustration des appareils utilisés dans l'expérimentation.

La figure 5.3 décrit l'évolution de la température (en $^\circ\text{C}$) en fonction du temps (en mn). Au démarrage de l'expérimentation, la température ambiante de l'étuve est égale à 20°C . Nous effectuons des pas de 10°C jusqu'à atteindre 90°C . En effet, nous avons fait le choix de dépasser légèrement la température maximale (85°C) de 5°C , pour supprimer la zone de sécurité généralement prise en considération par le constructeur. L'expérimentation a été réalisée au cours d'une journée de 9h00 à 16h00.

La figure 5.4 montre, sur un diagramme amplitude-distance, la position du pic du circuit ouvert en fonction de l'évolution de la température. On peut remarquer que le pic du circuit ouvert se déplace de sa position initiale égale à 3.016 m lorsque la température est de 20°C vers la gauche jusqu'à atteindre 2.967 m lorsque la température est de 90°C .

Le déplacement de la position du défaut est dû à la variation de la vitesse de propagation du câble qui se justifie par la variation des paramètres linéiques du câble, en particulier les paramètres du diélectrique [3]. La vitesse de propagation v_p s'écrit :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}. \quad (5.1)$$

où c , la célérité de la lumière ($\simeq 3.10^8$), ϵ_r , la constante diélectrique relative et $\mu_r=1$, la perméabilité magnétique relative. La variation de la vitesse de propagation v_p dépend directement de la variation de la constante diélectrique relative ϵ_r . En effet, le diélectrique peut changer d'état suite à l'augmentation de la température (ramollissement, par exemple), ce qui entraîne la variation de la constante du diélectrique et, par suite, la vitesse de propagation [4].

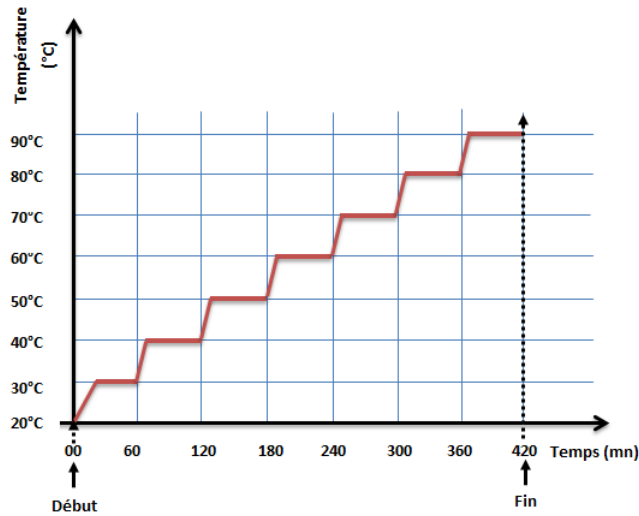


FIGURE 5.3: Augmentation de la température opérationnelle en fonction du temps.

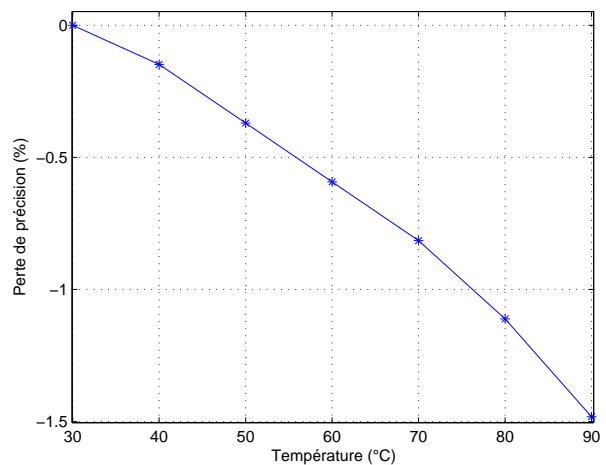
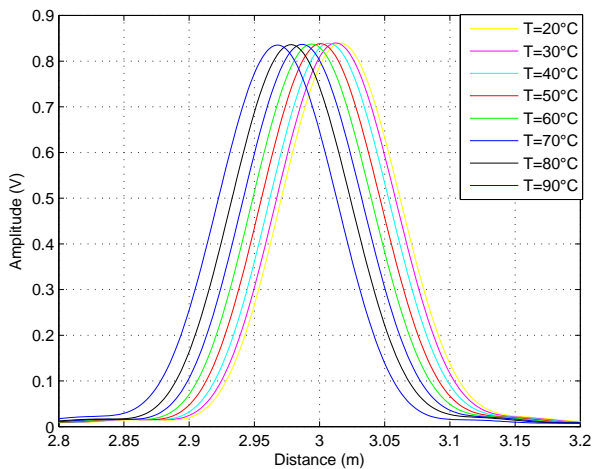


FIGURE 5.4: Variation de la vitesse de propagation en fonction de la température opérationnelle.

FIGURE 5.5: Perte en précision de localisation du pic en fonction de la température opérationnelle.

La figure 5.5 montre l'évolution de la perte en précision de la localisation du pic en fonction de la température (en °C). Elle est calculée par la différence entre la position du pic à la température T où $T \in [30^{\circ}\text{C}, 90^{\circ}\text{C}]$ et la position initiale du pic à la température ambiante $T=20^{\circ}\text{C}$. On remarque que plus la température est élevée, plus la perte en précision est importante.

La figure 5.6 montre le déplacement du pic du circuit ouvert entre le début de l'expérimentation ($T=20^{\circ}\text{C}$) et la fin de l'expérimentation ($T=90^{\circ}\text{C}$). Il est important de signaler que la dernière mesure à $T=90^{\circ}\text{C}$ a été prise lorsque le câble est encore sous stress thermique. A la température maximale, on peut remarquer l'apparition des premiers signes de faiblesses qui se traduisent par l'apparition d'un pic de très faible amplitude à environ 50 cm de l'entrée de la ligne. Cette

5.1.1 Environnement du câble

réflexion a entraîné aussi l'atténuation en amplitude du pic de fin du câble passant de 0.8394 V à $T=20^{\circ}\text{C}$ à 0.8354 V à $T=90^{\circ}\text{C}$. La figure 5.7 compare les mesures effectuées au début de l'expérimentation et après refroidissement du câble (retour à la température ambiante). On peut remarquer que le câble a repris son état initial (neuf). La petite réflexion repérée à 50 cm dans la figure 5.6 n'est plus présente. Ceci indique le retour du diélectrique à sa forme initiale. En effet, on ne peut pas parler d'un vieillissement du câble dans ce cas.

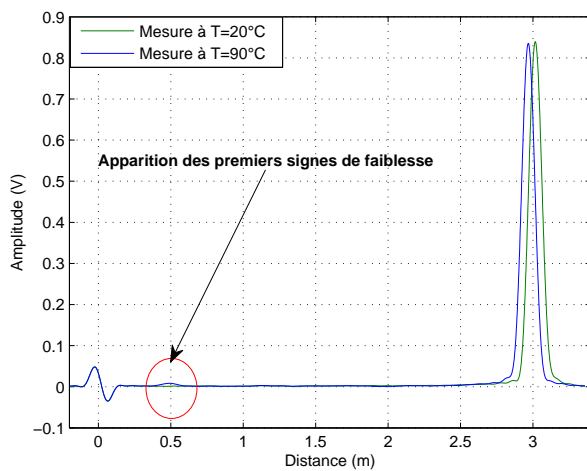


FIGURE 5.6: Apparition des premiers signes de faiblesse à 90°C .

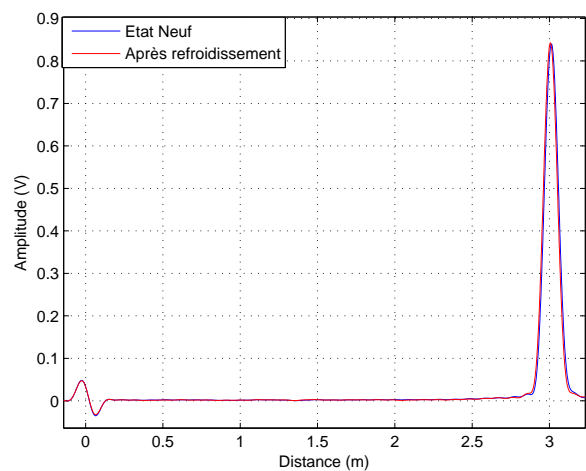


FIGURE 5.7: État du câble après refroidissement.

Pour conclure, l'augmentation de la température opérationnelle entraîne la variation de la vitesse de propagation. Cependant, elle n'entraîne pas le vieillissement du câble à court terme.

5.1.1.2 Effet du dépassement de la température maximale

Nous proposons maintenant de dépasser les limites fonctionnelles du câble conseillées par son constructeur. Ceci revient à dépasser largement la température maximale du câble en passant de la température ambiante de 21°C à 100°C (cette montée a pris environ 26 mn après démarrage de l'étuve et lancement du programme). Ensuite, chaque 60 mn la température augmente par pas de 10°C jusqu'à 150°C . La figure 5.8 illustre le déplacement de la position du circuit ouvert vers la gauche qui se traduit, comme nous l'avons expliqué précédemment, par la variation de la vitesse de propagation. On peut remarquer que la variation à haute température (à partir de 100°C) est beaucoup plus rapide que lorsqu'on était dans la plage de températures opérationnelles du câble. En analysant la courbe représentant l'évolution de la perte en précision dans la figure 5.9, on peut remarquer que la pente est plus rapide entre les températures 100°C et 110°C .

Pour comprendre ce qui se passe au niveau de l'état du câble à ces températures, nous proposons de regarder l'intégralité du réflectogramme depuis le point d'injection à la fin du câble comme le montre la figure 5.10. On peut remarquer l'apparition de plusieurs zones de faiblesse sur le câble justifiant notre constat. En effet, les multiples réflexions dues à la présence des défauts non francs accélèrent l'atténuation en amplitude du pic du circuit ouvert ainsi que la variation de la vitesse de propagation. Lorsqu'on dépasse largement la température maximale ($T=140^{\circ}\text{C}$), le

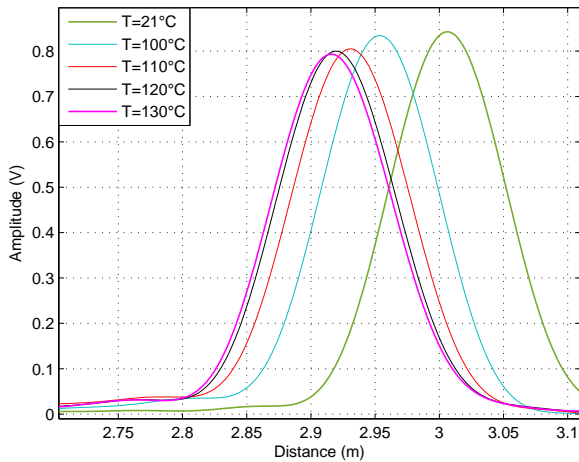


FIGURE 5.8: Variation de la vitesse de propagation en fonction de la température non opérationnelle.

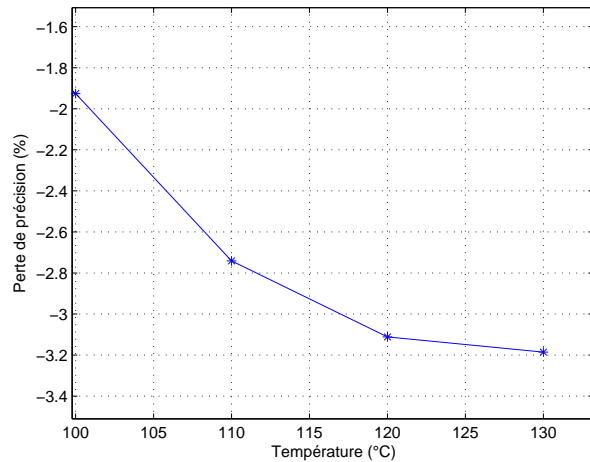


FIGURE 5.9: Perte en précision de localisation en fonction de la température non opérationnelle.

défaut non franc à une distance d'environ 50 cm de l'entrée du câble ne tarde pas à virer vers un défaut franc de type court-circuit. Le câble devient ainsi non fonctionnel puisqu'il ne permet plus la transmission de l'information à cause de la présence du court-circuit.

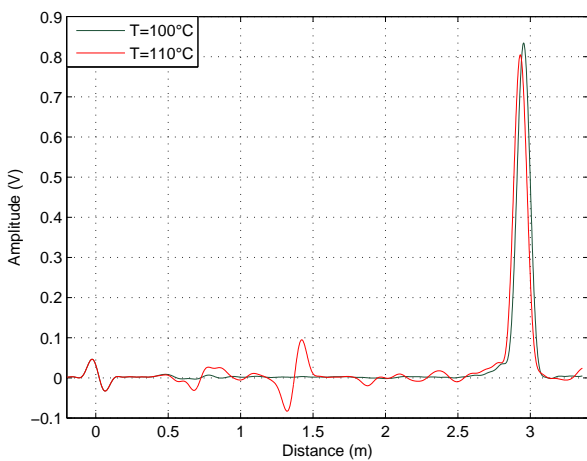


FIGURE 5.10: Apparition de différentes zones de faiblesses sur le câble.

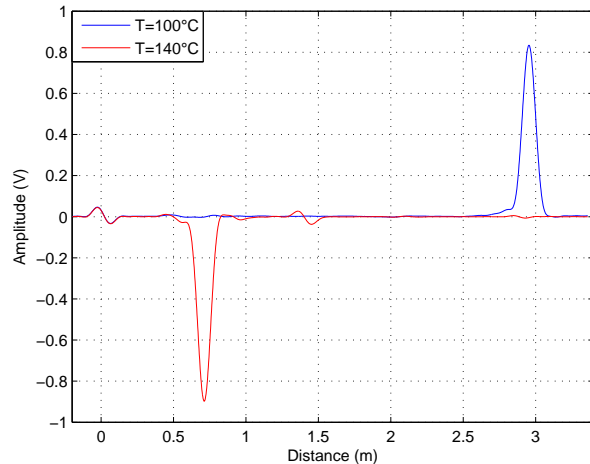


FIGURE 5.11: Apparition d'un court-circuit sur le câble.

Pour conclure, un dépassement de la température opérationnelle contribue à la dégradation de l'isolant allant d'un simple ramollissement à la fusion totale. Cette dernière est traduite par l'apparition d'un court-circuit à cause de la mise en connexion de deux conducteurs du câble, ce qui conduit à la fin de vie prématurée d'un câble (plus précisément de son isolant). Pour plus de détails, on peut consulter [5]. Par suite, lorsque le câble a été déjà soumis à un dépassement de sa température opérationnelle, on peut conclure que ce dernier présente des signes de faiblesse

majeure qui l'empêchent de fonctionner efficacement.

5.1.1.3 Effet des cycles de température

Nous proposons maintenant d'étudier l'effet du cycle de température sur la mesure de réflectométrie. Pour cela, des essais de vieillissement accéléré ont été effectués sur un câble RG58-U à une température de 90°C, durant 2 mois avec des cycles de chauffage et de refroidissement tous les jours. Le déroulement de l'expérimentation se passe comme le montre la figure 5.12. Il y a deux phases : une phase d'augmentation de température de 30°C à 90°C avec un pas de 15°C pendant 120 mn et une phase de maintien de température à 90°C pendant 300 mn.

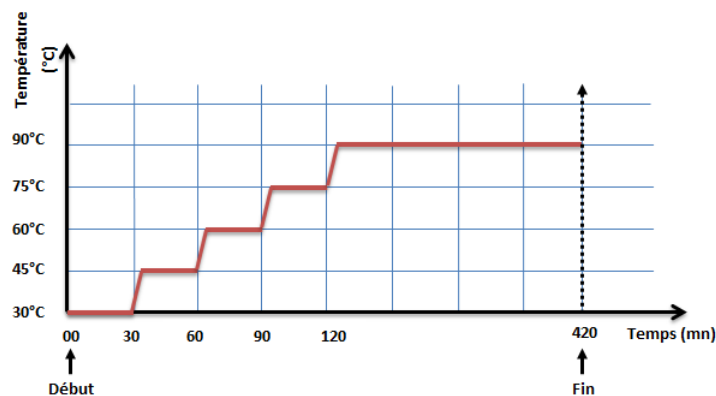


FIGURE 5.12: Cycle de température effectué chaque jour (pendant 2 mois).

En effet, l'apparition du vieillissement dépend de deux facteurs complémentaires qui sont la température d'utilisation du câble et l'âge du câble. Dans l'expérimentation que nous avons effectuée, la température d'utilisation est égale à 90°C. L'âge du câble peut être mesuré par le nombre de cycles de température effectués par le câble depuis sa mise en service. Il existe des travaux qui mesurent l'âge du câble en nombre d'heures de vieillissement. A titre d'exemple, nous étudions le vieillissement effectué sur un échantillon de câble XLPE Union Carbide 4201 dans [4]. Dans ce cas, quatre cycles de température ont été considérés allant de 80°C à 140°C pendant 5000 heures. Des mesures sur le facteur de pertes diélectriques sont réalisées chaque 500 heures. Ici, le facteur de pertes de diélectrique permet d'indiquer la perte en capacité du diélectrique à isoler les conducteurs dans le câble d'énergie. Donc, plus le facteur de pertes diélectriques est important, plus l'isolation est dégradée. La figure 5.13 montre l'évolution du facteur de pertes diélectriques en fonction de la durée du vieillissement (en heures).

On peut remarquer que le facteur de pertes diélectriques (figure 5.13) présente de faibles variations lorsque la température d'utilisation est égale à 80°C ou 100°C. Par contre, lorsqu'elle devient égale à 120°C ou 140°C, le facteur de pertes diélectriques à court terme (dans les première 500 h), ne présente pas une évolution particulière. Cependant, dans la deuxième mesure effectuée à 1000 h, le facteur de pertes diélectriques augmente très rapidement indiquant le vieillissement du câble. Pour conclure, l'apparition du vieillissement dépend de deux facteurs complémentaires

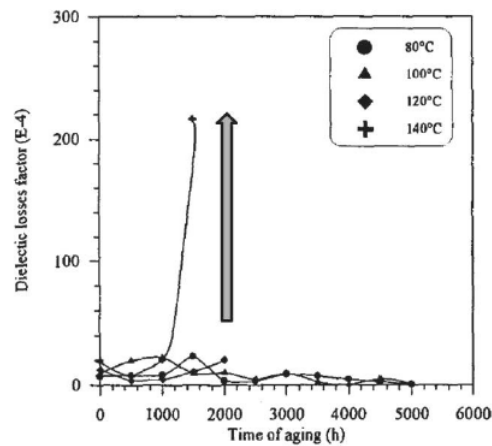


FIGURE 5.13: Évolution du facteur de pertes diélectriques en fonction de la durée du vieillissement (en heures) [4].

qui sont l'âge du câble et la température d'utilisation.

Revenons à notre expérimentation décrite par la figure 5.12. La figure 5.14 montre la position du circuit ouvert au début et à la fin de l'expérimentation (après deux mois). On peut remarquer que la position du pic indiquant la fin de la ligne s'est déplacée vers la gauche passant de 3.068 m à 3.054 m. Le vieillissement du câble a impliqué une variation de la vitesse de propagation dans le câble. Il est important de souligner que les mesures illustrées sont effectuées après refroidissement du câble et que le câble n'a pas été déplacé tout au long de l'expérimentation.

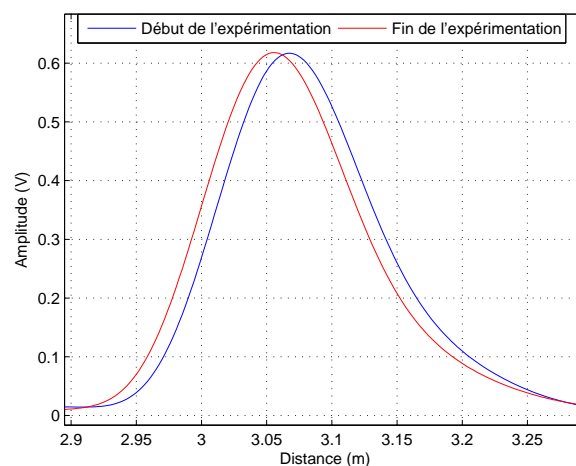


FIGURE 5.14: Variation de la vitesse de propagation entre l'état d'un câble neuf et d'un câble vieilli.

Pour conclure, le vieillissement des câbles est traduit par une variation des paramètres primaires et, par suite, secondaires du câble. De plus, le stress thermique par cycles de température

est l'une des causes majeures du vieillissement du câble affectant considérablement les propriétés du matériau. Pour plus de détails dans ce contexte, on peut consulter [3].

5.1.1.4 Effet de diminution de la température

Après avoir étudié l'effet de l'augmentation de la température, la température maximale et le cycle de température sur la mesure de réflectométrie, nous proposons maintenant d'étudier la diminution de la température. Pour cela, nous avons mis en place une nouvelle expérimentation (figure 5.15). Au démarrage de l'expérimentation, la température ambiante est passée de 30°C jusqu'à atteindre -60°C avec un pas de -15°C chaque 60 mn.

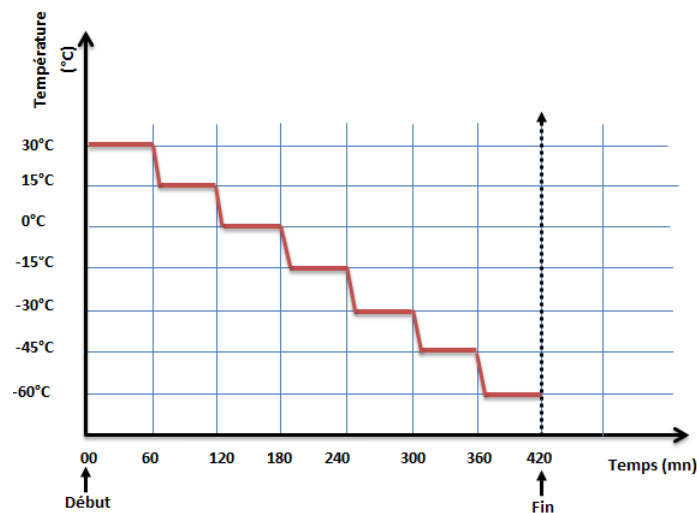


FIGURE 5.15: Diminution de la température en fonction du temps.

La figure 5.16 montre le réflectogramme obtenu en fonction de la diminution de la température passant de 30°C à -60°C. On peut remarquer qu'il n'y a pas eu de changement dans l'allure du réflectogramme. Cela permet de déduire que la diminution de la température n'affecte pas la précision de mesure puisqu'il n'y a pas eu un déplacement de la position du circuit ouvert comme dans le cas lors d'une augmentation de température. Cependant, la figure 5.17 montre qu'il y a eu une légère augmentation de l'amplitude du pic du circuit ouvert en fonction de la diminution de la température. Il existe également un léger décalage en distance estimée.

La plupart des expérimentations (diminution de la température, dépassement de la température maximale et augmentation de la température opérationnelle) ont été répétées au moins trois fois sur le même type de câble RG58-U de même longueur 3 m. Les mêmes constatations ont été effectuées dans chacun des cas. Après avoir étudié l'effet du stress thermique, nous proposons maintenant de définir les paramètres d'influence liés aux caractéristiques du câble.

5.1.2 Perturbations dues aux caractéristiques du câble et leurs effets

Les perturbations sont d'origines différentes, principalement dues aux caractéristiques propres aux câbles. Elles peuvent aussi être dues à des facteurs extérieurs. Chaque type de perturbation a

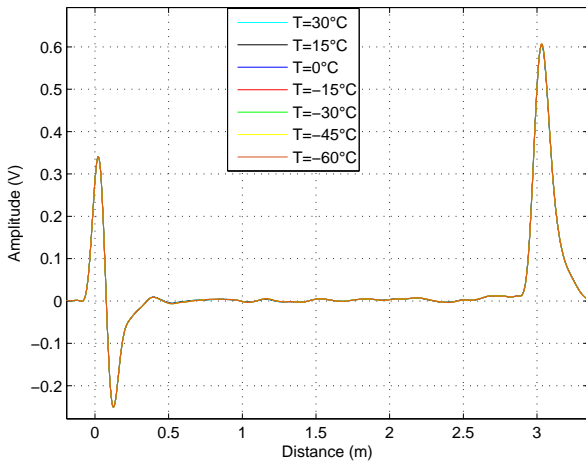


FIGURE 5.16: Réflectogramme observé en fonction de la diminution de la température.

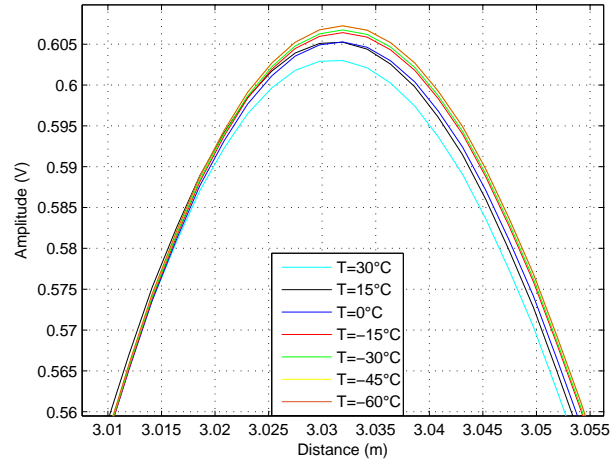


FIGURE 5.17: Zoom sur l'amplitude du circuit ouvert.

un impact propre sur la mesure de réflectométrie que nous allons présenter maintenant.

5.1.2.1 Effet de l'augmentation du bruit thermique dans le câble

En pratique, les signaux sont généralement mélangés à du bruit d'origines différentes mais, essentiellement thermiques appelé *bruit thermique*. Il est le résultat de l'agitation des électrons des conducteurs sous l'action de la température. La densité de puissance de ce bruit est constante avec la fréquence (bruit blanc) et peut être donnée en décibels watt (dBW) par la relation suivante :

$$N = 10 \log(kTB). \quad (5.2)$$

où k , la constante de Boltzmann ($k = 1.38e^{-23}$ en J/K), T , la température du conducteur (en kelvins K) et B , la bande passante (Hz). L'expression de l'équation (5.2) montre que l'augmentation de la température ou de la bande passante du câble entraîne l'augmentation de la densité de puissance du bruit sur le canal.

Pour vérifier l'effet du bruit sur la mesure de réflectométrie, nous avons simulé un réseau complexe (bus CAN) avec un défaut non franc à 14 m (après trois jonctions) du point d'injection. Nous avons considéré deux cas : un premier cas avec un réseau idéal sans bruit et un deuxième cas avec la présence d'un bruit blanc (SNR=5 dB). Dans la figure 5.18 (cas sans bruit), nous avons réussi à détecter le défaut non franc grâce au premier pic localisé à 13.87 m du point d'injection. Cependant, dans la figure 5.19, on peut remarquer que le défaut non franc est complètement noyé dans le bruit à cause de sa faible amplitude par rapport à celle du bruit. Pour conclure, la présence du bruit thermique agit directement sur la construction du réflectogramme d'une part et sur la détection du défaut d'autre part comme le confirme la figure 5.19.

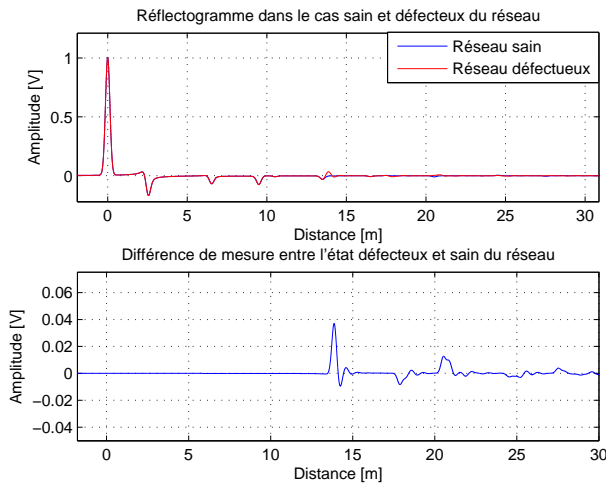


FIGURE 5.18: Réflectogramme d'un réseau complexe sans présence de bruit.

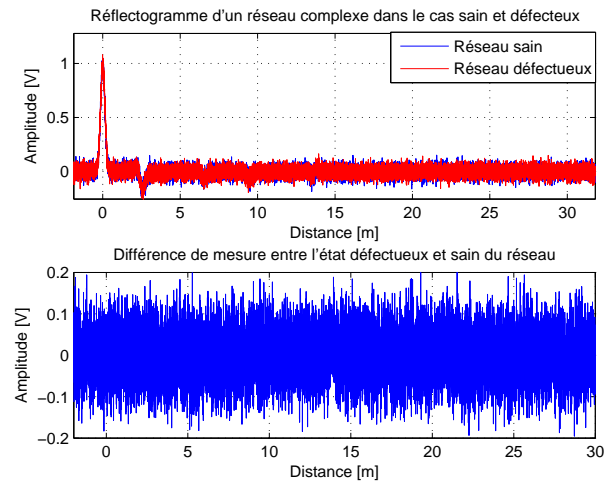


FIGURE 5.19: Réflectogramme d'un réseau complexe avec présence de bruit blanc.

5.1.2.2 Effet de l'apparition de diaphonie

Lorsque les câbles sont placés les uns à côté des autres dans un toron de câbles, ils sont le siège de phénomènes de couplage électromagnétique surtout lorsqu'ils sont non blindés. En effet, quand un signal se propage dans un conducteur du toron, des signaux sont induits sur les conducteurs voisins (victimes). Ce phénomène s'appelle la diaphonie [6].

La figure 5.20 illustre l'effet du phénomène de diaphonie sur la mesure de réflectométrie par simulation. On peut remarquer que l'adjonction du deuxième câble entraîne une dispersion du signal à l'extrémité de la ligne. Cette dispersion est due à la superposition de deux impulsions se propageant à des vitesses différentes. Elles sont plus lisibles lorsque la distance séparant les deux câbles est plus faible (ici, $d=5$ mm) [6]. En pratique, la diaphonie peut introduire aussi l'apparition d'artefacts (comme des lobes secondaires) sur le réflectogramme. Ces artefacts peuvent fausser le résultat du diagnostic qui peut conclure à un défaut non franc.

5.1.2.3 Effet de l'élimination de l'interférence

L'apparition des artefacts peut être due aussi à l'annulation des bandes fréquentielles sur le signal de test afin d'éliminer l'interférence. Nous rappelons que l'interférence est due à la présence simultanée de plusieurs signaux soit sur la même bande fréquentielle soit sur des bandes fréquentielles adjacentes (fuite spectrale). En effet, les signaux sont rarement bornés en fréquence. Pour limiter les fuites spectrales, un filtrage efficace est nécessaire (fenêtre rectangulaire [7], fenêtre de Hamming [8], etc.). Le problème d'interférence entre les signaux est essentiellement rencontré dans le diagnostic en ligne où les signaux de réflectométrie doivent cohabiter avec les signaux utiles du câble comme nous l'avons expliqué dans les chapitres précédents. En effet, plus l'interférence est importante, plus l'annulation des bandes interdites est importante, plus l'apparition des artefacts est gênante comme le montre la figure 2.11 du chapitre 2 de ce manuscrit. Par ailleurs, le fait d'annuler des bandes fréquentielles sur le signal de test entraînera la réduction de l'amplitude du pic et accélérera ainsi l'atténuation du signal au cours de sa propagation dans le câble.

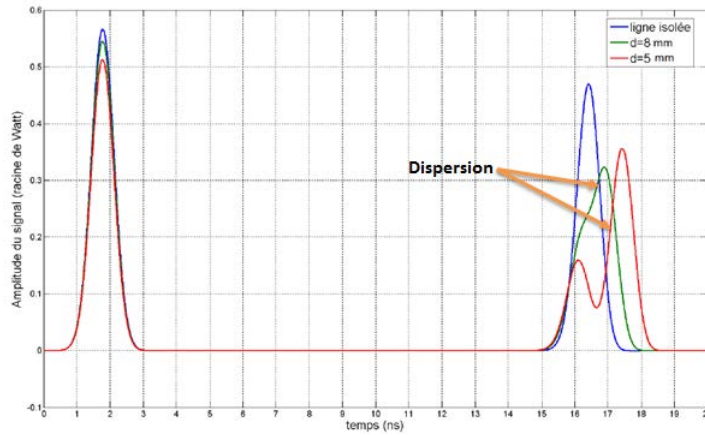


FIGURE 5.20: Réflectogrammes obtenus à l'entrée d'un câble isolé et en présence d'un deuxième câble à une distance de 5 mm et 8 mm [6].

5.1.2.4 Effet du bruit électromagnétique

L'apparition du bruit électromagnétique peut être due à la présence de sources perturbatrices à proximité du câble (i.e. une antenne). Pour mesurer l'effet du bruit sur la mesure de réflectométrie, nous avons simulé la présence de sources émettrices d'un signal *chirp* d'amplitude 0.01 V sur la bande fréquentielle entre 140 MHz et 200 MHz. Pour cela, nous avons considéré une ligne de transmission de longueur 5.20 m sur laquelle nous avons déposé différentes sources de perturbation. Nous avons placé une source à 10 cm de chaque extrémité de la ligne et ensuite une source par mètre linéaire (6 sources au total). La fréquence d'injection du signal de test (impulsion gaussienne) est 1 GHz et l'amplitude est égale à 1 V. La figure 5.21 montre le réflectogramme obtenu en présence d'un bruit électromagnétique.

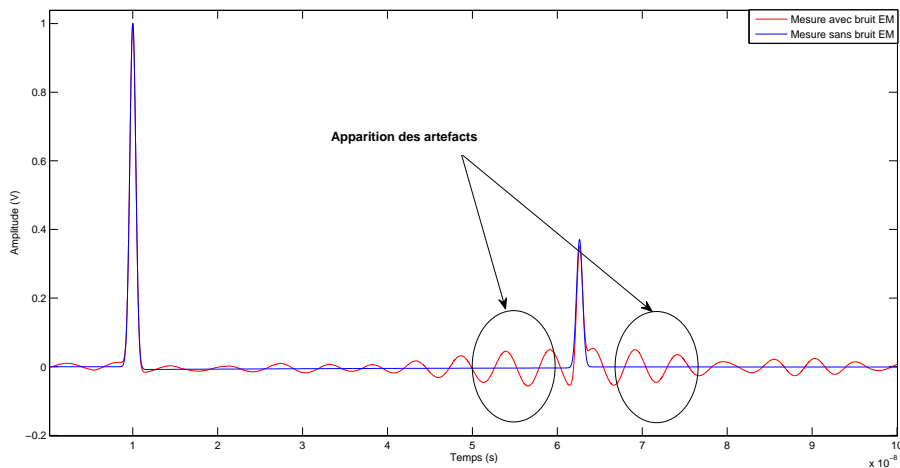


FIGURE 5.21: Apparition des artefacts suite à l'augmentation du bruit électromagnétique.

On peut remarquer l'apparition d'artefacts sur le réflectogramme suite à la présence de différentes sources de perturbation électromagnétique sur le câble. Ces artefacts peuvent noyer un défaut non franc proche du pic du circuit ouvert formant ainsi une zone aveugle sur laquelle la détection d'un défaut non franc est généralement impossible.

5.1.2.5 Autres sources de perturbations

L'atténuation et la dispersion constituent les limites de la méthode de réflectométrie. L'origine de l'apparition de ces deux phénomènes n'est pas limitée aux perturbations décrites auparavant (bruit thermique ou électromagnétique, interférence et diaphonie) mais peut être due à d'autres facteurs liés aux caractéristiques intrinsèques du câble. En effet, l'atténuation est liée aussi à la résistance linéique du câble (pertes par effet joules) qui augmente avec la fréquence, plus la bande passante est large (impulsion étroite), plus l'atténuation est importante [9]. Elle augmente aussi avec la distance parcourue (longueur du câble). De son côté, la dispersion est due au fait que les composantes en haute fréquence du signal se propagent à plus grande vitesse que celles en basse fréquence. La dispersion du signal peut introduire ainsi une perte en précision de localisation du défaut [10].

5.1.3 Caractéristiques du réflectomètre

Les efforts des industriels à mettre au point un réflectomètre capable de fournir une bonne capacité de détection et de localisation d'une désadaptation sur le réseau ont été récompensés. En effet, la plupart des appareils existants promettent une portée maximale de 20 km pour une impulsion de 20 ns et une précision de $\pm 0.005\%$ de la distance parcourue soit 1 m pour 20 km. L'intégration du réflectomètre dans une architecture embarquée doit respecter ces promesses.

Un réflectomètre fait souvent face aux mêmes agressions que le câble qu'il diagnostique telles que le stress thermique (haute température), mécanique (vibration), électrique (forte tension) et même la pénétration d'humidité. Comme le câble, le réflectomètre peut aussi manifester des signes de défaillance. Cette défaillance peut être traduite par un comportement anormal du réflectomètre touchant ses principales fonctions (injection du signal de test, acquisition du signal réfléchi, traitement et analyse de la mesure). Dans cette étude, nous allons considérer trois caractéristiques du réflectomètre par souci de simplification telles que la fiabilité en émission, la fiabilité en réception et la fiabilité en traitement du réflectomètre.

Lors de l'injection du signal, un réflectomètre non fiable peut injecter par exemple, une impulsion gaussienne déformée (réflectométrie TDR), un signal de périodes différentes $T_N \neq T_{N+1}$ (réflectométrie multi-porteuse), un signal en dehors de sa bande fréquentielle, etc. Un réflectomètre non fiable peut tout simplement ne pas injecter de signal de test. Par suite, la non réception d'un signal réfléchi est interprétée comme une absence de désadaptation sur le câble. La modification des propriétés du signal de test peut ainsi dégrader la fiabilité du diagnostic. Les figures 5.22 et 5.23 montrent le diagnostic d'un câble de longueur 50 m dans le cas d'un réflectomètre fiable et non fiable, respectivement.

Dans ce cas, le manque de fiabilité du réflectomètre réside dans la variation inappropriée de la forme de l'impulsion gaussienne injectée. On peut remarquer que dans le cas d'un réflectomètre

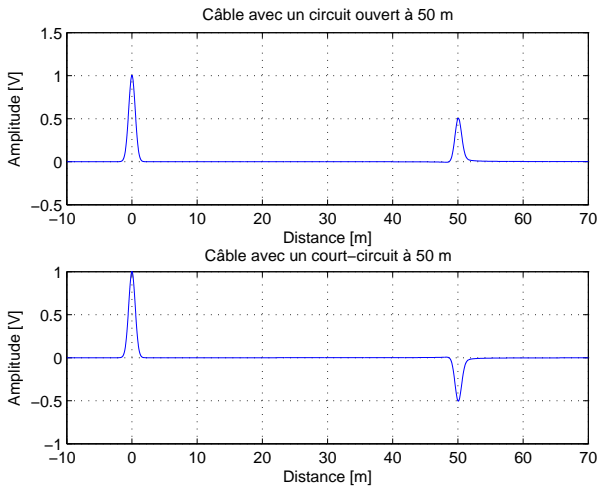


FIGURE 5.22: Diagnostic d'un câble avec un réflectomètre fiable.

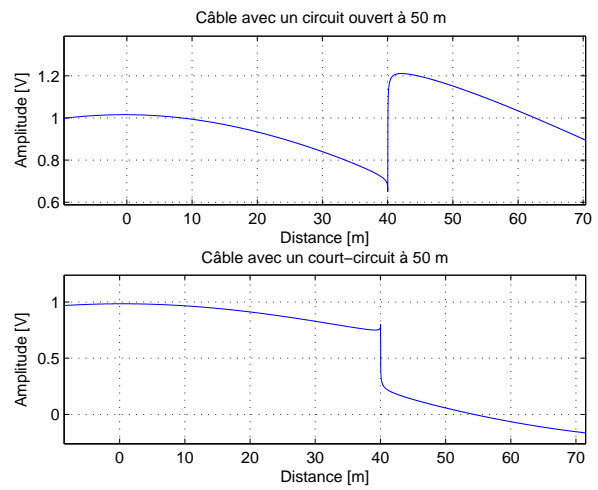


FIGURE 5.23: Diagnostic d'un câble avec un réflectomètre non fiable.

non fiable, on n'arrive plus à détecter et localiser le défaut franc (circuit ouvert et court-circuit à la fin du câble). Pour conclure, la fiabilité en émission d'un réflectomètre est primordiale pour garantir une détection et localisation de la désadaptation sur le câble avec précision.

De la même façon, même si la fonction d'injection du signal a été bien effectuée par le réflectomètre, le fait qu'il soit incapable d'acquérir le signal réfléchi à des instants précis et conserver ses propriétés peut entraîner la dégradation de la fiabilité du diagnostic. La fonction de traitement est aussi importante dans la procédure du diagnostic par exemple, une mauvaise corrélation entre le signal de test et le signal réfléchi entraîne une mauvaise construction du réflectogramme et par suite une mauvaise interprétation du pic (identification des pics, localisation des défauts, etc.).

Une des principales caractéristiques des effets identifiés plus haut c'est qu'ils sont entachés d'incertitude. Il est donc important de pouvoir modéliser ces incertitudes et d'avoir des outils de modélisation adéquats. Les réseaux bayésiens sont considérés comme des outils intéressants et facilement intégrables. La section suivante présente la modélisation du diagnostic d'un réflectomètre par les réseaux bayésiens.

5.2 Modélisation du diagnostic d'un réflectomètre par Réseaux Bayésiens

Après avoir déterminé les facteurs d'influence sur la fiabilité du diagnostic, nous proposons maintenant de modéliser ces connaissances dans un réseau bayésien. Pour cela, nous devons définir les variables d'intérêt ainsi que les modalités de chaque variable. Nous présentons brièvement la notion de réseau bayésien et argumentons sur le choix de cette technique.

5.2.1 Introduction des Réseaux Bayésiens

Dans cette étude, nous avons fait le choix d'utiliser les réseaux bayésiens pour leur capacité à rassembler et fusionner des connaissances issues de sources "mixtes" telles que : le retour d'expérience, l'expertise (probabilités "subjectives", des statistiques, des équations, etc.) et les observations. Ces connaissances sont représentées explicitement par un graphe orienté facile à interpréter. La propagation de ces connaissances permet par suite d'évaluer un résultat, de prévoir le comportement d'un système, de diagnostiquer les causes d'un phénomène observé ou même de prendre une décision.

Nous avons vu dans la section précédente que la collecte des connaissances concernant les paramètres d'influence et leurs relations de causalité a été établie en se basant sur des sources différentes telles que les observations issues d'expérimentations ou de simulations, des équations, avis d'experts (personnes de l'équipe travaillant sur la thématique du traitement du signal et précisément la réflectométrie), etc. Dans notre étude, nous nous sommes aussi confrontés à des données incomplètes ou parfois inconnues liées à la fiabilité des réflectomètres, par exemple. Cette diversité de sources d'informations ainsi que la représentation intuitive des connaissances justifient notre choix d'utiliser le réseau bayésien plutôt que les autres méthodes d'IRD (**I**ncertitude, **R**isque et **D**écision). Dans notre choix, nous nous sommes basés aussi le tableau 5.1 qui montre les avantages des réseaux bayésiens par rapport aux autres méthodes d'IRD. On peut consulter [11] pour plus de détails.

	Analyse de données	Réseaux de neurones	Arbres de décision	Systèmes experts	Réseaux Bayésiens
Acquisition des données					
Expertise seulement				++	
Données seulement	+	++	+		+
Mixte	+	+	+		++
Incrémental		+			++
Généralisation	+	++	+		+
Données incomplètes		+			++
Représentation des données					
Incertitude				+	++
Lisibilité	+		+	+	++
Facilité		+	++		
Homogénéité					++

TABLE 5.1: Avantages comparatifs des réseaux Bayésiens [12].

Après avoir justifié le choix des réseaux bayésiens dans notre démarche, nous proposons d'en présenter brièvement leur principe. Un réseau bayésien est défini par un modèle graphique orienté sans cycle (**D**irected **A**cyclic **G**raph ou DAG) noté $G = (V, E)$ où $V = \{V_1, V_2, \dots, V_i, \dots, V_n\}$ est l'ensemble des nœuds de G , et E est l'ensemble des arcs de G . Chaque nœud du graphe

G est une variable d'intérêt qui représente une connaissance. Chaque arc orienté représente un lien de dépendance directe (généralement, un lien de causalité). Ainsi, un arc allant de la variable $C(V_i)$ (ascendant ou parent) à une variable V_i (descendant ou enfant) exprimera le fait que toute connaissance sur $C(V_i)$ peut modifier la connaissance sur V_i , et réciproquement, toute connaissance sur V_i peut modifier la connaissance sur $C(V_i)$ [12]. A chaque nœud V_i appartenant à l'ensemble V du graphe G est associé une table de probabilités conditionnelles permettant de quantifier l'effet du ou des nœuds ascendants $C(V_i)$ sur ce nœud. Lorsque le nœud est sans ascendant (nœud racine), les probabilités ne sont plus conditionnelles mais a priori [11, 13, 14, 15].

La probabilité conjointe des nœuds du graphe est donnée par l'équation suivante [12] :

$$P(V_1, V_2, \dots, V_n) = \prod_{i=1}^n P(V_i | C(V_i)). \quad (5.3)$$

où $C(V_i)$ est l'ensemble des parents de V_i dans le graphe G ; chaque nœud V_i pouvant prendre un certain nombre de modalités. Cela évite de devoir faire appel à des outils de probabilité trop poussés [11].

A titre d'exemple, nous prenons le cas de deux variables discrètes multinomiales X et Y où (x_1, x_2, \dots, x_n) représente le vecteur des modalités de X de dimension n et (y_1, y_2, \dots, y_m) représentent le vecteur des modalités de Y de dimension m . Nous considérons que X est l'ascendant de Y , ce qui nous permet de dresser un arc allant de X vers Y et remplir la table de probabilités conditionnelles de Y comme illustré par le tableau 5.2.

	Y			
X	y_1	y_2	\dots	y_n
x_1	$P(y_1 x_1)$	$P(y_2 x_1)$	\dots	$P(y_m x_1)$
x_2	$P(y_1 x_2)$	$P(y_2 x_2)$	\dots	$P(y_m x_2)$
\vdots	\vdots	\vdots	\ddots	\vdots
x_n	$P(y_1 x_n)$	$P(y_2 x_n)$	\dots	$P(y_m x_n)$

TABLE 5.2: Table de probabilités conditionnelles entre deux nœuds discrets.

Le tableau 5.2 montre la table de probabilités conditionnelles entre deux nœuds discrets X et Y . On peut remarquer que la taille de la table de probabilités (autrement dit le nombre de probabilités conditionnelles à saisir) est égale au produit de la dimension du nœud parent X et celle du nœud enfant Y , c'est-à-dire, $(n \times m)$. On peut remarquer également que plus le nombre de modalités des nœuds est important, plus la taille de la table devient importante. Ceci est l'un des problèmes majeurs de l'utilisation des réseaux bayésiens. Pour plus de détails sur le principe des réseaux bayésiens et leur domaine d'application, on peut consulter [11, 16].

Nous passons maintenant à la définition des variables d'intérêt et de leurs modalités pour développer le modèle de réseau bayésien.

5.2.2 Description des variables d'intérêt et de leurs modalités

Afin de faciliter la lecture du réseau bayésien développé, nous avons classé les différents variables d'intérêt en plusieurs classes telles que les caractéristiques du réflectomètre, la procédure de réflectométrie, le stress thermique, les caractéristiques du câble, les perturbations dues au câbles, les effets des perturbations et les caractéristiques du défaut. Les valeurs de probabilités utilisées dans le réseau bayésien développé sont des valeurs intuitives qui devront être affinées par la suite. Nous utilisons systématiquement la valeur de probabilité 0.01% pour l'occurrence d'un événement rare.

5.2.2.1 Caractéristiques du réflectomètre

La variable *Fiabilité en émission* notée (X_{Fe}), introduit la capacité du réflectomètre à respecter les propriétés du signal de test selon la méthode de réflectométrie utilisée. Par exemple, un réflectomètre fiable doit obligatoirement respecter, pour la méthode TDR, la largeur et l'amplitude de l'impulsion gaussienne, la fréquence d'échantillonnage, etc. Le manque de fiabilité d'un réflectomètre peut aller d'une variation d'une ou plusieurs propriété(s) du signal de test à une indisponibilité complète du réflectomètre (ce dernier se met hors service). Ici, deux modalités sont attribuées aux réflectomètres : Vrai et Faux. Lorsqu'on écrit $P(X_{Fe} = \text{Vrai})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre en question soit fiable en émission. Par contre, lorsqu'on a $P(X_{Fe} = \text{Faux})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre soit non fiable en émission (changement des propriétés du signal injecté, mise en hors service, etc.). Dans ce cas, on peut aussi écrire, $P(X_{Fe} = \text{Faux}) = 1 - P(X_{Fe} = \text{Vrai})$. La variable *Fiabilité en émission* forme un nœud racine (sans ascendant), la table de probabilités contient ainsi des probabilités a priori. En effet, la dégradation de la fiabilité d'un réflectomètre, n'est pas très fréquente dans le domaine de la réflectométrie sous réserve que la calibration soit réalisée fréquemment (de préférence à chaque prise de mesure). Cependant, dans le contexte d'un diagnostic embarqué, le réflectomètre peut être placé dans des conditions environnementales extrêmes qui favorisent l'augmentation de son risque de panne. Pour cela, nous avons fixé ces probabilités à $P(X_{Fe} = \text{Vrai}) = 98\%$ et $P(X_{Fe} = \text{Faux}) = 2\%$.

La deuxième variable d'intérêt *Fiabilité en réception* notée (X_{Fr}), introduit la capacité du réflectomètre à recevoir le signal réfléchi et respecter ses propriétés fonctionnelles. Ici, deux modalités sont attribuées à la variable : Vrai et Faux. Lorsqu'on écrit $P(X_{Fr} = \text{Vrai})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre en question soit fiable en réception. Par contre, lorsqu'on a $P(X_{Fr} = \text{Faux})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre soit non fiable en réception. La variable *Fiabilité en réception* forme un nœud racine (sans ascendant), la table de probabilités contient alors des probabilités a priori. Pour les raisons évoquées précédemment, nous avons fixé ces probabilités à $P(X_{Fr} = \text{Vrai}) = 98\%$ et $P(X_{Fr} = \text{Faux}) = 2\%$.

De la même façon, la variable d'intérêt *Fiabilité en traitement* notée (X_{Ft}), introduit la capacité du réflectomètre à effectuer un traitement (corrélation, déconvolution, etc.) sur les signaux injectés et réfléchis pour construire le réflectogramme correspondant. Ici, deux modalités sont attribuées à la variable : Vrai et Faux. Lorsqu'on écrit $P(X_{Ft} = \text{Vrai})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre en question soit fiable en traitement. Par contre, lorsqu'on a $P(X_{Ft} = \text{Faux})$, cela revient à déterminer la probabilité que le réflectomètre soit non fiable en traitement. Comme pour les autres variables décrites précédemment, la variable *Fiabilité en traitement* forme un nœud

racine. Les probabilités sont égales à $P(X_{Ft} = \text{Vrai}) = 98\%$ et $P(X_{Ft} = \text{Faux}) = 2\%$.

Le tableau 5.3 résume les variables d'intérêt de la classe "Caractéristiques du réflectomètre", leurs notations, ainsi que les modalités attribuées à chaque variable. Les valeurs arbitraires des probabilités seront progressivement affinées par le retour d'expérience.

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Caractéristiques du réflectomètre	Fiabilité en émission	X_{Fe}	Vrai/Faux
	Fiabilité en réception	X_{Fr}	Vrai/Faux
	Fiabilité en traitement	X_{Ft}	Vrai/Faux

TABLE 5.3: Description des variables de la classe "Caractéristiques du réflectomètre".

5.2.2.2 Procédure de réflectométrie

La variable *Injection du signal* notée (X_I) décrit la réalisation de l'étape d'injection du signal de test. Elle comporte deux modalités : Vrai et Faux. Le degré de succès de l'étape d'injection du signal dans la procédure de réflectométrie dépend de la fiabilité du réflectomètre en émission. Pour cela, un lien de causalité est établi entre le nœud parent (*Fiabilité en émission*) et le nœud fils (*Injection du signal*). On parle ainsi de probabilité conditionnelle où $P(X_I = \text{Vrai}|X_{Fe})$ signifie la probabilité que l'injection du signal a été effectuée sachant la fiabilité en émission du réflectomètre. Dans le cas contraire, $P(X_I = \text{Faux}|X_{Fe})$ signifie la probabilité que l'injection du signal n'a pas été effectuée sachant la fiabilité en émission du réflectomètre. Rappelons que la variable *Fiabilité en émission* contient deux modalités, la taille de la table de probabilité conditionnelle est $2 \times 2 = 4$ cases à remplir comme le montre le tableau 5.4. On peut remarquer que lorsque le réflectomètre n'est pas fiable en émission, il peut soit ne pas injecter un signal ou injecter un signal incorrect. Pour cela, on inclut une incertitude totale, ce qui donne les probabilités conditionnelles $P(X_I = \text{Vrai}|X_{Fe} = \text{Faux})=50\%$ et $P(X_I = \text{Faux}|X_{Fe} = \text{Faux})=50\%$. Lorsque le réflectomètre est fiable en émission, il est probable à 99.99% d'injecter un signal.

	$X_I = \text{Vrai}$	$X_I = \text{Faux}$
$X_{Fe} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
$X_{Fe} = \text{Faux}$	50%	50%

TABLE 5.4: Table de probabilités conditionnelles de la variable "Injection du signal" (X_I).

Nous passons maintenant à la deuxième variable de cette classe appelée *Réception du signal* et notée (X_R). Cette variable contient deux modalités : Vrai et Faux. Par contre, le degré de succès de l'étape de réception du signal ne dépend pas uniquement de la fiabilité du réflectomètre en réception, il dépend également de l'étape précédente qui est l'injection du signal. En effet, la réception de la mesure de réflectométrie est conditionnée aussi par l'étape de l'injection du signal sous réserve de la fiabilité en réception du réflectomètre. Un arc est ainsi établi entre les

nœuds parents (*Fiabilité en réception* et *Injection du signal*) et le nœud fils (*Réception du signal*). La probabilité conditionnelle liée à la variable *Réception du signal* s'exprime ainsi de la façon suivante : $P(X_R|X_{Fr}, X_I)$. La table de probabilités conditionnelles est donnée dans le tableau 5.5.

		$X_R = \text{Vrai}$	$X_R = \text{Faux}$
$X_{Fr} = \text{Vrai}$	$X_I = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
	$X_I = \text{Faux}$	0.01%	99.99%
$X_{Fr} = \text{Faux}$	$X_I = \text{Vrai}$	50%	50%
	$X_I = \text{Faux}$	0.01%	99.99%

TABLE 5.5: Table de probabilités conditionnelles de la variable “*Réception du signal*” (X_R).

On peut remarquer que lorsque le réflectomètre est fiable, il est probable à 99.99% de recevoir un signal réfléchi à condition d'injecter un signal de test. Nous avons fait l'hypothèse que le câble sous test se termine par un circuit ouvert à son extrémité. Donc, même si dans le cas idéal il n'existe aucune désadaptation sur l'ensemble de la ligne, un signal réfléchi est reçu sous réserve de la réalisation de la procédure d'injection et de la fiabilité du réflectomètre en réception. Lorsque le réflectomètre n'est pas fiable, la probabilité de réception ou non d'un signal réfléchi est équitable (50%) sauf lorsqu'il n'y a pas de signal injecté. Dans ce cas, même si le réflectomètre n'est pas fiable, il n'est pas possible de recevoir un signal sauf si on est dans un cas rare.

Nous passons maintenant à la troisième variable de cette classe appelée *Construction du réflectogramme* et notée (X_C). Deux modalités sont attribuées ici, Vrai et Faux. La construction du réflectogramme ne dépend pas uniquement de la fiabilité du réflectomètre en traitement, elle dépend également des étapes précédentes qui sont l'injection du signal et la réception du signal ainsi que l'augmentation du bruit thermique. En effet, lorsque le câble est soumis à un bruit thermique (voir equation (5.2)), ce dernier vient s'ajouter au signal du réflectogramme. Un arc doit être ainsi établi entre les nœuds parents (*Fiabilité en traitement*, *Injection du signal*, *Réception du signal* et *Augmentation du bruit thermique*) et le nœud fils (*Construction du réflectogramme*). La probabilité conditionnelle liée à la variable *Construction du réflectogramme* s'exprime ainsi de la façon suivante : $P(X_C|X_{Ft}, X_I, X_R, X_{Bt})$ où X_{Bt} est la notation de la variable d'intérêt *Augmentation du bruit thermique* qui sera introduite plus tard. La table de probabilité est remplie comme le montre le tableau 5.6.

Ici, nous avons considéré que lorsqu'il n'y a pas de signal injecté et/ou un signal réfléchi, il n'est pas possible (sauf dans le cas échéant) de construire le réflectogramme même si le réflectomètre n'est pas fiable.

Pour conclure, nous rappelons que cette classe contient trois variables d'intérêt telles que : *Injection du signal*, *Réception du signal* et *Construction du réflectogramme*. Par souci de simplification deux modalités sont considérées pour chaque variable d'intérêt : Vrai/Faux. Le tableau 5.7 résume pour la classe “*Procédure de réflectométrie*”, les variables d'intérêt et leurs modalités.

				$X_C = \text{Vrai}$	$X_C = \text{Faux}$
$X_{Ft} = \text{Vrai}$	$X_R = \text{Vrai}$	$X_I = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01 %
			$X_{Bt} = \text{Faux}$	99.99%	0.01 %
		$X_I = \text{Faux}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Bt} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%
	$X_R = \text{Faux}$	$X_I = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Bt} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%
		$X_I = \text{Faux}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Bt} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%
$X_{Ft} = \text{Faux}$	$X_R = \text{Vrai}$	$X_I = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	50%	50%
			$X_{Bt} = \text{Faux}$	50%	50%
		$X_I = \text{Faux}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Tm} = \text{Faux}$	0.01 %	99.99%
	$X_R = \text{Faux}$	$X_I = \text{Vrai}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Tm} = \text{Faux}$	0.01 %	99.99%
		$X_I = \text{Faux}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
			$X_{Tm} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%

TABLE 5.6: Table de probabilités conditionnelles de la variable “Construction du réflectogramme” (X_C).

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Procédure de réflectométrie	Injection du signal	X_I	Vrai/Faux
	Réception du signal	X_R	Vrai/Faux
	Construction du réflectogramme	X_C	Vrai/Faux

TABLE 5.7: Description des variables de la classe “Procédure de réflectométrie”.

5.2.2.3 Stress thermique

Nous rappelons que les expérimentations effectuées sur la diminution de température dans la section 5.1.1.4 ont montré que ce type de stress n'affecte pas la vitesse de propagation sur le câble (voir figure 5.16). Pour cela, on se limitera aux quatre variables d'intérêt décrites précédemment.

Commençons par la variable *Augmentation de la température opérationnelle* notée (X_{To}) qui inclut deux modalités : Vrai et Faux. On entend par température opérationnelle, la température qui dépasse la température observée quand le système est au repos tout en respectant la plage de température opérationnelle fournie par le constructeur. $P(X_{To} = \text{Vrai})$ correspond à la probabilité que le câble soit sujet à un stress thermique tel que la température dépasse la température lorsque le système est au repos sans franchir le palier autorisé. Par contre, lorsqu'on a $P(X_{To} = \text{Faux})$, cela signifie que le câble est soumis à la température au repos. La variable *Augmentation de la température opérationnelle* forme un nœud racine, la table de probabilités décrit des probabilités a priori à $P(X_{To} = \text{Vrai}) = 95\%$ et $P(X_{To} = \text{Faux}) = 5\%$. Pour justifier notre choix, nous prenons l'exemple d'un câble installé dans un avion où il est la plupart du temps soumis à une température supérieure à la température observée lorsque l'avion est à l'arrêt. On ne considère pas dans cette

étude les câbles non installés.

Passons maintenant à la deuxième variable *Dépassement de la température maximale* notée (X_{T_m}) qui inclut deux modalités : Vrai et Faux. On entend par température maximale, la température qui dépasse dans le sens croissant la température opérationnelle du câble, ne respecte donc plus la plage de températures fournie par le constructeur. $P(X_{T_m} = \text{Vrai})$ correspond à la probabilité que le câble soit sujet à un stress thermique où la température dépasse la température tolérée. Par contre, $P(X_{T_o} = \text{Faux})$ est la probabilité que le câble n'ait pas dépassé la température maximale tolérée (généralement environ 90 °C pour les câbles coaxiaux). Ce phénomène n'est pas fréquent, car lors de la phase de conception de l'appareil, un câble ne peut pas être placé à une température qu'il ne peut pas généralement supporter. Mais des impondérables comme un échauffement inhabituel d'un composant voisin peuvent toujours survenir. La variable *Dépassement de la température maximale* forme un nœud racine, la table de probabilités fixe des probabilités a priori à $P(X_{T_m} = \text{Vrai}) = 0.1\%$ et $P(X_{T_o} = \text{Faux}) = 99.90\%$.

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe un autre type de stress thermique. Il s'agit de cycle de température accélérant le vieillissement du câble comme nous l'avons montré dans la section 5.1.1.3 avec l'expérimentation effectuée sur un câble RG58-U (voir figure 5.14). Cependant, l'apparition du vieillissement dépend de deux facteurs complémentaires : l'âge du câble et la température d'utilisation comme le montre la figure 5.13. En effet, plus la température d'utilisation est élevée et l'âge du câble est avancé, plus la probabilité d'apparition du vieillissement du câble est élevée. Nous avons donc deux variables qui concernent le cycle de température : la première variable est l'*Age du câble* notée (X_{A_g}). Elle se voit affecter deux modalités : Neuf et Agé. Lorsqu'un câble est installé dans un avion par exemple, l'âge du câble ne se calcule pas en années, mais en nombre de cycles réalisés, un cycle correspondant à un décollage et un atterrissage. En effet, un câble est conçu pour pouvoir réaliser un certain nombre de cycles (identique à l'appareil qui l'utilise). Lorsqu'un câble est conçu, il est considéré fonctionner pendant la durée de vie de l'appareil (à peu près 100 000 cycles). Il est important d'indiquer que l'âge d'un avion ne présage pas de l'âge des câbles puisque ces derniers peuvent être réparés ou remplacés lors de la maintenance de l'appareil. Ici, lorsque l'âge du câble est inférieur à 20 000 cycles, le câble est dit neuf. Dans le cas contraire, on parle d'un câble âgé. La variable *Age du câble* est représentée par un nœud racine, on est dans le cas d'une probabilité a priori. Pour remplir la table de probabilités correspondante, nous considérons que nous avons des connaissances sur l'historique du câble issues de la phase de maintenance. Cette variable peut ainsi prendre deux valeurs soit $P(X_{A_g} = \text{Neuf}) = 100\%$ soit $P(X_{A_g} = \text{Neuf}) = 0\%$.

La quatrième variable est la *Température d'utilisation* notée (X_{T_u}). Elle possède trois modalités : Ambiante, Opérationnelle et Maximale. Comme nous l'avons expliqué précédemment, une température opérationnelle est supérieure à la température ambiante tout en restant dans la plage de température tolérée par le câble. Par contre, une température maximale est une température qui dépasse dans le sens croissant la température opérationnelle. Par exemple, dans un câble coaxial RG58-U, la température maximale est supérieure à 100°C. Il est important de signaler qu'on ne possède pas de capteur qui permette de mesurer la température autour du câble. Nous fixons les probabilités des variables telles que $P(X_{T_u} = \text{Ambiante}) = 5\%$, $P(X_{T_u} = \text{Opérationnelle}) = 94.9\%$ et $P(X_{T_u} = \text{Maximale}) = 0.1\%$.

Le tableau 5.8 résume les variables d'intérêt et leurs modalités au sein de la classe "Stress thermique".

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Stress thermique	Augmentation de la température opérationnelle	X_{To}	Vrai/Faux
	Dépassement de la température maximale	X_{Tm}	Vrai/Faux
	Age du câble	X_{Ag}	Neuf/Agé
	Température d'utilisation	X_{Tu}	Ambiante/Opérationnelle/Maximale

TABLE 5.8: Description des variables de la classe "Stress thermique".

5.2.2.4 Caractéristiques du câble

La variable *Longueur du câble* notée (X_{Lc}) introduit trois modalités : Faible, Moyenne et Elevée. Une longueur du câble est considérée comme faible lorsqu'elle est inférieure à 10 m, moyenne lorsqu'elle est entre 10 m et 100 m, et élevée lorsqu'elle supérieure à 100 m. Cette variable ne possède pas d'ascendant. Elle est considérée connue de par la connaissance a priori de la topologie du réseau. Dans ce cas, la probabilité $P(X_{Lc} = \text{Faible})$, par exemple, peut prendre deux valeurs soit 100% soit 0%.

Un câble peut être aussi caractérisé par sa bande passante. Dans la réflectométrie TDR, plus la bande passante est large (hautes fréquences), plus la largeur de l'impulsion est étroite. Ici, nous avons défini deux modalités : Large et Étroite. Dans ce cas, une bande fréquentielle est considérée comme large lorsqu'elle atteint des centaines de MHz ou plus. Dans le cas contraire, la bande est dite étroite (basses fréquences). Nous définissons ainsi une nouvelle variable d'intérêt appelée *Bande passante* notée (X_{Bp}). Elle inclut deux modalités : Large/Étroite. Cette variable est sans ascendant, sa valeur de probabilité est connue a priori. Elle peut prendre deux valeurs soit $P(X_{Bp} = \text{Large}) = 0\%$ soit $P(X_{Bp} = \text{Large}) = 100\%$.

Nous proposons maintenant une nouvelle variable d'intérêt appelée *Blindage du câble* et notée (X_{Bl}). Elle contient deux modalités : Vrai et Faux. Comme les variables décrites au-dessus, la variable *Blindage du câble* forme un nœud sans parents. Elle est aussi considérée comme connue. Donc, sa probabilité a priori peut prendre deux valeurs soit $P(X_{Bl} = \text{Vrai}) = 0\%$ soit $P(X_{Bl} = \text{Faux}) = 100\%$.

Nous avons parlé ci-dessus du phénomène de vieillissement du câble suite à l'exposition du câble pendant un certain nombre de cycles à une certaine température. Pour modéliser cela, nous introduisons une nouvelle variable d'intérêt dans cette classe appelée *Vieillessement du câble* et notée (X_{Vc}). Elle introduit deux modalités : Vrai et Faux. Un arc est établi entre les nœuds parents (*Age du câble* et *Température d'utilisation*) et le nœud fils (*Vieillessement du câble*). La probabilité conditionnelle de ce dernier s'exprime ainsi de la façon suivante : $P(X_{Vc}|X_{Tu}, X_{Ag})$. La table de

probabilités conditionnelles est remplie comme le montre le tableau 5.9.

		$X_{Vc} = \text{Vrai}$	$X_{Vc} = \text{Faux}$
$X_{Ag} = \text{Neuf}$	$X_{Tu} = \text{Ambiante}$	0.01%	99.99%
	$X_{Tu} = \text{Opérationnelle}$	95%	5%
	$X_{Tu} = \text{Maximale}$	99.99%	0.01%
$X_{Dc} = \text{Agé}$	$X_{Tu} = \text{Ambiante}$	1%	99%
	$X_{Tu} = \text{Opérationnelle}$	99%	1%
	$X_{Tu} = \text{Maximale}$	99.99%	0.01%

TABLE 5.9: Table de probabilités conditionnelles de la variable “ *Vieillesse du câble* ” (X_{Vc}).

Le vieillissement du câble peut se manifester par la variation de la vitesse de propagation [3] comme nous l'avons constaté dans la figure 5.14. D'où le besoin de mettre en place une nouvelle variable d'intérêt que nous appelons *Variation de la vitesse de propagation* notée (X_{Vp}) et qui prend deux modalités : Vrai et Faux. En effet, cette variation de la vitesse de propagation peut avoir lieu aussi lorsqu'on augmente la température opérationnelle ou on dépasse la température maximale comme le montrent les figures 5.4 et 5.8. On peut ainsi dresser 3 liens de causalité entre les nœuds parents tels que *Augmentation de la température opérationnelle*, *Dépassement de la température maximale* et *Vieillesse du câble* et le nœud fils *Variation de la vitesse de propagation*. La probabilité conditionnelle de ce dernier s'exprime de la façon suivante : $P(X_{Vp}|X_{Vc}, X_{To}, X_{Tm})$. La table de probabilités conditionnelles est remplie comme le montre le tableau 5.10.

			$X_{Vp} = \text{Vrai}$	$X_{Vp} = \text{Faux}$
$X_{Vc} = \text{Vrai}$	$X_{To} = \text{Vrai}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
		$X_{Tm} = \text{Faux}$	99.99%	0.01%
	$X_{To} = \text{Faux}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
		$X_{Tm} = \text{Faux}$	99.99%	0.01%
$X_{Vc} = \text{Faux}$	$X_{To} = \text{Vrai}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
		$X_{Tm} = \text{Faux}$	99.99%	0.01%
	$X_{To} = \text{Faux}$	$X_{Tm} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
		$X_{Tm} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%

TABLE 5.10: Table de probabilités conditionnelles de la variable “*Variation de la vitesse de propagation*” (X_{Vp}).

Le tableau 5.11 résume les variables d'intérêt et leurs modalités de la classe “*Caractéristiques du câble*”.

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Caractéristiques du câble	<i>Longueur du câble</i>	X_{Lc}	Faible/Moyenne/Élevée
	<i>Bande passante</i>	X_{Bp}	Large/Étroite
	<i>Blindage du câble</i>	X_{Bl}	Vrai/Faux
	<i>Vieillesse du câble</i>	X_{Vc}	Vrai/Faux
	<i>Variation de la vitesse de propagation</i>	X_{Vp}	Vrai/Faux

TABLE 5.11: Description des variables de la classe “*Caractéristiques du câble*”.

5.2.2.5 Perturbations

Les câbles s'ils ne sont pas blindés peuvent coupler différentes perturbations électromagnétiques qui viennent se superposer au signal de test et introduire ainsi la réduction du rapport signal sur bruit suite à l'augmentation du bruit électromagnétique sur le câble par exemple. Tenant compte de ce phénomène, nous proposons d'introduire une nouvelle variable d'intérêt appelée *Bruit Electromagnétique* et notée (X_{Bm}) incluant deux modalités Vrai et Faux. Comme nous avons expliqué précédemment, cette variable d'intérêt dépend directement de la variable *Blindage du câble*, notée X_{Bl} . On peut ainsi écrire la probabilité conditionnelle de la façon suivante $P(X_{Bm}|X_{Bl})$ et établir un lien de causalité entre ces deux variables allant de la variable *Blindage du câble* à la variable *Bruit Electromagnétique*. La table de probabilités est remplie comme le montre le tableau 5.12.

	$X_{Bm} = \text{Vrai}$	$X_{Bm} = \text{Faux}$
$X_{Bl} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
$X_{Bl} = \text{Faux}$	99.99%	0.01%

TABLE 5.12: Table de probabilités conditionnelles de la variable “*Bruit Electromagnétique*” (X_{Bm}).

Un autre problème se pose lorsque les câbles sont placés à une faible distance surtout en absence du blindage appelé la diaphonie. Cette dernière est représentée par une variable d'intérêt appelée *Diaphonie* et notée (X_{Dp}). Elle se voit affecter trois modalités : Absente, Faible, et Elevée. Comme nous l'avons expliqué précédemment, elle dépend directement de la variable *Blindage du câble* ainsi que de la distance qui sépare le câble des autres câbles voisins. Cette dernière est représentée par une variable d'intérêt appelée *Câbles voisins* et notée (X_{Cv}). Elle possède trois modalités : Absents, Proches, Eloignés. En effet, plus la distance entre les câbles voisins est faible, plus la diaphonie est élevée (voir figure 5.20). La variable *Câbles voisins* est un nœud sans parents. Sa probabilité est ainsi insérée a priori. Elle peut prendre soit 100% soit 0 % puisqu'elle est considérée connue. On peut ainsi écrire la probabilité conditionnelle de la variable *Diaphonie* de la façon suivante $P(X_{Dp}|X_{Bl}, X_{Cv})$ et établir un lien de causalité entre ces variables allant des variables *Blindage du câble* et *Câbles voisins* à la variable *Diaphonie*. La table de probabilités est remplie comme le montre le tableau 5.13.

		$X_{Dp} = Absente$	$X_{Dp} = Faible$	$X_{Dp} = Elevée$
$X_{Bl} = Vrai$	$X_{Cv} = Absents$	99.99%	0.01%	0 %
	$X_{Cv} = Eloignés$	50%	50%	0
	$X_{Cv} = Proches$	0%	50%	50%
$X_{Bl} = Faux$	$X_{Cv} = Absents$	99.99%	0.01%	0%
	$X_{Cv} = Eloignés$	0%	99.99%	0.01%
	$X_{Cv} = Proches$	0%	0.01%	99.99%

TABLE 5.13: Table de probabilités conditionnelles de la variable “*Diaphonie*” (X_{Dp}).

Nous introduisons une autre perturbation rencontrée le plus souvent dans le cas d'un diagnostic en ligne ou/et distribué. Il s'agit de l'interférence qui sera représentée dans notre modèle par une variable d'intérêt appelée *Interférence* et notée (X_{Ic}). Elle contient trois modalités : Absente, Faible, et Elevée. Lorsqu'on a $P(X_{Ic} = Absente)$, cela revient à exprimer la probabilité que l'interférence est absente sur le câble. Lorsqu'on a $P(X_{Ic} = Faible)$, cela revient à exprimer la probabilité que l'interférence existe sur quelques bandes fréquentielles du câble (environ 20% de la bande passante du câble). Il faut ainsi les éviter par annulation du signal de test sur les bandes dites interdites. Lorsqu'on a $P(X_{Ic} = Elevée)$, cela revient à exprimer la probabilité que l'interférence existe sur la majorité de la bande passante du câble. La probabilité de l'interférence est considérée connue puisque d'une façon générale, on connaît la bande fréquentielle du signal de test et la bande disponible sur le câble. Puisque la variable *Interférence* est sans ascendant, sa valeur de probabilité est connue a priori. Elle peut prendre ainsi deux valeurs soit $P(X_{Ic} = Faible) = 0\%$ soit $P(X_{Ic} = Faible) = 100\%$.

Passons maintenant à un autre problème évoqué précédemment. Il s'agit du bruit thermique représenté par la relation de l'équation (5.2) entre la bande passante du câble et la température. Nous proposons une nouvelle variable d'intérêt appelée *Augmentation du bruit thermique*, notée (X_{Bt}). Elle prend deux modalités : Vrai et Faux. En effet, cette variable dépend directement de la variable *Bande passante* et la variable *Variation de la vitesse de propagation* de la classe “*Caractéristiques du câble*”. Cette dernière variable dépend également de l'augmentation de la température (opérationnelle ou maximale). Pour cela, nous avons fait le choix d'établir un lien de causalité allant de la variable *Variation de la vitesse de propagation* à la variable *Augmentation du bruit thermique*. Un autre lien est dressé de la variable *Bande passante* à la variable *Augmentation du bruit thermique*. La probabilité conditionnelle s'exprime ainsi de la façon suivante : $P(X_{Bt}|X_{Vp}, X_{Bp})$. La table de probabilités conditionnelles est remplie comme le montre le tableau 5.14.

Le tableau 5.15 résume les variables d'intérêt et leurs modalités de la classe “*Perturbations*”.

5.2.2.6 Effets des perturbations

L'atténuation est un phénomène de propagation qui peut dégrader la mesure par réflectométrie. D'une façon générale, elle est due à la propagation du signal sur de longues distances et à la bande passante du câble. En effet, plus la largeur de la bande passante est grande, plus l'atténuation est

		$X_{Bt} = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Faux}$
$X_{Bp} = \text{Large}$	$X_{Vp} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
	$X_{Vp} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%
$X_{Bp} = \text{Etroite}$	$X_{Vp} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
	$X_{Vp} = \text{Faux}$	0.01%	99.99%

TABLE 5.14: Table de probabilités conditionnelles de la variable “Augmentation du bruit thermique” (X_{Bm}).

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Perturbations	<i>Bruit Electromagnétique</i>	X_{Bm}	Vrai/Faux
	<i>Diaphonie</i>	X_{Dp}	Absente/Faible/Elevée
	<i>Câbles voisins</i>	X_{Cv}	Absents/Eloignés/Proches
	<i>Interférence</i>	X_{Ic}	Absente/Faible/Elevée
	<i>Augmentation du bruit thermique</i>	X_{Bt}	Vrai/Faux

TABLE 5.15: Description des variables de la classe “Perturbations”.

importante. Nous proposons ainsi de créer une nouvelle variable d'intérêt appelée *Atténuation* notée (X_{At}) et qui prend deux modalités : Vrai et Faux. Elle dépend directement de trois autres variables d'intérêt telles que : *Bande passante*, *Longueur du câble* et *Interférence*. On peut ainsi écrire l'expression de probabilité suivante : $P(X_{At}|X_{Lc}, X_{Bp}, X_{Ic})$. On considère que la bande passante est fixe lorsqu'on effectue le diagnostic. Il est important de signaler que pour effectuer le calcul des probabilités, nous avons accordé à chaque nœud parent i un poids d'influence $p(i)$; le poids de chaque nœud étant ensuite réparti entre les modalités de ce nœud telles que $\sum_i p(i) = 100\%$. Dans ce cas, nous estimons que la longueur du câble et la bande passante sont les facteurs les plus influents sur l'atténuation. On leur affecte ainsi $p(X_{Lc}) = p(X_{Bp}) = 40\%$. L'interférence en termes de fréquences interdites contribue à $p(X_{Ic}) = 20\%$. Ensuite, pour le nœud X_{Bp} , on répartit le poids correspondant (40%) de la façon suivante : $p(X_{Bp} = \text{Large}) = 39\%$ et $p(X_{Bp} = \text{Etroite}) = 1\%$. Pour le nœud X_{Lc} , on répartit le poids correspondant (40%) de la façon suivante : $p(X_{Lc} = \text{Faible}) = 5\%$, $p(X_{Lc} = \text{Moyenne}) = 10\%$ et $p(X_{Lc} = \text{Elevée}) = 25\%$. Enfin, pour le nœud X_{Ic} , on répartit le poids correspondant (20%) de la façon suivante : $p(X_{Ic} = \text{Absente}) = 0\%$, $p(X_{Ic} = \text{Faible}) = 5\%$ et $p(X_{Ic} = \text{Elevée}) = 15\%$. La table de probabilités conditionnelles est remplie comme le montre le tableau 5.16.

La dispersion est le deuxième phénomène de propagation qui peut dégrader aussi la mesure par réflectométrie. D'une façon générale, elle est due à la bande passante et à la diaphonie (voir figure 5.20) [6]. Nous proposons ainsi de créer une nouvelle variable d'intérêt appelée *Dispersion* notée X_{Ds} et qui prend deux modalités : Vrai et Faux. Elle dépend directement de deux autres variables d'intérêt telles que : *Diaphonie* et *Bande passante*. On peut ainsi écrire l'expression de probabilité suivante : $P(X_{Ds}|X_{Bp}, X_{Dp})$. Comme précédemment, nous proposons d'attribuer à chaque nœud parent i un poids d'influence $p(i)$; le poids de chaque nœud étant ensuite réparti entre les modalités de ce nœud. Dans ce cas, nous estimons que la bande passante et la diaphonie ont le même impact sur l'apparition de la dispersion. Pour cela, nous affectons le poids $p(X_{Bp}) = 50\%$

		$X_{At} = \text{Vrai}$	$X_{At} = \text{Faux}$	
$X_{Bp} = \text{Large}$	$X_{Lc} = \text{Faible}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	44%	56%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	49%	51%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	59%	41%
	$X_{Lc} = \text{Moyenne}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	49%	51%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	54%	46%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	64%	36%
	$X_{Lc} = \text{Elevée}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	64%	36%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	69%	31%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	79%	21%
$X_{Bp} = \text{Etroite}$	$X_{Lc} = \text{Faible}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	60%	40%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	11%	89%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	21%	79%
	$X_{Lc} = \text{Moyenne}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	11%	89%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	16%	84%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	21%	79%
	$X_{Lc} = \text{Elevée}$	$X_{Ic} = \text{Absente}$	26%	74%
		$X_{Ic} = \text{Faible}$	31%	69%
		$X_{Ic} = \text{Elevée}$	41%	59%

TABLE 5.16: Table de probabilités conditionnelles de la variable "Atténuation" (X_{At}).

et $p(X_{Dp}) = 50\%$. Ensuite, pour le nœud X_{Bp} , on répartit le poids correspondant (50%) de la façon suivante : $p(X_{Bp} = \text{Large}) = 49.99\%$ et $p(X_{Bp} = \text{Etroite}) = 0.01\%$. Pour le nœud X_{Dp} , on répartit le poids correspondant (50%) de la façon suivante : $p(X_{Dp} = \text{Absente}) = 0\%$, $p(X_{Dp} = \text{Faible}) = 0.01\%$ et $p(X_{Dp} = \text{Elevée}) = 49.99\%$. La table de probabilités conditionnelles est ainsi remplie comme le montre le tableau 5.17.

		$X_{Ds} = \text{Vrai}$	$X_{Ds} = \text{Faux}$
$X_{Dp} = \text{Absente}$	$X_{Bp} = \text{Large}$	49.99%	50.01%
	$X_{Bp} = \text{Etroite}$	0.01%	99.99%
$X_{Dp} = \text{Faible}$	$X_{Bp} = \text{Large}$	50%	50%
	$X_{Bp} = \text{Etroite}$	0.02%	99.98%
$X_{Dp} = \text{Elevée}$	$X_{Bp} = \text{Large}$	99.98%	0.02%
	$X_{Bp} = \text{Etroite}$	50%	50%

TABLE 5.17: Table de probabilités conditionnelles de la variable "Dispersion" (X_{Ds}).

Nous avons montré précédemment que pour éviter l'interférence avec les signaux du câble, le signal de test doit être annulé sur ces bandes interdites. Cependant, l'annulation de ces bandes interdites crée l'apparition des lobes secondaires appelés artefacts autour de chaque pic. Plus l'interférence est importante, plus l'annulation des bandes interdites est importante, plus l'apparition des artefacts est gênante comme le montre la figure 2.11 du chapitre 2. Nous avons aussi montré précédemment que la présence d'un champ électromagnétique perturbateur peut aussi causer

l'apparition des artefacts. De la même façon, la diaphonie peut également être à l'origine de ce phénomène. Nous proposons ainsi de créer une nouvelle variable d'intérêt appelée *Apparition des artefacts* notée (X_{Ar}) qui prend deux modalités : Vrai et Faux. Elle dépend directement des autres variables d'intérêt telles que : *Bruit Electromagnétique*, *Diaphonie* et *Interférence*. On peut ainsi écrire l'expression de probabilité suivante : $P(X_{Ar}|X_{Br}, X_{Dp}, X_{Ic})$. La table de probabilités conditionnelles est ainsi remplie comme le montre le tableau 5.18. Pour cela, nous avons attribué à chaque nœud un poids de la façon suivante : $p(X_{Dp}) = p(X_{Ic}) = 40\%$. Le bruit électromagnétique contribue à $p(X_{Ic}) = 20\%$. Ensuite, pour le nœud X_{Dp} , on répartit le poids correspondant (40%) de la façon suivante : $p(X_{Dp} = Absente) = 0\%$, $p(X_{Dp} = Faible) = 1\%$ et $p(X_{Dp} = Elevée) = 39\%$. Pour le nœud X_{Ic} , on répartit le poids correspondant (40%) de la façon suivante : $p(X_{Ic} = Faible) = 1\%$, $p(X_{Ic} = Elevée) = 39\%$ et $p(X_{Ic} = Absente) = 0\%$. Enfin, pour le nœud X_{Bm} , on répartit le poids correspondant (20%) de la façon suivante : $p(X_{Bm} = Vrai) = 20\%$, $p(X_{Bm} = Faux) = 0\%$. Même en présence des petits artefacts, il existe des algorithmes de post-traitement pour surmonter cette contrainte (Clean algorithm [17]), qui ne peuvent pas fonctionner pour une interférence élevée selon les retours d'expériences.

			$X_{Ar} = Vrai$	$X_{Ar} = Faux$
$X_{Ic} = Absente$	$X_{Bm} = Vrai$	$X_{Dp} = Absente$	20%	80 %
		$X_{Dp} = Faible$	21%	79%
		$X_{Dp} = Elevée$	59%	41%
	$X_{Bm} = Faux$	$X_{Dp} = Absente$	0%	100%
		$X_{Dp} = Faible$	1%	99%
		$X_{Dp} = Elevée$	39%	61%
$X_{Ic} = Faible$	$X_{Bm} = Vrai$	$X_{Dp} = Absente$	21%	79%
		$X_{Dp} = Faible$	22%	78%
		$X_{Dp} = Elevée$	60%	40%
	$X_{Bm} = Faux$	$X_{Dp} = Absente$	1%	99%
		$X_{Dp} = Faible$	2%	98%
		$X_{Dp} = Elevée$	40%	60%
$X_{Ic} = Elevee$	$X_{Bm} = Vrai$	$X_{Dp} = Absente$	59%	41%
		$X_{Dp} = Faible$	60%	40%
		$X_{Dp} = Elevée$	100%	0%
	$X_{Bm} = Faux$	$X_{Dp} = Absente$	39%	61%
		$X_{Dp} = Faible$	40%	60%
		$X_{Dp} = Elevée$	78%	22%

TABLE 5.18: Table de probabilités conditionnelles de la variable “*Apparition des artefacts*” (X_{Ar}).

Le tableau 5.19 résume les variables d'intérêt et leurs modalités au sein de la classe “*Effets des perturbations*”.

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Effets des perturbations	Atténuation	X_{At}	Vrai/Faux
	Dispersion	X_{Ds}	Vrai/Faux
	Apparition des artefacts	X_{Ar}	Vrai/Faux

TABLE 5.19: Description des variables de la classe “Effets des perturbations”.

5.2.2.7 Caractéristiques du défaut

Pour caractériser un défaut sur le câble, il faut détecter sa présence et localiser sa position sur le câble. Pour cela, nous proposons de définir dans un premier temps une nouvelle variable d'intérêt : *Détection du défaut* notée (X_{Dd}) contenant deux modalités : Vrai et Faux. Cette variable est dépendante de cinq variables telles que *Apparition des artefacts*, *Dépassement de la température maximale*, *Atténuation*, *Construction du réflectogramme* et *Augmentation du bruit thermique*.

En effet, le dépassement de la température maximale entraîne l'apparition de défauts non francs (points de faiblesse) (voir figure 5.10) qui virent ensuite à des défauts francs de type court-circuit (voir figure 5.11). Donc, lorsque la température maximale est atteinte, il est fort probable d'avoir au moins un défaut non franc sur le câble. L'apparition des artefacts autour d'un pic crée une zone aveugle sur laquelle on n'arrive plus à détecter la présence d'un défaut non franc. Par ailleurs, l'atténuation peut réduire la couverture du réseau et créer ainsi une distance maximale de détection d'un défaut au-delà de laquelle la détection d'un défaut n'est plus possible. Un défaut non franc peut être noyé dans le bruit thermique (voir figure 5.19). Il est évident que la construction d'un réflectogramme est primordiale pour pouvoir détecter un défaut et le localiser sauf en cas d'une augmentation anormale de la température. On peut ainsi écrire la probabilité $P(X_{Dd}|X_C, X_{Ar}, X_{At}, X_{Tm}, X_{Bm})$ et établir 5 arcs partant des nœuds parents ($X_C, X_{Ar}, X_{At}, X_{At}$ et X_{Tm}) au nœud fils X_{Dd} .

On notera que pour effectuer le calcul des probabilités, nous avons accordé à chaque nœud parent i un poids d'influence $p(i)$ et ensuite le poids de chaque nœud est réparti entre les modalités de ce nœud à part le nœud X_{Tm} pour lequel on considère que lorsque $X_{Tm} = Vrai$, on est certain de la présence d'un défaut sur le câble. Nous estimons que la construction du réflectogramme est le facteur le plus influent puisque sans la présence d'un réflectogramme, on ne peut pas savoir s'il y a un défaut ou non. On lui affecte un poids de $p_{X_C} = 50\%$. Ensuite, entre l'atténuation, l'augmentation du bruit thermique et l'apparition des artefacts, nous considérons que la détection d'un défaut est plus sensible à l'augmentation du bruit thermique. On lui affecte ainsi un poids $p_{X_{Bt}} = 30\%$. Ensuite, on attribue à l'atténuation un poids $p_{X_{At}} = 15\%$ et à l'apparition des artefacts un poids $p_{X_{Ar}} = 5\%$. Vu la taille de la table de probabilités, nous avons fait le choix de présenter uniquement les probabilités où ($X_{Tm} = Faux$) et ($X_C = Vrai$). En effet, lorsque ($X_{Tm} = Vrai$), on a $P(X_{Dd} = Vrai) = 99.99\%$ car il est probable à 99.99% qu'il existe un défaut sur le câble à cause du stress thermique avec dépassement de la température maximale. De plus, lorsque ($X_C = Faux$), on a $P(X_{Dd} = Vrai) = 0\%$. Le tableau 5.20 montre la table de probabilités partielle de la variable *Détection du défaut*.

			$X_{Dd} = \text{Vrai}$	$X_{Dd} = \text{Faux}$
$X_{Ar} = \text{Vrai}$	$X_{At} = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	50%	50%
		$X_{Bt} = \text{Faux}$	80%	20%
	$X_{At} = \text{Faux}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	65%	35%
		$X_{Bt} = \text{Faux}$	95%	5%
$X_{Ar} = \text{Faux}$	$X_{At} = \text{Vrai}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	55%	45%
		$X_{Bt} = \text{Faux}$	85%	15%
	$X_{At} = \text{Faux}$	$X_{Bt} = \text{Vrai}$	80%	20%
		$X_{Dd} = \text{Faux}$	100%	0%

TABLE 5.20: Table de probabilités conditionnelles de la variable “Détection du défaut” (X_{Dd}).

Nous passons maintenant à la deuxième caractéristique qui est la localisation du défaut. Elle est représentée sur le modèle par une variable d'intérêt nommée *Localisation du défaut* et notée (X_{Ld}). Elle contient deux modalités telles que Vrai et Faux. Contrairement à la détection du défaut (dans le cas d'un dépassement de la température maximale), la localisation du défaut ne peut pas se faire sans la construction du réflectogramme. Elle dépend aussi de la dispersion du signal qui peut fausser la position du défaut. Il est important de signaler que la variation de la vitesse de propagation due au stress thermique affecte la localisation du défaut. Cependant, cette variable est déjà prise en compte dans la dispersion. On peut ainsi établir 3 liens de causalité entre les nœuds parents tels que *Détection du défaut*, *Construction du réflectogramme* et *Dispersion* et le nœud fils *Localisation du défaut*. La probabilité conditionnelle de ce dernier s'exprime ainsi de la façon suivante : $P(X_{Ld}|X_{Dd}, X_C, X_{Ds})$. La table de probabilités conditionnelles est remplie comme le montre le tableau 5.21.

			$X_{Ld} = \text{Vrai}$	$X_{Ld} = \text{Faux}$
$X_C = \text{Vrai}$	$X_{Ds} = \text{Vrai}$	$X_{Dd} = \text{Vrai}$	0.01%	99.99%
		$X_{Dd} = \text{Faux}$	0%	100%
	$X_{Ds} = \text{Faux}$	$X_{Dd} = \text{Vrai}$	99.99%	0.01%
		$X_{Dd} = \text{Faux}$	0%	100%
$X_C = \text{Faux}$	$X_{Ds} = \text{Vrai}$	$X_{Dd} = \text{Vrai}$	0%	100%
		$X_{Dd} = \text{Faux}$	0%	100%
	$X_{Ds} = \text{Faux}$	$X_{Dd} = \text{Vrai}$	0%	100%
		$X_{Dd} = \text{Faux}$	0%	100%

TABLE 5.21: Table de probabilités conditionnelles de la variable “Localisation du défaut” (X_{Ld}).

Le tableau 5.22 résume les variables d'intérêt et leurs modalités au sein de la classe “Caractéristiques du défaut”.

Après avoir décrit les variables d'intérêt, leurs modalités ainsi que leurs tables de probabilités, nous proposons maintenant de présenter le modèle de réseau bayésien que nous avons développé au cours de notre étude. C'est l'objet de la section suivante. On doit garder à l'esprit que les différentes probabilités proposées, même si elles sont issues de raisonnement logique, restent largement

Classification	Variable d'intérêt	Notation	Modalité
Caractéristiques du défaut	Détection du défaut	X_{Dd}	Vrai/Faux
	Localisation du défaut	X_{Ld}	Vrai/Faux

TABLE 5.22: Description des variables de la classe “*Caractéristiques du défaut*”.

arbitraires et indicatives. Elles pourraient être améliorées par différentes méthodes de recherche de connaissances (expérimentation, historique, simulation, expertise, etc.).

5.2.3 Modélisation d'un diagnostic local par Réseaux Bayésiens

Le modèle du réseau bayésien proposé pour un diagnostic effectué par un seul réflectomètre d'un câble est donné par la figure 5.24. On y retrouve les sept classes décrites auparavant telles que : caractéristiques du défaut, caractéristiques du réflectomètre, procédure de réflectométrie, les perturbations, effets des perturbations, caractéristiques du câble, et stress thermique. La classe “*Caractéristiques du défaut*” est une classe cible dans notre étude. Chaque classe contient des variables d'intérêt qui peuvent être reliées ou non par des liens de causalité entre elles. Chaque variable d'intérêt contient des modalités et une table de probabilités conditionnelles ou a priori selon la présence ou non des ascendants.

Il nous semble important de signaler que ce modèle bayésien présenté dans la figure 5.24 n'est pas définitif. Il peut intégrer de nouvelles informations concernant le câble telles que les paramètres linéiques (R, L, C et G), les types de défauts (franc, non franc), un stress mécanique (vibration), l'humidité, etc. Cependant, la modification de la vraisemblance de certains noeuds entraîne la modification des probabilités *a posteriori* de l'ensemble du système.

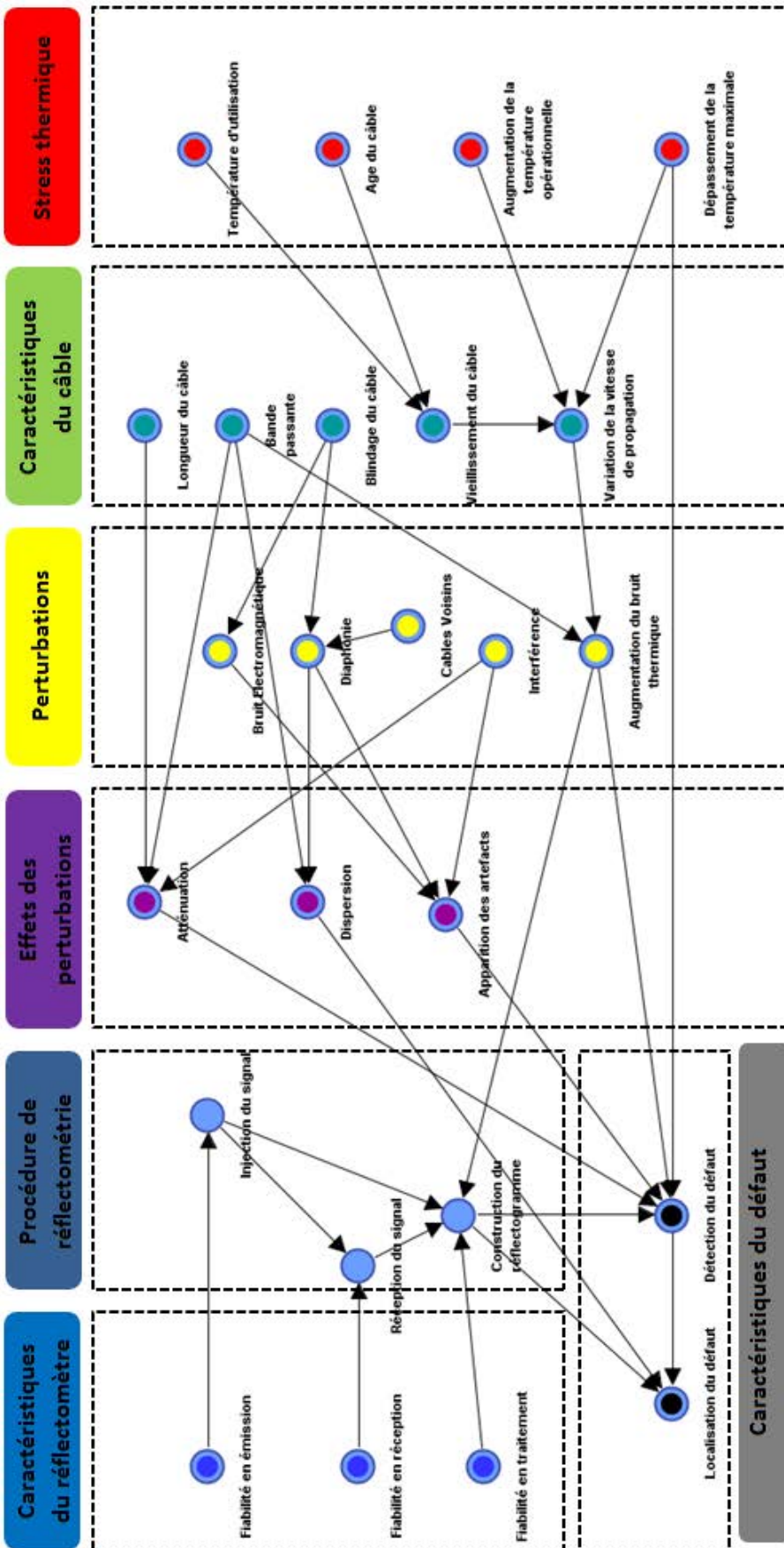


FIGURE 5.24: Modélisation de la mesure d'un réflectomètre par Réseau Bayésien.

5.2.4 Inférence

Nous proposons dans cette section d'utiliser le réseau bayésien développé précédemment. Pour cela, nous proposons d'explorer plusieurs scénarios possibles. Nous considérons les données disponibles suivantes : la longueur du câble, la bande passante, le blindage du câble, l'âge du câble, les câbles voisins et l'interférence. Dans le premier scénario, nous considérons un câble âgé ($P(X_{Ag} = \text{Agé})=100\%$), blindé ($P(X_{Bl} = \text{Vrai})=100\%$), de longueur supérieure à 100 m ($P(X_{Lc} = \text{Elevée})=100\%$). La bande passante est égale à 256 MHz ($P(X_{Bp} = \text{Large})=100\%$). Le câble est considéré éloigné de ses voisins ($P(X_{Cv}=\text{Eloignés})=100\%$). Nous considérons ici que le diagnostic est effectué en ligne. Cependant, le signal utile du système s'étale sur la majorité de la bande passante du câble. Le nombre de bandes interdites est ainsi très élevé ($P(X_{Ic} = \text{Elevée})=100\%$). Ces données sont introduites dans le réseau bayésien puis propagées par inférence. En sortie, nous obtenons le calcul de la probabilité de détection du défaut ainsi que la localisation du défaut comme le montre la figure 5.25.

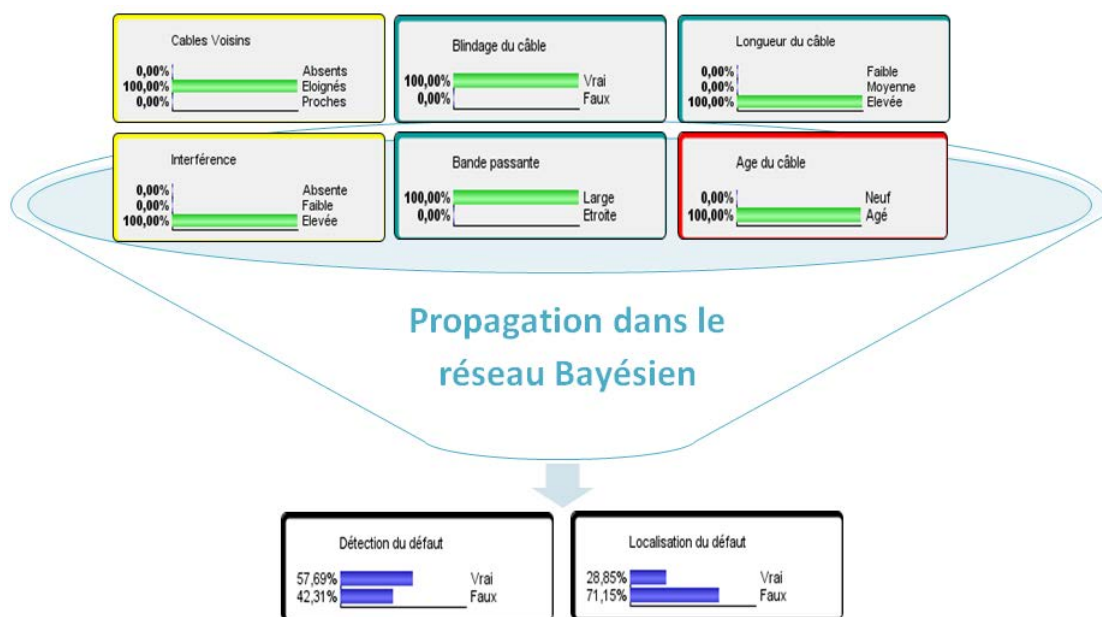


FIGURE 5.25: Exemple de propagation des données dans le réseau bayésien pour le calcul de la probabilité de détection et de localisation d'un défaut.

Dans ces conditions, la probabilité de détection d'un défaut est égale à ($P(X_{Dd} = \text{Vrai})=57,69\%$) et la probabilité de "bonne" localisation du défaut est égale à ($P(X_{Ld} = \text{Vrai})=28,85\%$). On peut remarquer que nous avons réussi ici à calculer l'incertitude de détection du défaut qui influe en partie sur l'incertitude de la non localisation du défaut qui est assez élevée. Ceci peut se justifier par l'augmentation du bruit thermique due à la largeur de la bande passante et à la variation de la vitesse de propagation suite au vieillissement du câble. La présence élevée de l'interférence, la longueur importante du câble et la largeur de la bande passante favorisent l'augmentation de l'atténuation qui agira sur la détection du défaut. La présence élevée de l'interférence favorise aussi l'apparition des artefacts sur le réflectogramme et par suite, sur la détection du défaut. La dégradation de la capacité de détection du défaut influe sur la capacité de

localisation du défaut en partie puisque cette dernière dépend également de la dispersion due à la largeur de la bande passante.

Dans le deuxième scénario, nous allons considérer le même câble que dans l'exemple précédent. Cependant, nous allons considérer dans ce cas que les câbles voisins sont proches ($P(X_{Cv} = \text{Proches})=100\%$). Nous introduisons cette donnée dans le réseau bayésien et nous calculons la probabilité de détection et de localisation du défaut correspondantes comme le montrent les figures 5.26 et 5.27. On peut remarquer que la diminution de la distance entre les câbles et par suite l'augmentation de la diaphonie ont réduit la probabilité de détection et de localisation du défaut qui atteignent ($P(X_{Dd} = \text{Vrai})=56,35\%$) et ($P(X_{Ld} = \text{Vrai})=14,42\%$), respectivement.

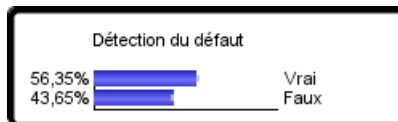


FIGURE 5.26: Probabilités de détection du défaut avec $P(X_{Cv} = \text{Proches})=100\%$.

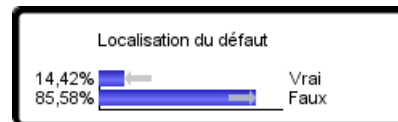


FIGURE 5.27: Probabilités de localisation du défaut avec $P(X_{Cv} = \text{Proches})=100\%$.

Dans le prochain scénario, nous considérons le cas d'un diagnostic "off-line". Cela permet de considérer que l'interférence est absente sur le câble puisqu'il n'existe plus de signal utile. On peut ainsi écrire ($P(X_{Ic} = \text{Absente})=100\%$). Nous introduisons cette donnée dans le réseau bayésien et nous calculons la probabilité de détection et de localisation du défaut correspondantes comme le montrent les figures 5.28 et 5.29. On peut remarquer que l'absence l'interférence et par suite l'atténuation a permis d'améliorer la capacité de détection et de localisation du défaut qui atteignent ($P(X_{Dd} = \text{Vrai})=62,35\%$) et ($P(X_{Ld} = \text{Vrai})=15,99\%$), respectivement.



FIGURE 5.28: Probabilités de détection du défaut avec $P(X_{Ic} = \text{Absente})=100\%$.

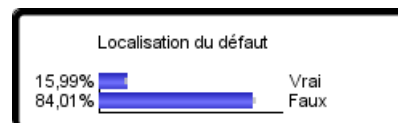


FIGURE 5.29: Probabilités de localisation du défaut avec $P(X_{Ic} = \text{Absente})=100\%$.

Nous proposons maintenant de varier la probabilité de la température d'utilisation, nous propageons ensuite l'information dans le réseau bayésien et nous regardons son impact sur la probabilité de localisation et de détection du défaut. La figure 5.30 montre la variation du vieillissement du câble en fonction de la température d'utilisation. On peut remarquer que plus la soumission du câble à la température opérationnelle (température supérieure à la température ambiante) est importante, plus le vieillissement du câble est accéléré. Il est important de signaler que dans ce cas d'étude, la température maximale n'a pas eu lieu $P(\text{Température d'utilisation}=\text{Maximale}) = 0\%$.

Nous proposons d'étudier l'effet du vieillissement du câble sur la probabilité de détection et de localisation du défaut. Les figures 5.31 et 5.32 montrent l'évolution de la probabilité

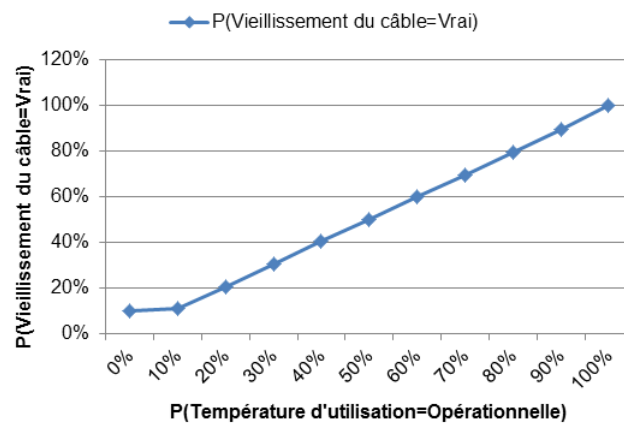


FIGURE 5.30: Évolution du vieillissement du câble en fonction de la température d'utilisation.

de détection et de localisation du défaut en fonction de l'augmentation de la probabilité de la température d'utilisation opérationnelle $P(\text{Température d'utilisation=Opérationnelle})$. On peut remarquer que plus le câble est soumis à une température opérationnelle, plus le vieillissement (voir figure 5.30) est accéléré et plus le bruit thermique augmente entraînant la dégradation de la capacité de détection et de localisation d'un défaut sur le câble sous réserve que $P(\text{Température d'utilisation=Maximale}) = 0\%$.

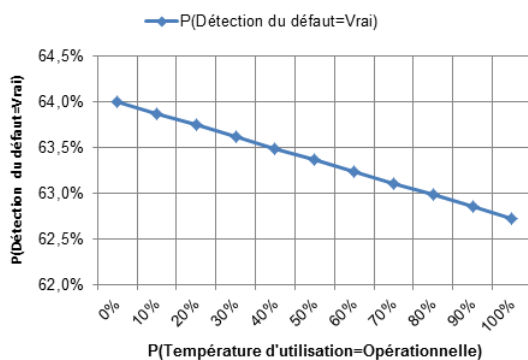


FIGURE 5.31: Évolution de la probabilité de détection d'un défaut en fonction de la température d'utilisation.

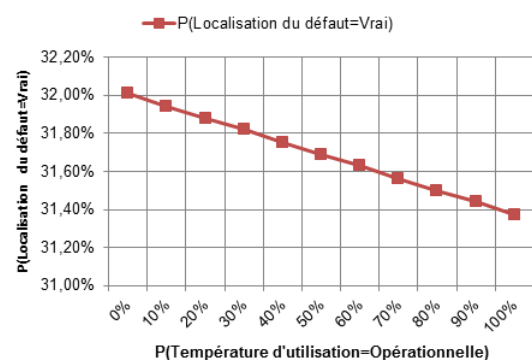


FIGURE 5.32: Évolution de la probabilité de localisation d'un défaut en fonction de la température d'utilisation.

Après avoir développé et manipulé le réseau bayésien dans le cas d'une simple ligne de transmission, nous proposons maintenant d'adapter le réseau bayésien au contexte d'un réseau filaire complexe. C'est l'objet de la section suivante.

5.3 Fiabilité de localisation d'un défaut dans un réseau complexe

Dans la section précédente, nous avons développé un modèle de réseau bayésien permettant de calculer la probabilité de détection et de localisation d'un défaut dans un câble en intégrant

les facteurs d'influence sur le diagnostic par réflectométrie. Dans cette section, nous proposons d'adapter le réseau bayésien précédemment développé pour détecter et localiser la présence d'un défaut dans un réseau complexe. En effet, l'inconvénient majeur des réseaux bayésiens réside dans l'augmentation de leur complexité face à un problème de grande taille [12]. Nous nous sommes confrontés à cette complexité lorsque nous avons commencé la réflexion par rapport à la modélisation d'un réseau filaire complexe par un réseau bayésien. Nous avons remarqué que la complexité du réseau bayésien va de pair avec la complexité du réseau filaire. Rappelons aussi que dans le cas d'un réseau complexe, plusieurs réflectomètres sont répartis sur le réseau afin d'effectuer un diagnostic distribué. Ceci rend la modélisation beaucoup plus complexe.

Pour surmonter les contraintes évoquées ci-dessus, nous proposons une nouvelle stratégie comme le montre la figure 5.33. Cette nouvelle stratégie a fait l'objet d'une communication internationale [18]. Elle consiste à diviser le réseau bayésien global en plusieurs sous-réseaux bayésiens où chaque branche B_m surveillée par un réflectomètre R_j est modélisée par un sous-réseau bayésien, $m \in \{1, 2, \dots, N_b\}$ et $j \in \{1, 2, \dots, N_r\}$ où N_b et N_r représentent le nombre de branches et le nombre de réflectomètres, respectivement. Chaque sous-réseau bayésien permet ainsi de calculer la probabilité conditionnelle de présence du défaut sur la branche B_i selon le réflectomètre R_j que nous allons noter $P_{R_j}^{B_m}$. Ensuite, une fusion des données collectées auprès de tous les réflectomètres sur toutes branches est effectuée pour prendre la décision sur la localisation du défaut sur le réseau.

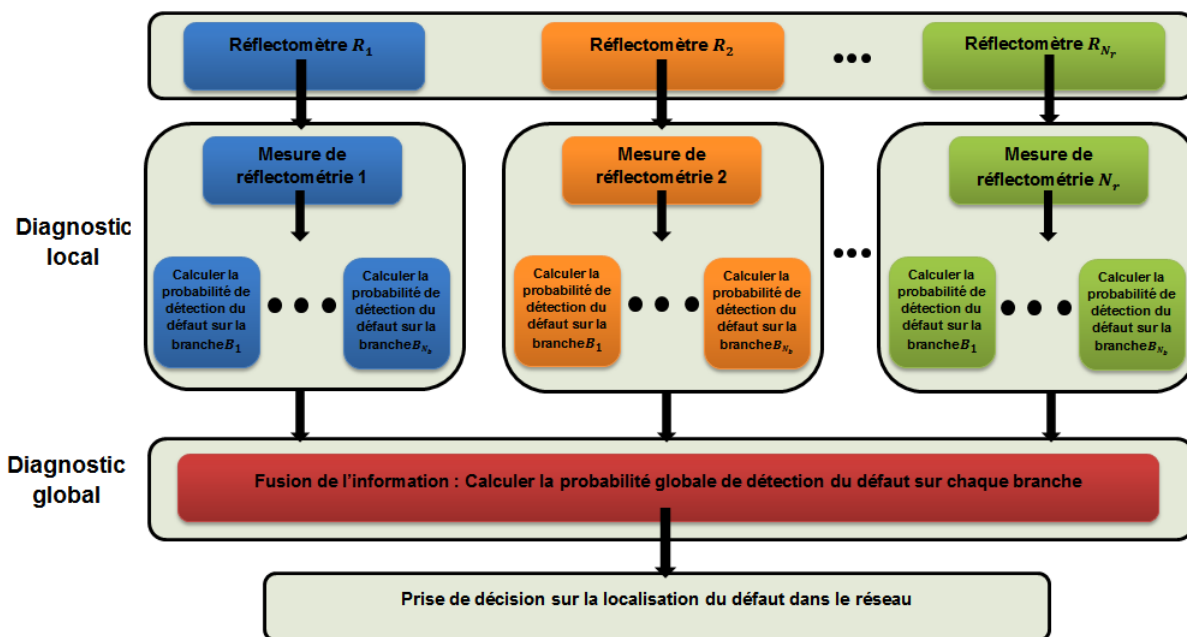


FIGURE 5.33: Principe de la stratégie proposée.

5.3.1 Modélisation du diagnostic local par Réseaux Bayésiens

Dans cette phase, nous allons utiliser le réseau bayésien développé précédemment dans la section 5.2.3 pour calculer la probabilité de détection du défaut sur chacune des branches du réseau par chaque réflectomètre. Les variables d'intérêt et leurs modalités restent ainsi valables dans ce contexte. Au niveau de chaque réflectomètre, une probabilité conditionnelle de localisation du défaut sur la branche B_m du réseau est calculée de la façon suivante :

$$P(X_{Dd}|X_{Bt}, X_{Tm}, X_{Ar}, X_{At}, X_C) = \frac{P(X_{Dd}; X_{Bt}, X_{Tm}, X_{Ar}, X_{At}, X_C)}{P(X_{Bt}, X_{Tm}, X_{Ar}, X_{At}, X_C)}. \quad (5.4)$$

A la fin de cette phase, chaque réflectomètre $R_j, j \in \{1, 2, \dots, N_r\}$ possède un vecteur d'informations incluant les probabilités de détection du défaut sur les branches $B_m, m \in \{1, 2, \dots, N_b\}$ notées $P_{B_m}^{R_j}$. L'ensemble d'informations peut être représenté sous une forme matricielle de la façon suivante :

$$\begin{matrix} & B_1 & B_2 & \cdots & B_{N_b} \\ R_1 & \left(P_{R_1}^{B_1} & P_{R_1}^{B_2} & \cdots & P_{R_1}^{B_{N_b}} \right) \\ R_2 & \left(P_{R_2}^{B_1} & P_{R_2}^{B_2} & \cdots & P_{R_2}^{B_{N_b}} \right) \\ \vdots & \left(\vdots & \vdots & \ddots & \vdots \right) \\ R_{N_r} & \left(P_{R_{N_r}}^{B_1} & P_{R_{N_r}}^{B_2} & \cdots & P_{R_{N_r}}^{B_{N_b}} \right) \end{matrix} \quad (5.5)$$

A cette étape, la décision partielle prise avant la phase de fusion pourrait entraîner des conflits vue la quantité d'informations disponibles. Par ailleurs, nous avons expliqué précédemment que la présence des facteurs d'influence internes ou externes aux câbles peut influencer la mesure de réflectométrie. Ceci entraîne la dégradation de la fiabilité du diagnostic. Dans ce cas, un réflectomètre non fiable ou une branche soumise à un stress thermique peuvent donner des résultats incertains et par suite, une décision incorrecte sur la localisation du défaut sur le réseau complexe. Après avoir effectué le diagnostic local où chaque réflectomètre effectue sa mesure de réflectométrie, nous proposons de fusionner les informations obtenues précédemment par l'application de l'équation (5.4) afin d'effectuer le diagnostic global du réseau.

5.3.2 Fusion d'informations

Dans la phase du diagnostic global, nous utilisons la fusion d'informations pour faciliter la prise de décision sur la localisation du défaut. Pour cela, nous combinons dans un premier temps les informations des N_r réflectomètres. Nous rappelons que les informations traitées dans notre étude sont des informations probabilistes issues du sous-réseau bayésien (diagnostic local). Revenons à la représentation matricielle des informations décrite par l'équation (5.6), la combinaison d'informations se fait sur les vecteurs colonnes de la matrice. A titre d'exemple, on peut écrire les données collectées sur la branche B_m de la façon suivante :

$$\begin{matrix} & B_m \\ R_1 & \left(P_{R_1}^{B_m} \right) \\ R_2 & \left(P_{R_2}^{B_m} \right) \\ \vdots & \left(\vdots \right) \\ R_{N_r} & \left(P_{R_{N_r}}^{B_m} \right) \end{matrix} \quad (5.6)$$

Nous pouvons maintenant calculer la probabilité globale notée $P^{(B_m)}$ par l'application de la moyenne sur les données collectées sur chaque branche de la façon suivante :

$$P^{B_m} = \frac{1}{N_r} \sum_{j=1}^{N_r} P_{R_j}^{B_m}. \quad (5.7)$$

La probabilité globale P^{B_m} compile les informations collectées par les différentes sources (réflectomètres). Cette information sera ensuite utilisée pour la prise de décision.

5.3.3 Prise de décision sur la localisation du défaut

La branche qui représente la probabilité la plus élevée est celle qui sera considérée comme la branche défectueuse. Nous utilisons le maximum pour prendre la décision d_k telle que

$$P(d_k) = \max_{j \in \{1, 2, \dots, N_b\}} P^{B_j}. \quad (5.8)$$

Le degré d'incertitude dépend des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie décrits précédemment dans ce chapitre. Nous proposons dans la section suivante d'appliquer la stratégie développée dans le contexte d'un réseau complexe.

5.4 Application de la stratégie proposée sur un réseau CAN

Dans cette section, nous proposons d'appliquer la stratégie proposée auparavant dans un réseau complexe tel qu'un réseau CAN que nous allons décrire dans ce qui suit.

5.4.1 Description du réseau filaire considéré

Pour évaluer les performances de la stratégie proposée, on s'appuie sur un réseau complexe. La figure 5.34 représente le synoptique d'un système distribué pour le diagnostic de défauts électriques au sein d'un bus CAN. Un tel système comporte une pluralité de réflectomètres R_i , $i \in \{1, 2, 3\}$ connectés au réseau filaire représenté par la figure 5.34 par une simple ligne de transmission de longueur 40 m avec deux charges adaptées aux deux extrémités de la ligne. Les réflectomètres sont adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne $Z_c = 120\Omega$. Ils ont les mêmes caractéristiques en termes de fiabilité en émission, en réception et en traitement. La ligne de transmission est divisée en plusieurs branches notées de B_1 à B_7 de longueurs respectives 4 m pour les câbles B_1 , B_3 et B_5 et 7 m pour les câbles B_2 , B_4 , B_6 et B_7 . Les câbles qui connectent les fonctions électroniques à la ligne afin d'assurer l'accès au réseau sont notés, respectivement, B'_1 à B'_6 de longueur 2.5 m. La bande passante est [0-512 MHz]. Le diagnostic est effectué en ligne, mais le problème d'interférence n'est pas rencontré puisqu'il est résolu par annulation des bandes interdites par le signal multi-porteuse. Pour cela, les bandes interdites sur la bande s'étalant sur [87.5-108 MHz]. Supposons que la bande fréquentielle qui sépare deux sous-porteuses soit égale à 500 kHz, cela revient ainsi à annuler 41 sous-porteuses sur cette plage interdite, donc à peu près 4% de la bande passante du câble sachant que dans notre système, nous avons utilisé 1024 sous-porteuses pour effectuer le diagnostic. Avec la méthode OMTDR, nous avons réussi à éliminer les artefacts autour du pic par un moyennage dans un premier temps puis par convolution via une fenêtre de Dolph-Chebyshev comme expliqué en section 3.4 du chapitre 3. Dans notre

étude, les branches sont considérées isolées par souci de simplification. Il n'existe donc pas de problème de diaphonie. Cependant, puisque le diagnostic est effectué en ligne, les câbles opèrent dans une température opérationnelle (la température conseillée par le constructeur). Cette augmentation de température par rapport à la température ambiante favorise la présence du bruit sur le réseau. Pour cela, un bruit blanc est ajouté sur le réseau où le rapport signal sur bruit est égal à 5 dB. Un défaut non franc de variation d'impédance par rapport à l'impédance caractéristique $\Delta Z_c = 50\%$, est présent sur la branche B_3 à une distance de 4.5 m du réflectomètre R_1 , de 11.5 m du réflectomètre R_2 et de 22.5 m du réflectomètre R_3 . Le défaut non franc est de longueur 0.5 m.

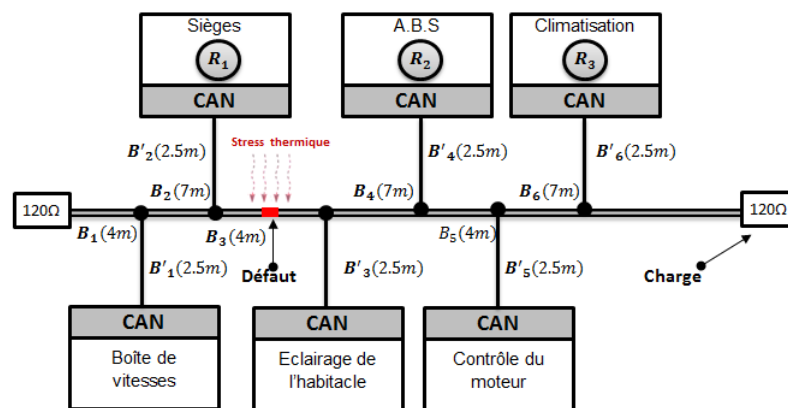


FIGURE 5.34: Exemple d'un bus CAN où la ligne B_3 est soumise à un stress thermique.

5.4.2 Réalisation du diagnostic local

Chaque réflectomètre R_1 , R_2 et R_3 effectue sa mesure de réflectométrie pour diagnostiquer le réseau. Afin d'éviter l'interférence, on utilise la méthode d'accès multiple CDMA où chaque réflectomètre se voit attribuer un code de Walsh-Hadamard différent. Les codes sont orthogonaux entre eux pour séparer les signaux.

Les figures 5.35 et 5.36 montrent les réflectogrammes des réflectomètres R_1 et R_2 . On peut remarquer que la présence du bruit a dégradé la mesure de réflectométrie en termes de précision de mesure. Par exemple, le réflectomètre R_1 localise le défaut avec une marge d'erreur de ± 0.3 m par rapport à la position réelle du défaut. Cette marge est calculée directement sur le réflectogramme représenté en figure 5.35. Ceci est dû au bruit additif présent au niveau du pic. Certes le réflectomètre R_1 a localisé la présence d'un défaut à une distance de 4.5 ± 0.3 m du point d'injection, mais il ne sait pas si le défaut est présent sur la branche B_3 ou la branche B_2 . On peut dire qu'il existe une ambiguïté de localisation du défaut dans ce cas. Idem pour le réflectomètre R_2 qui ne peut pas définir précisément la position du défaut détecté à une distance de 11.5 ± 0.3 m du point d'injection. Le défaut peut être soit sur la branche B_3 , B'_3 ou même B_6 . Il y a également une ambiguïté de localisation du défaut sur la branche B_3 ou B'_3 pour le réflectomètre R_3 . Pour résumer, les branches ambiguës sont alors : B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . Si on se limite à ces connaissances, on a deux cas équiprobables : soit il existe un défaut sur la branche B_3

soit il existe un défaut sur la branche B_2 , un défaut sur la branche B_6 et un défaut sur la branche B'_3 .

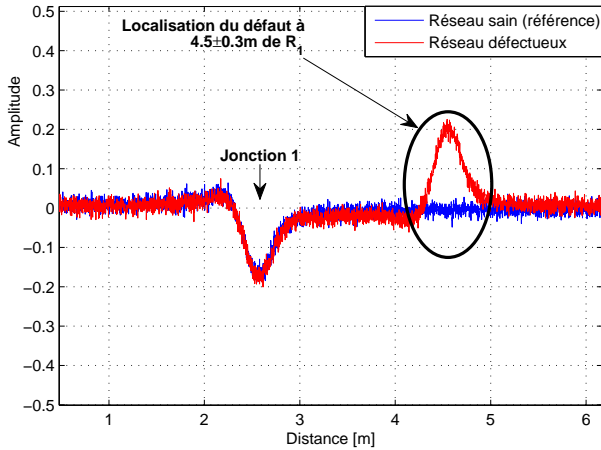


FIGURE 5.35: Construction du réflectogramme de R_1 .

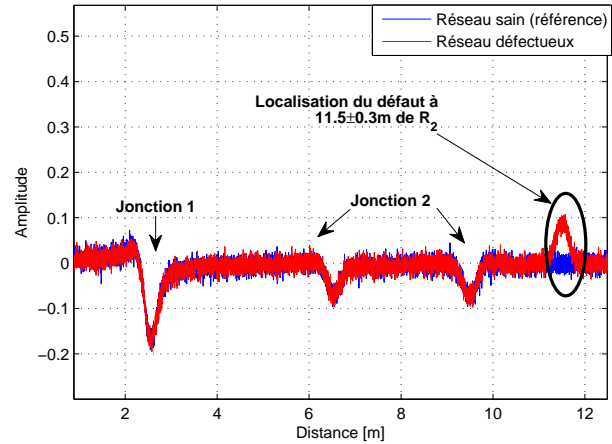


FIGURE 5.36: Construction du réflectogramme de R_2 .

La branche B_3 est soumise à un stress thermique. Elle passe à côté d'une source de chaleur (un moteur, par exemple). Donc, la température d'utilisation est plus importante que celle où opèrent les autres câbles, ce qui a favorisé l'apparition du défaut non franc. En effet, ce stress thermique va accélérer son vieillissement et par suite augmenter le bruit thermique présent.

Dans le réseau bayésien développé dans la section 5.2.3, nous avons introduit les données suivantes : $P(X_{Lc} = \text{Faible}) = 100\%$ (la longueur des branches est inférieure à 10 m), $P(X_{Bp} = \text{Large}) = 100\%$ (la bande passante est [0-500 MHz] exceptée de la bande FM déjà occupée par les signaux utiles), $P(X_{Bl} = \text{Vrai}) = 100\%$ (les branches sont considérées blindées), $P(X_{Cv} = \text{Absents}) = 100\%$ (les câbles sont isolés), $P(X_{Ic} = \text{Absente}) = 100\%$ (l'interférence est résolue grâce à l'annulation des bandes interdites), $P(X_{Ag} = \text{Neuf}) = 100\%$ (les câbles opèrent dans un système effectuant 1000 cycles). La donnée la plus importante concerne la branche B_3 qui est utilisée à une température maximale, ce qui permet d'écrire $P(X_{Tu} = \text{Maximale}) = 100\%$. Cependant, pour les autres câbles, nous introduisons $P(X_{Tu} = \text{Opérationnelle}) = 100\%$. Les trois réflectomètres sont considérés fiables en émission et en réception $P(X_{Fe} = \text{Vrai}) = P(X_{Fr} = \text{Vrai}) = 98.99\%$.

Dans notre cas d'application, les branches sont adaptées à leurs extrémités afin de permettre la circulation de l'information entre les différentes fonctions du système (A.B.S, éclairage, etc.). On peut insérer les valeurs de probabilités de la variable *Réception du signal* de la façon suivante : Si le réflectomètre R_i , $i \in \{1, 2, 3\}$ considère que la branche est ambiguë, $P(X_R = \text{Vrai}) = 100\%$. Sinon, $P(X_R = \text{Vrai}) = 0\%$.

Nous propageons ces connaissances dans le réseau bayésien sur chaque branche. On se limite toutefois aux branches ambiguës : B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 pour chacun des réflectomètres R_1 , R_2 et R_3 . La figure 5.37 montre la plupart des données introduites dans le réseau bayésien puis propagées

5.4.2 Réalisation du diagnostic local

par inférence pour calculer la probabilité de détection du défaut sur la branche B_2 .



FIGURE 5.37: Propagation des données dans le réseau bayésien puis le calcul de la probabilité de détection du défaut sur la branche B_2 .

Le tableau 5.23 montre les probabilités obtenues pour le réflectomètre R_1 par rapport à la présence du défaut sur les branches B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . On peut remarquer que la probabilité de détection du défaut sur la branche B_2 (69.55%) est plus importante que la probabilité de détection du défaut sur la branche B_3 (68.34%). En comparant les deux probabilités, nous avons tendance à conclure que la branche B_2 est la branche défectueuse. En effet, le fait que la branche B_3 soit soumise à une température d'utilisation plus importante que les autres branches ambiguës a accéléré son vieillissement d'une part et a augmenté surtout le bruit thermique sur la branche. La présence du stress thermique a dégradé la fiabilité du diagnostic effectué par le réflectomètre R_1 .

Information	$P(X_{Dd} = Vrai)$
$P_{R_1}^{B_3}$	68.34%
$P_{R_1}^{B_2}$	69.55%
$P_{R_1}^{B'_3}$	0.11%
$P_{R_1}^{B_6}$	0.11%

TABLE 5.23: Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_1 .

Le tableau 5.24 montre les probabilités obtenues à partir de l'interprétation des données du réflectomètre R_2 par rapport à la présence du défaut sur les branches B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . On peut remarquer que les probabilités de détection du défaut sur les branches B_6 et B'_3 (69.55%) sont légèrement plus importantes que la probabilité de détection du défaut sur la branche B_3 (68.34%). Ici, nous aurions pu différencier les deux branches B_6 et B'_3 par leurs longueurs puisque la branche

B_6 est égale à 7 m et la branche B'_3 est égale à 2.5 m. L'atténuation est plus importante sur la branche B_6 que sur la branche B'_3 puisqu'elle est plus longue. Cependant, dans le réseau bayésien, nous avons considéré 3 modalités : Faible (longueur inférieure à 10 m), Moyenne (longueur entre 10 m et 100 m) et Élevée (longueur supérieure à 100 m). En comparant les probabilités obtenues, nous avons tendance à conclure que le défaut se trouve soit sur la branche B'_3 soit sur la branche B_6 . La présence du stress thermique a faussé le diagnostic du défaut effectué par le réflectomètre R_2 .

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
$P_{R_2}^{B_3}$	68.34%
$P_{R_2}^{B_2}$	0.11%
$P_{R_2}^{B'_3}$	69.55%
$P_{R_2}^{B_6}$	69.55%

TABLE 5.24: Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_2 .

Le tableau 5.25 montre les probabilités obtenues à partir de l'interprétation des données du réflectomètre R_3 par rapport à la présence du défaut sur les branches B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . On peut remarquer que la probabilité de détection du défaut sur la branche B'_3 (69.55%) est légèrement plus importante que la probabilité de détection du défaut sur la branche B_3 (68.34%). En comparant les deux probabilités, nous avons tendance à conclure que la branche B'_3 est la branche défectueuse. La présence du stress thermique a dégradé là aussi la fiabilité du diagnostic effectué par le réflectomètre R_3 .

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
$P_{R_3}^{B_3}$	68.34%
$P_{R_3}^{B_2}$	0.11%
$P_{R_3}^{B'_3}$	69.55%
$P_{R_3}^{B_6}$	0.11%

TABLE 5.25: Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës selon R_3 .

En analysant les données obtenues par le diagnostic local, nous pouvons légitimement penser que le défaut existe sur la branche B'_3 . Cette constatation nous laisse conclure que le fait que chaque réflectomètre effectue sa mesure de diagnostic séparément ne permet pas forcément d'éliminer l'ambiguïté et améliorer la fiabilité du diagnostic dans un réseau complexe. Pour résoudre cette contrainte, nous faisons appel à la fusion d'informations obtenues par chaque réflectomètre. On parle ici d'un diagnostic global que nous allons effectuer dans ce qui suit.

5.4.3 Réalisation du diagnostic global

Dans cette étape, nous allons représenter les données obtenues sur chacune des branches ambiguës après fusion d'informations. Les informations fusionnées reflètent non seulement

l'information générée par chaque réflectomètre, mais aussi l'information qui n'aurait pu être générée par aucune des sources prises séparément. Le tableau 5.26 montre la probabilité globale de la présence du défaut sur la branche B'_3 qui est égale à $P^{B'_3} = 46.86\%$. Elle est obtenue par application de la moyenne entre les probabilités de détection du défaut sur la branche B'_3 par R_1 , R_2 et R_3 (voir équation (5.7)).

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
$P_{R_1}^{B'_3}$	0.11%
$P_{R_2}^{B'_3}$	69.55%
$P_{R_3}^{B'_3}$	69.55%
$P^{B'_3}$	46.40%

TABLE 5.26: Probabilité de présence du défaut sur la branche B'_3 .

De la même façon, nous calculons la probabilité globale des autres branches ambiguës B_3 , B_2 et B_6 comme le récapitule le tableau 5.27. En se basant sur les informations globales obtenues, il est maintenant possible de prendre la décision sur la branche défectueuse. Pour cela, nous appliquons la relation de l'équation (5.8) permettant de déduire que la branche B_3 est la branche défectueuse puisqu'elle représente la probabilité maximale.

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
P^{B_3}	68.34%
P^{B_2}	23.25%
$P^{B'_3}$	46.40%
P^{B_6}	23.25%

TABLE 5.27: Probabilité globale sur chaque branche ambiguë.

La fusion des données permet d'éliminer l'ambiguïté de localisation du défaut dans un réseau complexe lorsque les réflectomètres sont fiables (émission, réception et traitement). Ce constat ne fait que confirmer l'intérêt de la communication intégrée dans le chapitre 4 grâce à la capacité de la méthode de diagnostic OMTDR à manipuler des signaux porteurs d'informations. Nous proposons dans ce qui suit de reprendre la même stratégie développée précédemment mais dans le cas d'un ou plusieurs réflectomètres non fiables.

5.4.4 Intérêt de la fusion des données dans le cas des réflectomètres non fiables

Nous proposons maintenant de considérer le même réseau décrit précédemment (voir figure 5.34). Dans un premier temps, nous considérons que la valeur de fiabilité du réflectomètre en traitement est égale à $P(X_{Ft} = \text{Vrai}) = 40\%$. Cette information est ainsi introduite et propagée dans le réseau développé précédemment. Le tableau 5.28 montre les probabilités obtenues pour le réflectomètre R_1 par rapport à la présence du défaut sur les branches B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . On

peut remarquer que suite à la dégradation de la fiabilité du réflectomètre R_1 , la confiance dans le diagnostic a diminué passant pour la branche B_2 de 69.55% à 49.20%. La même constatation peut être effectuée sur la branche B_3 .

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
$P_{R_1}^{B_3}$	48.35%
$P_{R_1}^{B_2}$	49.20%
$P_{R_1}^{B'_3}$	0.11%
$P_{R_1}^{B_6}$	0.11%

TABLE 5.28: Probabilité de présence du défaut sur les branches ambiguës lorsque R_1 est non fiable.

Le tableau 5.29 résume les informations globales calculées après fusion des données de R_1 , R_2 et R_3 sur chaque branche ambiguë B_3 , B_2 , B'_3 et B_6 . On souligne que les autres réflectomètres R_2 et R_3 sont considérés fiables en émission, en réception et en traitement. On peut remarquer que malgré la perte en fiabilité du réflectomètre R_1 , nous avons réussi à localiser la branche défectueuse (la branche B_3) grâce à la fusion des données puisqu'elle représente toujours la probabilité globale la plus élevée par rapport aux autres branches. En effet, la participation des autres réflectomètres fiables R_2 et R_3 dans la prise de décision a permis d'aboutir à une bonne décision malgré que nous avons perdu en termes de confiance par rapport à la présence du défaut sur la branche B_3 qui est passée de 68.34% à 61.67%.

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
P^{B_3}	61.67%
P^{B_2}	16.47%
$P^{B'_3}$	46.40%
P^{B_6}	23.25%

TABLE 5.29: Informations globales dans le cas d'un réflectomètre non fiable.

Nous proposons maintenant de dégrader un peu plus la situation en ajoutant la perte en fiabilité du réflectomètre R_2 en traitement qui atteint dans notre étude 40% (idem pour R_1). Le tableau 5.30 montre les informations globales issues de la fusion des données sur chaque branche. On peut remarquer que malgré la perte en fiabilité du réflectomètre R_1 et R_2 , nous avons réussi à localiser la branche défectueuse (la branche B_3) grâce à la fusion des données puisqu'elle représente toujours la probabilité globale la plus élevée par rapport aux autres branches. Cependant nous avons perdu en termes de confiance par rapport à la présence du défaut sur la branche B_3 qui est passé de 68.34% à 55.01%.

Nous proposons maintenant de considérer que le réflectomètre R_3 n'est plus capable d'effectuer ni l'injection ni la réception du signal. On peut ainsi écrire $P(X_I = \text{Vrai}) = P(X_R = \text{Vrai}) = 0\%$. En introduisant cette information dans le réseau bayésien, nous obtenons la probabilité suivante : $P(X_{Dd} = \text{Vrai}) = 0.11\%$ pour toutes les branches. Nous proposons

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
P^{B_3}	55.01%
P^{B_2}	16.47%
$P^{B'_3}$	39.62%
P^{B_6}	16.47%

TABLE 5.30: Informations globales dans le cas de deux réflectomètres non fiables.

maintenant de propager cette information, nous obtenons les résultats décrits dans le tableau 5.31. On peut remarquer que malgré la perte d'un réflectomètre R_3 , nous ayons réussi à localiser la branche défectueuse (la branche B_3) grâce à la fusion des données puisqu'elle représente toujours la probabilité globale la plus élevée par rapport aux autres branches. Cependant nous avons largement perdu en termes de confiance par rapport à la présence du défaut sur la branche B_3 qui est passée de 68.34% à 32.27%.

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
P^{B_3}	32.27%
P^{B_2}	16.47%
$P^{B'_3}$	16.47%
P^{B_6}	16.47%

TABLE 5.31: Informations globales dans le cas d'un réflectomètre non fonctionnel.

Nous considérons maintenant que le réflectomètre R_1 n'est plus fonctionnel ni en émission ni en réception. Nous propageons cette information dans le réseau et nous obtenons la probabilité suivante : $P(X_{Dd} = \text{Vrai}) = 0.11\%$ pour toutes les branches. Après la fusion des données, nous obtenons les résultats décrits dans le tableau 5.32.

Information	$P(X_{Dd} = \text{Vrai})$
P^{B_3}	16.19%
P^{B_2}	0.11%
$P^{B'_3}$	16.47%
P^{B_6}	16.47%

TABLE 5.32: Informations globales dans le cas de deux réflectomètres non fonctionnels.

Le tableau 5.32 montre les probabilités obtenues par rapport à la présence du défaut sur les branches B_3 , B_2 , B_6 et B'_3 . On peut remarquer que le choix est limité ainsi à trois branches B_3 , B'_3 et B_6 . On a donc tendance à dire que soit la branche B'_3 soit la branche B_6 est la branche défectueuse puisqu'elles ne sont pas soumises à une température maximale comme le cas de la branche B_3 . En effet, l'imperfection des données peut aussi dégrader la fiabilité du diagnostic même si la fusion des données a été bien effectuée.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons intégré les facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie pour évaluer la fiabilité du diagnostic effectué. Pour cela, nous avons identifié dans un premier temps les facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie que nous avons classés en sous-classes telles que : environnement du câble, caractéristiques du câble, perturbations dues au câble, effets des perturbations, caractéristiques du réflectomètre et procédure de réflectométrie.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié les effets de ces paramètres sur la mesure de réflectométrie par expérimentations, simulations, équations, etc. Les connaissances mixtes ainsi collectées ont été ensuite représentées par un réseau bayésien. L'objectif était d'évaluer la fiabilité du diagnostic sur une branche en propageant les connaissances relatives aux facteurs d'influence.

Nous avons ensuite adapté le modèle du réseau bayésien au contexte d'un réseau complexe. Pour cela, nous avons proposé une nouvelle stratégie probabiliste qui comporte deux étapes : le diagnostic local et le diagnostic global. Dans le diagnostic local, nous avons modélisé un sous-réseau bayésien pour chaque branche diagnostiquée par un réflectomètre. Cette étape a permis de fournir une information locale sur la présence du défaut sur chacune des branches. Nous avons alors fusionné ces informations pour calculer l'information globale et faciliter ainsi la prise de décision. Dans la dernière section, nous avons montré que la fusion d'informations permettait de prendre la décision sur la localisation du défaut avec un certain degré d'incertitude même si un ou plusieurs réflectomètres étaient non fiables sur le réseau.

Il est important de souligner que le mariage entre la thématique des réseaux bayésiens et le diagnostic par réflectométrie est une contribution originale qui n'a jamais été proposée jusqu'à alors. Le travail réalisé et relaté dans ce chapitre n'est qu'une ébauche. Nous proposons d'intégrer d'autres fonctions intéressantes du réseau bayésien telles que l'apprentissage supervisé, l'intégration du temps (réseaux bayésiens dynamiques [19]) et éventuellement l'utilisation des techniques PHM pour anticiper l'apparition d'un défaut [20].

Références Bibliographiques

- [1] K.L. Murty. *Materials Ageing and Degradation in Light Water Reactors : Mechanisms and Management*. Woodhead Publishing Series in Energy. Elsevier Science, 2013.
- [2] Hashemian H. M. and Bean W. C. Advanced cable-testing techniques for nuclear power plants. *Nuclear technology*, 176(3) :414 – 429, 2011.
- [3] L. El Sahmarany. *Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie*. PhD thesis, Sciences pour l'Ingénieur de Clermont-Ferrand, 2013.
- [4] Y. Mecheri, L. Boukezzi, A. Boubakeur, and M. Lallouani. Dielectric and Mechanical Behavior of Cross-Linked Polyethylene Under Thermal Aging. In *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, pages 560 – 563, 2000.
- [5] A. Tilmatine. *Matériaux Diélectriques*. PhD thesis, Université de Toulouse, Mars 2009.
- [6] M. Franchet. *Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles*. PhD thesis, Université Paris-Est, Septembre 2012.
- [7] P. Amini, C. Furse, and B. Farhang-Boroujeny. Filterbank multicarrier reflectometry for cognitive live wire testing. *IEEE Sensors Journal*, 9(12) :1831–1837, Dec 2009.
- [8] S. Kay. *Modern Spectral Estimation : Theory and Application*. 1987.
- [9] N. Ravot. *Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie*. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin 2007.
- [10] F. Auzanneau. Wire Troubleshooting and Diagnosis : Review and Perspective. *Progress In Electromagnetics Research B*, 49 :253–279, 2013.
- [11] S. Verron. *Diagnostic et surveillance des processus complexes par réseaux bayésiens*. PhD thesis, Institut des Sciences et Techniques de l'Ingénieur d'Angers, Décembre 2007.
- [12] P. Naim, P.H. Wuillemin, P. Leray, O. Pourret, and A. Becker. *Réseaux bayésiens*. Algorithmes. Eyrolles, 2011.
- [13] E. Charniak. Bayesian Networks Without Tears. *AI MAGAZINE*, 12(4) :50–63, 1991.
- [14] T. Verma and J. Pearl. A Theory of Inferred Causation. In *Second International Conference on the Principles of Knowledge Representation and Reasoning*, Cambridge, Massachusetts, April 1991.
- [15] T.D. Nielsen and F.V. JENSEN. *Bayesian Networks and Decision Graphs*. Information Science and Statistics. Springer, 2009.
- [16] P. Weber, G. Medina-Oliva, C. Simon, and B. Iung. Overview on bayesian networks applications for dependability, risk analysis and maintenance areas. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 25(4) :671 – 682, 2012. Special Section : Dependable System Modeling and Analysis.

- [17] A. Lelong and M.O. Carrion. On line wire diagnosis using Multicarrier Time Domain Reflectometry for fault location. In *IEEE Sensors, 2009*, pages 751–754, Oct 2009.
- [18] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A. Tchangani. Ambiguity Cancellation for Wire Fault Location based on Cable Life Profile. In *Proceedings of IFAC World Congress, Cape Town, South of Africa, August 2014*.
- [19] K.P. Murphy. *Dynamic Bayesian Networks : Representation, Inference and Learning*. PhD thesis, University of California, Berkeley, 2002.
- [20] A. Muller, M.C. Suhner, and B. Iung. Bayesian Network-based Proactive Maintenance. In Cornelia Spitzer, Ulrich Schmocker, and VinhN. Dang, editors, *Probabilistic Safety Assessment and Management*, pages 2066–2071. Springer London, 2004.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de recherche menés dans cette étude avaient pour objectif de proposer et développer de nouvelles stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes permettant d'optimiser les performances, le coût et la fiabilité du diagnostic des câbles sous contraintes opérationnelles d'utilisation (prise en compte de l'environnement, des caractéristiques du câble, de la fiabilité du système du diagnostic, etc.).

Nous avons présenté dans le premier chapitre le contexte ainsi que les problématiques posées dans cette étude. En effet, l'augmentation de la complexité des réseaux filaires ainsi que l'exposition des câbles à diverses conditions agressives favorisent l'apparition de défauts. Certains défauts peuvent avoir parfois des conséquences graves lorsque les câbles font partie de systèmes critiques. Le besoin d'embarquer la fonction du diagnostic pour effectuer un monitoring en continu a été identifié. Nous avons fait le choix d'utiliser la réflectométrie pour son aptitude naturelle à s'intégrer dans un système embarqué.

Nous avons introduit dans l'état de l'art du deuxième chapitre les méthodes existantes pour le diagnostic embarqué des câbles. Les avantages et inconvénients de chacune de ces méthodes conçues pour réaliser soit le diagnostic en ligne (réflectométrie par étalement du spectre et réflectométrie multi-porteuse) soit le diagnostic distribué (séquences pseudo-aléatoires et moyennes sélectives) ont été soulignés. Nous avons conclu que la réflectométrie multi-porteuse ainsi que le diagnostic distribué sont deux solutions intéressantes pour réaliser un diagnostic en ligne des réseaux filaires complexes. Motivés par ces constatations, nous avons décidé d'orienter nos travaux selon ces deux axes.

Nous avons proposé et développé, dans le troisième chapitre, une nouvelle méthode de réflectométrie multi-porteuse dénommée OMTDR (**O**rtogonal **M**ulti-tone **T**ime **D**omain **R**eflectometry). L'orthogonalité des sous-porteuses permet d'annuler des bandes interdites plus fines et une efficacité spectrale plus importante en l'absence des bandes fréquentielles de garde (cas des autres méthodes de réflectométrie multi-porteuse). Les résultats de simulation ainsi que les mesures expérimentales effectuées sur des réseaux réels ont montré que la méthode proposée est capable de détecter et localiser un défaut franc ou non franc avec une faible complexité et ce même dans le cas d'un réseau complexe. La méthode OMTDR a fait l'objet d'un dépôt de brevet [1] et d'une communication internationale [2].

Nous avons abordé dans le quatrième chapitre la stratégie du diagnostic distribué. Nous avons proposé, dans un premier temps, une nouvelle méthode d'allocation distribuée des sous-porteuses pour éliminer les problèmes d'interférence. Cette nouvelle méthode offre la possibilité d'effectuer

le diagnostic simultanément en plusieurs points du réseau, et donc de détecter l'apparition des défauts intermittents sans synchronisation. De plus, elle assure que tous les réflectomètres conservent la même perspective du réseau pour une meilleure précision. La méthode d'allocation distribuée a fait l'objet d'un dépôt de brevet [3]. Après avoir éliminé l'interférence, nous avons proposé une nouvelle stratégie de diagnostic permettant de résoudre le problème d'ambiguïté à moindre coût. Elle propose d'utiliser la partie du signal de test qui se propage dans le réseau jusqu'à atteindre un point de réception. Les simulations réalisées ont montré que cette partie permettait de pré-localiser la branche défectueuse. Cette stratégie de réflectométrie a fait l'objet d'une communication internationale [4] et d'une publication dans une revue [5]. Plus loin, l'utilisation d'un signal porteur d'information (méthode OMTDR), nous a permis d'intégrer la communication entre les réflectomètres pour instrumenter la fusion des données et, par suite, de globaliser la prise de décision. Cette stratégie a fait aussi l'objet d'une communication internationale [6].

Malgré la pertinence des stratégies développées au cours de cette étude, nous avons montré dans le cinquième chapitre qu'il existait des facteurs d'influence sur la mesure de réflectométrie. Ces facteurs peuvent être liés à l'environnement d'utilisation, aux caractéristiques du câble, à la fiabilité des réflectomètres, etc. Dans un premier temps, nous avons étudié par simulations et expérimentations les effets de ces paramètres sur la fiabilité du diagnostic. Dans un deuxième temps, nous avons proposé d'exploiter la puissance des réseaux bayésiens en termes d'agrégation des connaissances afin de modéliser le comportement de la mesure de réflectométrie en présence de ces facteurs d'influence. La propagation de ces connaissances a permis d'évaluer la fiabilité du diagnostic dans un câble puis dans un réseau complexe. Nous avons réussi à montrer que la fusion d'informations via la communication entre les réflectomètres permettait d'améliorer les performances ainsi que la fiabilité du diagnostic même en présence d'une ou plusieurs source(s) non fiables. Cette nouvelle stratégie probabiliste a fait l'objet d'une communication internationale [7].

Pour conclure, les travaux effectués dans cette étude ont permis de rendre le réflectomètre plus intelligent grâce à l'intégration de la fonction de communication. Le réflectomètre avait l'exclusivité d'injecter un signal de test, recevoir un signal réfléchi et effectuer les traitements nécessaires pour prendre la décision sur la localisation du défaut indépendamment de ses voisins. Cependant, nous avons montré ici que la fusion des données permettait d'optimiser les performances du diagnostic. La centralisation d'informations facilite, par suite, la prise de décision. En termes de coût du diagnostic, les réflectomètres ne doivent pas être dotés de la même capacité de traitement, de stockage, et d'analyse des données ; seul le réflectomètre central doit être équipé de ces privilèges. Notons également que si la réflectométrie s'intéresse aux anomalies dans les câbles, les réflectomètres évoluent également dans des environnements agressifs et sont potentiellement sujets à défaillance. L'étude que nous avons conduite permet de diagnostiquer l'état des réflectomètres et de détecter l'apparition de dysfonctionnements. Ceci permet d'améliorer la fiabilité du diagnostic et d'étendre la portée des résultats, en guidant l'opérateur de maintenance dans son travail de recherche du défaut.

Perspectives

Les perspectives de ces travaux de recherche sont nombreuses. Nous avons fait le choix de présenter trois axes de recherche que nous estimons intéressants de poursuivre : intégration de la méthode OMTDR, optimisation du nombre et des positions des réflectomètres, et pronostic.

La faisabilité de la méthode de réflectométrie multi-porteuse OMTDR a été vérifiée par des résultats de simulations et validée par des résultats d'expérimentations. Aujourd'hui, les différentes fonctions de la méthode sont en cours d'intégration dans une carte électronique pour mettre en œuvre un système de diagnostic autonome. Pour cela, il est nécessaire d'implémenter l'algorithme que nous avons développé dans le quatrième chapitre. Il permet de détecter et de localiser les défauts par interprétation du réflectogramme et extraction des extremums locaux. Pour intégrer la communication, des réflexions sont en cours pour améliorer des points critiques identifiés au cours de notre étude. On peut citer : la synchronisation, le multiplexage, l'ordonnancement des tâches, le routage des paquets, le débit de transmission, la modulation M-QAM, etc. L'intégration de l'ensemble des algorithmes développés au cours de notre étude repose maintenant sur un travail d'ingénierie pour mettre en œuvre un système fiable et optimisé capable de s'adapter aux contraintes des systèmes embarqués.

Le diagnostic distribué a pour objectif de localiser d'une façon précise et sans ambiguïté la position d'un défaut sur un réseau filaire complexe à moindre coût. Un nombre minimum de réflectomètres doivent être ainsi placés à des points stratégiques du réseau pour atteindre cet objectif. Au cours de notre étude, la problématique d'optimisation du nombre de réflectomètres a été identifiée et une première approche a été développée [8, 9]. Elle consiste, en phase de conception à partir d'un cas déterministe, à placer un réflectomètre à chaque extrémité du réseau puis à optimiser l'architecture de diagnostic en réduisant le nombre de réflectomètres. En phase d'exploitation, le réseau bayésien développé permettra alors d'estimer le niveau de confiance du diagnostic réalisé. Dans ce contexte, nous estimons que des améliorations doivent être apportées au modèle du réseau bayésien existant (intégration par exemple de la fiabilité, environnement d'opération, capacité du stockage, puissance du processeur, batterie, etc). De plus, une grande réflexion doit être effectuée au niveau du choix de l'emplacement des réflectomètres.

Nous estimons que le réseau bayésien que nous avons développé dans notre étude peut être enrichi par d'autres facteurs d'influence tels que la pénétration de l'humidité, le stress mécanique, les paramètres primaires du câble (R, L, C et G), etc. Les probabilités conditionnelles ou a priori basées sur l'avis de l'expert doivent être aussi raffinées. Mise à part l'évaluation de la fiabilité du diagnostic, les réseaux bayésiens statiques offrent la possibilité de remonter aux causes les plus probables d'un défaut observé. Il est ainsi possible de savoir si le défaut a eu lieu suite à un vieillissement, un dépassement de la température maximale, une pénétration de l'humidité, etc. L'axe de recherche à privilégier est le pronostic. En effet, les méthodes de réflectométrie permettent généralement de détecter la présence du défaut après sa réalisation. Cependant, il serait plus intéressant de prévoir l'apparition du défaut. Les réseaux bayésiens dynamiques permettent de tenir compte de l'évolution du système et de prédire son comportement futur en fonction de son état actuel. Notons également qu'il serait intéressant d'estimer la période de fin de vie d'un câble grâce à l'utilisation des réseaux bayésiens dynamiques.

L'étude menée durant ces trois années forme un excellent point de départ pour le déploiement d'un système de diagnostic distribué au sein d'un système communicant complexe pour en maximiser la couverture grâce à la fusion d'informations.

Productions scientifiques et Brevets

- [1] W. Ben Hassen and F. Auzanneau. Méthode de localisation de défauts électriques au sein d'un réseau de lignes de transmission et système associé, 2013. Brevet, nuémro de soumission : 1000213631.
- [2] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Pérès, and A.P. Tchangani. On-line Diagnosis Using Orthogonal Multi-Tone Time Domain Reflectometry in a Lossy Cable. In *10th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD), 2013*, pages 1–6, March 2013.
- [3] W. Ben Hassen and F. Auzanneau. Méthode de génération d'un signal de réflectométrie multi-porteuses pour une mise en oeuvre dans un système distribué, 2013. Brevet, numéro de soumission : 1000213630.
- [4] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Peres, and A.P. Tchangani. OMTDR Using BER Estimation for Ambiguities Cancellation in Ramified Networks Diagnosis. In *IEEE Eighth International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, 2013*, pages 414–419, April 2013.
- [5] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Peres, and A.P. Tchangani. Distributed Reflectometry Method for Wire Fault Location using BER in CAN Bus. *Transactions on Systems, Signals and Devices*, 2014.
- [6] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A.P. Tchangani. Diagnosis Sensor Fusion for Wire Fault Location in CAN Bus Systems. In *IEEE SENSORS, 2013*, pages 1–4, Nov 2013.
- [7] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A. Tchangani. Ambiguity Cancellation for Wire Fault Location based on Cable Life Profile. In *Proceedings of IFAC World Congress*, Cape Town, South of Africa, August 2014.
- [8] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A. Tchangani. Optimisation de capteurs de diagnostic de défauts par réflectométrie dans les réseaux filaires complexes en utilisant les Réseaux Bayésiens. In *Qualita'13*, Compiègne, France, March 2013.
- [9] W. Ben Hassen, F. Auzanneau, F. Peres, and A. Tchangani. A Distributed Diagnosis Strategy using Bayesian Network for Complex Wiring Networks. In *IFAC Workshop on Advanced Maintenance Engineering, Services and Technology (AMEST)*, Seville, Spain, November 2012.

Calcul du coefficient de réflexion et de transmission dans un réseau complexe



On propose de calculer le coefficient de réflexion et de transmission dans un réseau filaire de topologie complexe comme présenté par la figure A.1.

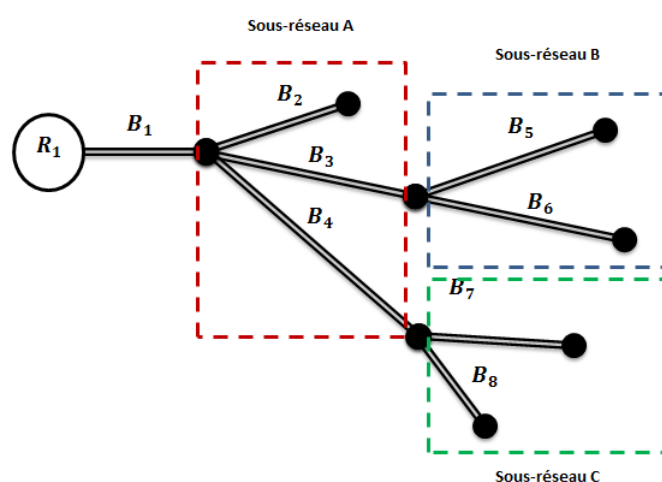


FIGURE A.1: Topologie d'un réseau filaire complexe.

Le réseau complexe A.1 comporte huit branches de même impédance caractéristique Z_c et notées B_i , $i \in \{1, 2, \dots, 8\}$. Chaque branche est représentée par sa matrice ABCD. Le réflectomètre R_1 est connecté à la branche B_1 . Les branches B_2, B_5, B_6, B_7 et B_8 sont chargées respectivement par les impédances Z'_2, Z'_5, Z'_6, Z'_7 et Z'_8 . Le tableau A.1 résume les longueurs des branches du réseau en mètres (m).

Branch	Longueur	Branch	Longueur
B_1	1 m	B_5	1.7 m
B_2	0.75 m	B_6	2 m
B_3	2.2 m	B_7	1.7 m
B_4	4.3 m	B_8	1 m

TABLE A.1: Longueurs des branches B_i , $i \in \{1, 2, \dots, 8\}$ dans le réseau.

A.1 Calcul du coefficient de réflexion

On cherche à calculer le coefficient de réflexion équivalent à l'ensemble du réseau, appelé S_{11} . On propose de diviser le réseau en des sous-réseaux de forme générique (étoile, Y, ligne de transmission) afin de réduire la complexité du calcul. On obtient ainsi 3 sous-réseaux : A, B et C.

Dans un premier temps, on propose de calculer le coefficient de réflexion équivalent au sous-réseau A avec :

$$Z'_1 = \frac{1}{Y'_1} = \frac{1}{Y_2 + Y_3 + Y_4}. \quad (\text{A.1})$$

où $Y_2 = \frac{C_2 Z'_2 + D_2}{A_2 Z'_2 + B_2}$, $Y_3 = \frac{C_3 Z'_3 + D_3}{A_3 Z'_3 + B_3}$, $Y_4 = \frac{C_4 Z'_4 + D_4}{A_4 Z'_4 + B_4}$.

On obtient alors la fonction suivante :

$$Z'_1 = \frac{1}{\frac{C_2 Z'_2 + D_2}{A_2 Z'_2 + B_2} + \frac{C_3 Z'_3 + D_3}{A_3 Z'_3 + B_3} + \frac{C_4 Z'_4 + D_4}{A_4 Z'_4 + B_4}}. \quad (\text{A.2})$$

Il reste à remplacer Z'_3 et Z'_4 par les coefficients de réflexion équivalents respectivement aux sous-réseaux B et C, obtenus avec les relations :

$$Z'_3 = \frac{1}{Y'_3} = \frac{1}{Y_5 + Y_6}. \quad (\text{A.3})$$

$$Z'_4 = \frac{1}{Y'_4} = \frac{1}{Y_7 + Y_8}. \quad (\text{A.4})$$

On peut ainsi calculer Z'_3 en se basant sur les admittances des ports 5 et 6 données comme suit :

$$Y_5 = \frac{C_5 Z'_5 + D_5}{A_5 Z'_5 + B_5}. \quad (\text{A.5})$$

$$Y_6 = \frac{C_6 Z'_6 + D_6}{A_6 Z'_6 + B_6}. \quad (\text{A.6})$$

$$Z'_3 = \frac{1}{\frac{C_5 Z'_5 + D_5}{A_5 Z'_5 + B_5} + \frac{C_6 Z'_6 + D_6}{A_6 Z'_6 + B_6}}. \quad (\text{A.7})$$

De la même façon, on calcule Z'_4 avec :

$$Y_7 = \frac{C_7 Z'_7 + D_7}{A_7 Z'_7 + B_7}. \quad (\text{A.8})$$

$$Y_8 = \frac{C_8 Z'_8 + D_8}{A_8 Z'_8 + B_8}. \quad (\text{A.9})$$

$$Z'_4 = \frac{1}{\frac{C_7 Z'_7 + D_7}{A_7 Z'_7 + B_7} + \frac{C_8 Z'_8 + D_8}{A_8 Z'_8 + B_8}}. \quad (\text{A.10})$$

L'équation (A.11) devient alors :

$$Z'_1 = \frac{1}{\frac{C_2 Z'_2 + D_2}{A_2 Z'_2 + B_2} + \frac{C_3 \frac{1}{\frac{C_5 Z'_5 + D_5}{A_5 Z'_5 + B_5} + \frac{C_6 Z'_6 + D_6}{A_6 Z'_6 + B_6}} + D_3}{A_3 \frac{1}{\frac{C_5 Z'_5 + D_5}{A_5 Z'_5 + B_5} + \frac{C_6 Z'_6 + D_6}{A_6 Z'_6 + B_6}} + B_3} + \frac{C_4 \frac{1}{\frac{C_7 Z'_7 + D_7}{A_7 Z'_7 + B_7} + \frac{C_8 Z'_8 + D_8}{A_8 Z'_8 + B_8}} + D_4}{A_4 \frac{1}{\frac{C_7 Z'_7 + D_7}{A_7 Z'_7 + B_7} + \frac{C_8 Z'_8 + D_8}{A_8 Z'_8 + B_8}} + B_4}}. \quad (\text{A.11})$$

On obtient ainsi l'impédance équivalente au port 1 :

$$Z_1 = \frac{A_1 Z'_1 + B_1}{C_1 Z'_1 + D_1}. \quad (\text{A.12})$$

Le coefficient du réflexion équivalent à tout le réseau est alors :

$$S_{11} = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c}. \quad (\text{A.13})$$

La figure A.2 montre le réflectogramme correspondant au réseau de topologie complexe de la figure A.1. On peut remarquer que la complexité de l'analyse du réflectogramme va de pair avec la complexité du réseau cible. Ceci rend la détection du défaut plus difficile surtout dans le cas d'un défaut non franc de faible amplitude.

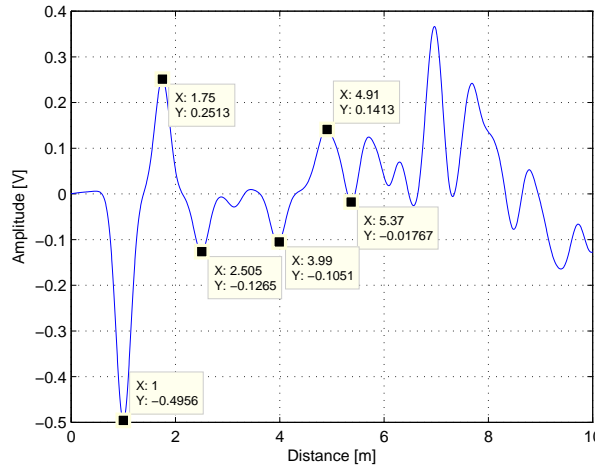


FIGURE A.2: Réflectogramme d'un réseau complexe.

A.2 Calcul du coefficient de transmission

Pour calculer le coefficient de transmission, on place deux réflectomètres aux extrémités des lignes B_6 et B_8 notés R_2 et R_3 , respectivement. Pour cela, on utilise le formalisme de la matrice ABCD comme le montre la figure A.3. I_k et V_k représentent le courant et la tension au port k , respectivement. I'_k et V'_k représentent le courant et la tension au port k' , respectivement. a_k et a'_k sont les ondes entrantes et b_k et b'_k sont les ondes sortantes.

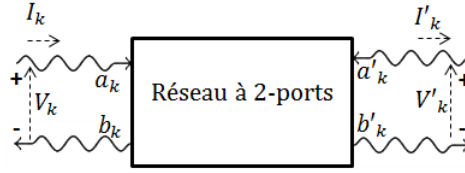


FIGURE A.3: Formalisme de la matrice ABCD.

Le passage entre les paramètres de la matrice S et de la matrice ABCD au niveau des deux ports est donné par les relations suivantes :

$$V_1 = a_1 + b_1. \quad (\text{A.14})$$

$$V'_1 = a'_1 + b'_1. \quad (\text{A.15})$$

$$Z_c I_1 = a_1 - b_1. \quad (\text{A.16})$$

$$-Z_c I_1 = a'_1 - b'_1. \quad (\text{A.17})$$

Le coefficient de transmission du réflectomètre R_1 au réflectomètre R_2 s'écrit :

$$S_{61} = \frac{b'_6}{a_1 a'_6=0}. \quad (\text{A.18})$$

On peut écrire alors :

$$a_1 + b_1 = A_1 V'_1 + B_1 I'_1. \quad (\text{A.19})$$

$$\frac{a_1 - b_1}{Z_c} = C_1 V'_1 + D_1 I'_1. \quad (\text{A.20})$$

$$2a_1 = (A_1 + C_1 Z_c) V'_1 + (B_1 + D_1 Z_c) I'_1. \quad (\text{A.21})$$

Or,

$$I'_1 = I_2 + I_3 + I_4. \quad (\text{A.22})$$

$$I_2 = C_2 V'_2 + D_2 I'_2 = \left(C_2 - \frac{D_2}{Z_c} \right) a'_2 + \left(C_2 + \frac{D_2}{Z_c} \right) b'_2 = \left(C_2 + \frac{D_2}{Z_c} \right) b'_2. \quad (\text{A.23})$$

$$I_3 = C_3 V'_3 + D_3 I'_3. \quad (\text{A.24})$$

Or,

$$I'_3 = I_5 + I_6. \quad (\text{A.25})$$

Cherchons I_5 et I_6 :

$$I_5 = C_5 V'_5 + D_5 I'_5 = \left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) b'_5. \quad (\text{A.26})$$

$$I_6 = C_6 V_6' + D_6 I_6' = \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) b_6'. \quad (\text{A.27})$$

On a $V_3' = V_5 = V_6$ d'où :

$$V_5 = A_5 V_5' + B_5 I_5' = \left(A_5 - \frac{B_5}{Z_c} \right) a_5' + \left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right) b_5' = \left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right) b_5'. \quad (\text{A.28})$$

de même :

$$V_6 = A_6 V_6' + B_6 I_6' = \left(A_6 - \frac{B_6}{Z_c} \right) a_6' + \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right) b_6' = \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right) b_6'. \quad (\text{A.29})$$

Sachant que $V_5 = V_6$, on peut conclure que :

$$b_5' = \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} b_6'. \quad (\text{A.30})$$

D'où, on peut écrire l'équation (A.25) comme suit :

$$I_3' = I_5 + I_6 = \left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} b_6' + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) b_6'. \quad (\text{A.31})$$

On peut conclure que I_3 s'obtient par :

$$I_3 = C_3 V_3' + D_3 I_3' = C_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6} \right) b_6' + D_3 \left[\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} b_6' + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) b_6' \right]. \quad (\text{A.32})$$

On cherche maintenant à écrire I_4 en fonction de b_6' :

$$I_4 = C_4 V_4' + D_4 I_4'. \quad (\text{A.33})$$

Or

$$I_4' = I_7 + I_8. \quad (\text{A.34})$$

Comme on a fait précédemment pour I_3' , on peut écrire :

$$I_4' = I_7 + I_8 = \left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c} \right) b_7' + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c} \right) b_8'. \quad (\text{A.35})$$

On a $V_4' = V_7 = V_8$, on obtient alors :

$$V_7 = \left(A_7 + \frac{B_7}{Z_7} \right) b_7'. \quad (\text{A.36})$$

$$V_8 = \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8} \right) b_8'. \quad (\text{A.37})$$

Sachant que $V_7 = V_8$, on peut conclure que :

$$b'_7 = \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c}\right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c}\right)} b'_8. \quad (\text{A.38})$$

D'où,

$$I'_4 = I_7 + I_8 = \left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c}\right) b'_7 + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c}\right) b'_8 = \left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c}\right) \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c}\right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c}\right)} b'_8 + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c}\right) b'_8. \quad (\text{A.39})$$

On cherche à écrire I'_4 en fonction de b'_6 . Pour cela on a $V_4 = V_3$, d'où :

$$V_4 = V_3 = A_3 V'_3 + B_3 I'_3 = A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6}\right) b'_6 + B_3 \left[\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c}\right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c}\right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c}\right)} b'_6 + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c}\right) b'_6 \right]. \quad (\text{A.40})$$

On sait que :

$$V_4 = A_4 V'_4 + B_4 I'_4. \quad (\text{A.41})$$

d'où

$$V'_4 = \frac{1}{A_4} (V_4 - B_4 I'_4). \quad (\text{A.42})$$

On écrit alors :

$$V'_4 = \frac{1}{A_4} \left[A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6}\right) b'_6 + B_3 \left(\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c}\right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c}\right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c}\right)} b'_6 + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c}\right) b'_6 \right) \right] - \frac{1}{A_4} \left[B_4 \left(\left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c}\right) \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c}\right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c}\right)} b'_8 + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c}\right) b'_8 \right) \right]. \quad (\text{A.43})$$

Or, puisque $V'_4 = V_8$, on peut écrire V'_4 , autrement :

$$V'_4 = \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8}\right) b'_8. \quad (\text{A.44})$$

D'après les équations (A.43) et (A.44), on peut écrire :

$$\begin{aligned} & \frac{1}{A_4} \left[A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6}\right) + B_3 \left(\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c}\right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c}\right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c}\right)} + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c}\right) \right) \right] b'_6 \\ & = \frac{1}{A_4} \left[B_4 \left(\left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c}\right) \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c}\right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c}\right)} + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c}\right) \right) \right] b'_8 + \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8}\right) b'_8. \quad (\text{A.45}) \end{aligned}$$

On peut écrire alors :

$$b'_8 = \left[\frac{\frac{1}{A_4} \left(A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6} \right) + B_3 \left(\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) \right) \right)}{\frac{1}{A_4} \left(B_4 \left(\left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c} \right) \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c} \right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c} \right)} + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c} \right) \right) \right) + \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8} \right)} \right] b'_6. \quad (\text{A.46})$$

La formule de I_4 peut ainsi s'écrire comme suit :

$$I_4 = C_4 V'_4 + D_4 I'_4 = \left(C_4 \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8} \right) + D_4 \left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c} \right) \frac{\left(A_8 + \frac{B_8}{Z_c} \right)}{\left(A_7 + \frac{B_7}{Z_c} \right)} + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c} \right) \right) b'_8. \quad (\text{A.47})$$

Il suffit de remplacer b'_8 par b'_6 en se référant à l'équation (A.46) pour écrire I_4 en fonction de b'_6 . On cherche maintenant à écrire I_2 en fonction de b'_6 . On sait que $V_2 = V_3 = V_4$. Or, V_2 s'écrit :

$$V_2 = A_2 V'_2 + B_2 I'_2 = \left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right) b'_2. \quad (\text{A.48})$$

Or,

$$V_3 = A_3 V'_3 + B_3 I'_3 = \left(A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right) + B_3 \left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} + B_3 \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) \right) b'_6. \quad (\text{A.49})$$

On peut alors écrire :

$$b'_2 = \left(\frac{\left(A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right) + B_3 \left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} + B_3 \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) \right)}{\left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right)} \right) b'_6. \quad (\text{A.50})$$

$$I_2 = \left(C_2 + \frac{D_2}{Z_c} \right) \left(\frac{\left(A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right) + B_3 \left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{\left(A_6 + \frac{B_6}{Z_c} \right)}{\left(A_5 + \frac{B_5}{Z_c} \right)} + B_3 \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) \right)}{\left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right)} \right) b'_6. \quad (\text{A.51})$$

On peut ainsi écrire I'_1 en fonction de b'_6 en se référant aux équations (A.51), (A.47) et (A.32). Sachant que $V'_1 = V_2$, l'équation (A.21) alors :

$$2a_1 = (A_1 + C_1 Z_c) V_2 + (B_1 + D_1 Z_c) I'_1 = (A_1 + C_1 Z_c) \left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right) b'_2 + (B_1 + D_1 Z_c) I'_1. \quad (\text{A.52})$$

D'où, on peut calculer S_{61} comme suit :

$$S_{61} = \frac{b'_6}{a_1} = \frac{2b'_6}{(A_1 + C_1 Z_c) \left(A_2 + \frac{B_2}{Z_c} \right) b'_2 + (B_1 + D_1 Z_c) I'_1}. \quad (\text{A.53})$$

Il suffit ainsi de remplacer b'_2 et I'_1 par leurs equations, pour trouver S_{61} .

On propose maintenant de calculer le coefficient de transmission de R_1 à R_3 . Pour cela, on cherche à calculer S_{81} où :

$$S_{81} = \frac{b'_8}{a_1 a'_{8=0}}. \quad (\text{A.54})$$

Il suffit par suite d'exprimer I'_1 en fonction de b'_8 sachant que $I'_1 = I_2 + I_3 + I_4$. Précédemment, on a déjà calculer I_4 en fonction de b'_8 comme illustré par l'équation (A.47). En se référant à l'équation (A.46), on peut exprimer b'_6 en fonction de b'_8 .

$$b'_6 = \left[\frac{\frac{1}{A_4} \left(B_4 \left(\left(C_7 + \frac{D_7}{Z_c} \right) \frac{(A_8 + \frac{B_8}{Z_c})}{(A_7 + \frac{B_7}{Z_c})} + \left(C_8 + \frac{D_8}{Z_c} \right) \right) \right) + \left(A_8 + \frac{B_8}{Z_8} \right)}{\frac{1}{A_4} \left(A_3 \left(A_6 + \frac{B_6}{Z_6} \right) + B_3 \left(\left(C_5 + \frac{D_5}{Z_c} \right) \frac{(A_6 + \frac{B_6}{Z_c})}{(A_5 + \frac{B_5}{Z_c})} + \left(C_6 + \frac{D_6}{Z_c} \right) \right) \right)} \right] b'_8. \quad (\text{A.55})$$

Pour calculer I_3 et I_2 , il suffit de remplacer b'_6 , respectivement, dans les equations (A.32) et (A.51), par son expression en fonction b'_8 illustrée par l'équation (A.55).

La figure A.4 montre le coefficient de transmission obtenu du réflectomètre R_1 au réflectomètre R_2 qui correspond bien au chemin direct parcouru entre ces deux réflectomètres : $B_1 + B_3 + B_6 = 1 + 2.2 + 1 = 5.2$ m. De même, on peut voir que le premier pic du coefficient de transmission obtenu entre R_1 et R_3 correspond bien au chemin direct parcouru où $L_1 + L_4 + L_8 = 1 + 4.3 + 1 = 6.3$ m.

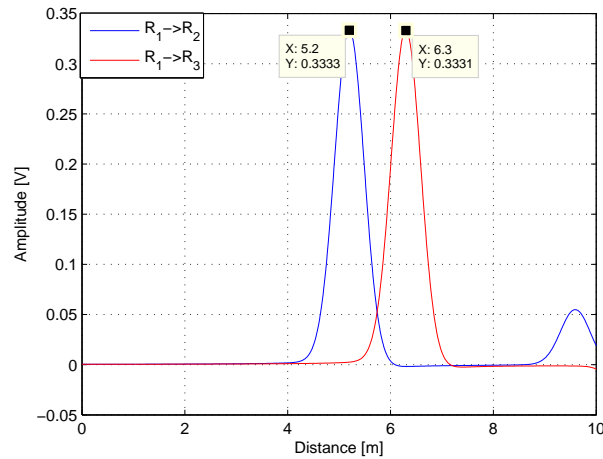


FIGURE A.4: Fonction du coefficient de transmission.

Choix de la longueur de la fonction de fenêtrage



La longueur de la fonction de fenêtrage a un rôle important dans l'amélioration de la qualité du réflectogramme. Nous proposons ici de montrer comment on effectue le choix de la longueur de la fenêtre pour obtenir un résultat optimal. Pour cela, nous allons considérer une fenêtre de Dolph-Chebyshev. La figure B.1 montre la fonction d'auto-corrélation du signal de test de longueur 512 échantillons. L'objectif est d'éliminer les lobes secondaires autour du pic central.

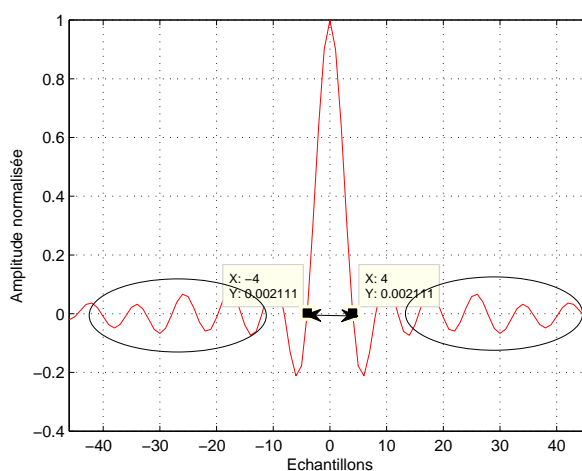


FIGURE B.1: Auto-corrélation du signal de test.

Dans un premier temps, on prend la longueur de la fenêtre égale à la largeur du pic central à hauteur nulle de la fonction d'auto-corrélation. La figure B.2 montre la fonction d'auto-corrélation obtenue après convolution entre une fenêtre de Dolph-Chebyshev de longueur en nombre d'échantillons $N'=8$ et la fonction d'auto-corrélation du signal de test présentée dans la figure B.1. L'amplitude est normalisée par rapport à l'amplitude maximale du lobe central. On peut remarquer que nous avons réussi à réduire légèrement l'amplitude des lobes secondaires. Cependant, nous n'avons pas réussi à les éliminer.

Nous proposons ainsi d'augmenter le nombre d'échantillons N' . Cette fois, nous proposons de considérer la distance entre l'échantillon de l'amplitude maximale du premier lobe secondaire à gauche (-10) et l'échantillon de l'amplitude maximale du premier lobe secondaire à droite (10).

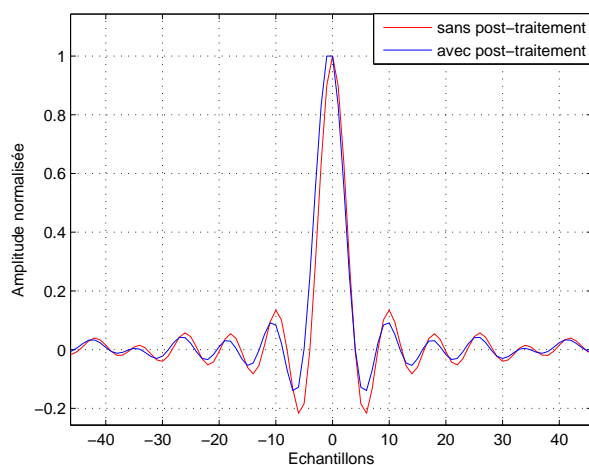


FIGURE B.2: Auto-corrélation après application d'une fenêtre de la largeur $N'=8$.

Nous fixons ainsi le nombre d'échantillons de la fonction de fenêtrage à 20. La figure B.3 montre la fonction d'auto-corrélation obtenue après convolution entre une fenêtre de Dolph-Chebyshev de longueur $N'=20$ échantillons et la fonction d'auto-corrélation du signal de test présentée dans la figure B.1. On peut remarquer que nous avons réussi à éliminer les lobes secondaires autour du lobe central. Cependant, la largeur du lobe central a légèrement augmenté par rapport au cas sans post-traitement.

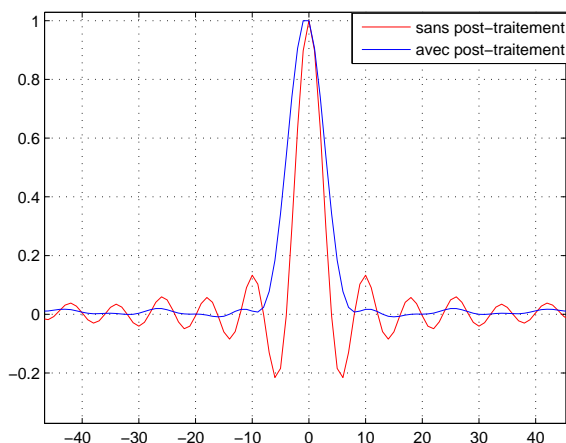


FIGURE B.3: Auto-corrélation après application d'une fenêtre de la largeur $N'=20$.

Il est possible d'améliorer le résultat obtenu dans la figure B.3 en augmentant le nombre d'échantillons dans la fonction de fenêtrage. Cependant, ceci va entraîner l'augmentation de la largeur du lobe central dans la fonction d'auto-corrélation, ce qui influence par suite la résolution du diagnostic. En effet, il y a un compromis à assurer entre la largeur du lobe principal et l'amplitude des lobes secondaires. Pour un signal de longueur 512 échantillons, nous considérons une fenêtre de longueur $N'=20$ échantillons. Si la longueur du signal de test change, il est toujours

possible de retrouver la meilleure longueur de la fenêtre pour un résultat optimal. Il suffit de calculer la distance entre l'échantillon de l'amplitude maximale du premier lobe secondaire à gauche et l'échantillon de l'amplitude maximale du premier lobe secondaire à droite.

Calcul du coefficient de réflexion et de transmission dans un bus CAN



Nous proposons de calculer le coefficient de réflexion et de transmission du réflectomètre R_3 dans le bus CAN. Le réseau diagnostiqué par le réflectomètre R_3 est présenté par la figure Fig.C.1.

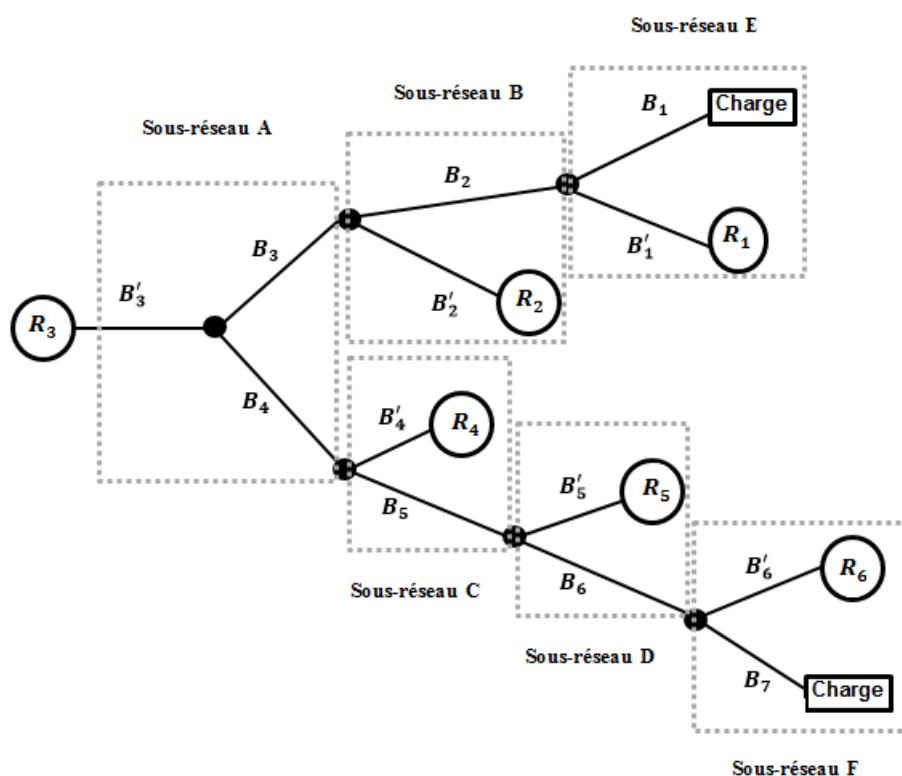


FIGURE C.1: Réseau diagnostiqué par le réflectomètre R_3 dans le bus CAN.

Les paramètres ABCD du quadripôle représentant la branche sous test notée k est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_k \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V'_k \\ I'_k \end{bmatrix}. \quad (C.1)$$

où V_k et I_k représentent la tension et le courant à l'entrée. V'_k and I'_k représentent la tension et le courant à la sortie. La relation entre les paramètres S et les paramètres ABCD est donnée de la façon suivante :

$$V_k = a_k + b_k \quad (C.2)$$

$$V'_k = a'_k + b'_k \quad (\text{C.3})$$

$$Z_c I_k = a_k - b_k \quad (\text{C.4})$$

$$-Z_c I'_k = a'_k - b'_k \quad (\text{C.5})$$

où a_k et a'_k représentent les ondes entrantes. b_k et b'_k représentent les ondes sortantes.

C.1 Calcul du coefficient de réflexion de R_3

Afin de calculer le coefficient de réflexion $\Gamma_{B'_3}$ du réflectomètre R_3 , le réseau est divisé en des sous-réseaux où chaque sous-réseau est un réseau en Y comme le montre la figure C.1. Ensuite, la cascade des coefficients de réflexion équivalents à chaque sous-réseau permet de déduire le coefficient de réflexion $\Gamma_{B'_3}$ équivalent à l'ensemble du réseau. Le coefficient de réflexion $\Gamma_{B'_3}$ est donné par la relation suivante :

$$\Gamma_{B'_3} = S_{S_3, S_3} = \frac{Z'_{B'_3} - Z_c}{Z'_{B'_3} + Z_c}. \quad (\text{C.6})$$

où l'impédance de la branche B'_3 au niveau de la jonction est exprimée comme suit :

$$Z'_{B'_3} = \frac{1}{(Y_{B_3} + Y_{B_4})} = \frac{1}{\left(\frac{C_{B_3} Z_{B_3} + D_{B_3}}{A_{B_3} Z_{B_3} + D_{B_3}}\right) + \left(\frac{C_{B_4} Z_{B_4} + D_{B_4}}{A_{B_4} Z_{B_4} + B_{B_4}}\right)}. \quad (\text{C.7})$$

Les impédances équivalentes des branches B_3 et B_4 sont obtenues, respectivement, par :

$$Z_{B_3} = \frac{A_{B_2} + B_{B_2}(Y_{B_1} + Y_{B'_1})}{Y_{B'_2} (A_{B_2} + B_{B_2}(Y_{B_1} + Y_{B'_1})) + C_{B_2} + D_{B_2}(Y_{B_1} + Y_{B'_1})}. \quad (\text{C.8})$$

et,

$$Z_{B_4} = \frac{A_{B_5} \zeta'_{B_6} + B_{B_5} Y_{B'_5} (\zeta'_{B_6} + \zeta''_{B_6})}{Y_{B'_4} (A_{B_5} \zeta'_{B_6} + B_{B_5} Y_{B'_5} (\zeta'_{B_6} + \zeta''_{B_6})) + C_{B_5} \zeta'_{B_6} + D_{B_5} Y_{B'_5} (\zeta'_{B_6} + \zeta''_{B_6})}. \quad (\text{C.9})$$

où $\zeta'_{B_6} = A_{B_6} + B_{B_6}(Y_{B'_6} + Y_{B_7})$ et $\zeta''_{B_6} = C_{B_6} + D_{B_6}(Y_{B'_6} + Y_{B_7})$. L'admittance $Y_{B'_i}$ où $i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ est donnée par :

$$Y_{B'_i} = \frac{I_{B'_i}}{V_{B'_i}} = \frac{C_{B'_i} Z_{B'_i} + D_{B'_i}}{A_{B'_i} Z_{B'_i} + B_{B'_i}}. \quad (\text{C.10})$$

La figure C.2 montre le réflectogramme correspondant au réseau de topologie complexe de la figure C.1 selon la perspective du réflectomètre R_3 .

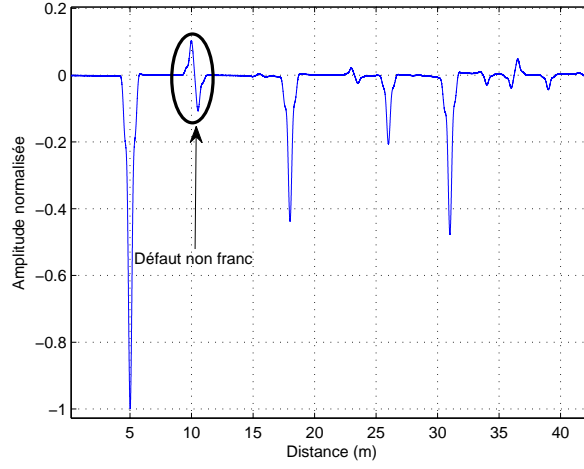


FIGURE C.2: Réflectogramme obtenu par R_3 dans un bus CAN.

C.2 Calcul du coefficient de transmission de R_3 à R_1

La figure C.3 représente le formalisme ABCD représentant le bus CAN.

Ici, T_{13} exprime le coefficient de transmission de R_3 à R_1 et est exprimé de la façon suivante :

$$T_{13} = S_{S_1, S_3} = \left(\frac{b'_{B'_1}}{a_{B'_3}} \right)_{a'_{B'_k}=0, \forall k \in \{1, 2, 4, 5, 6\}}. \quad (\text{C.11})$$

Ensuite, $a'_{B'_1}$ et $b'_{B'_1}$ doivent être exprimés en termes de $a_{B'_3}$ et $b_{B'_3}$ où :

$$a_{B'_3} + b_{B'_3} = A_{B'_3} V'_{B'_3} + B_{B'_3} I'_{B'_3}. \quad (\text{C.12})$$

$$\frac{a_{B'_3} - b_{B'_3}}{Z_c} = C_{B'_3} V'_{B'_3} + D_{B'_3} I'_{B'_3}. \quad (\text{C.13})$$

Donc,

$$2a_{B'_3} = (A_{B'_3} + C_{B'_3} Z_c) V'_{B'_3} + (B_{B'_3} + D_{B'_3} Z_c) I'_{B'_3}. \quad (\text{C.14})$$

où,

$$V'_{B'_3} = A_{B_4} (A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c) b'_{B'_4} + B_{B_4} b'_{B'_4} (C_{B'_4} + D_{B'_4}/Z_c + I_{B_5}). \quad (\text{C.15})$$

et,

$$I'_{B'_3} = I_{B_4} + I_{B_3}. \quad (\text{C.16})$$

On peut ainsi écrire :

$$T_{13} = \frac{2}{(A_{B'_3} + C_{B'_3} Z_c) \left(A_{B_4} (A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c) b'_{B'_4} + B_{B_4} b'_{B'_4} (C_{B'_4} + D_{B'_4}/Z_c + I_{B_5}) \right) + \Delta_{B'_3}}. \quad (\text{C.17})$$

où,

$$\Delta_{B'_3} = (B_{B'_3} + D_{B'_3} Z_c) I'_{B'_3}. \quad (\text{C.18})$$

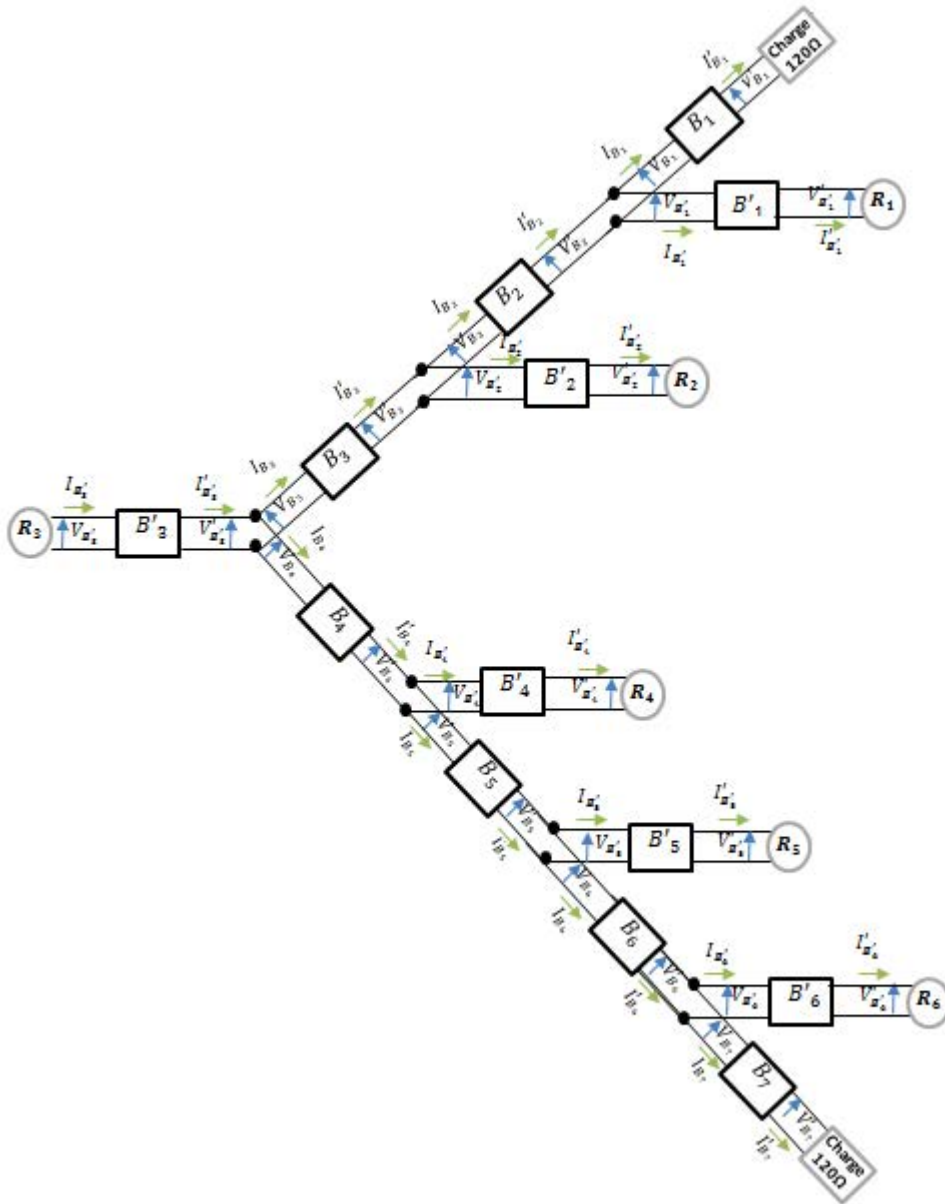


FIGURE C.3: Formalisme de la matrice ABCD dans un bus CAN.

Les courants I_{B_5} et $I'_{B'_3}$ sont exprimés de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 I_{B_5} = & C_{B_5} (A_{B'_5} + B_{B'_5}/Z_c) b'_{B'_5} + D_{B_5} \left[(C_{B'_5} + D_{B'_5}/Z_c) b'_{B'_5} + C_{B_6} (A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c) b'_{B'_6} \right. \\
 & \left. + D_{B_6} (C_{B'_6} + D_{B'_6}/Z_c) b'_{B'_6} + D_{B_6} (C_{B_7} + D_{B_7}/Z_c) \left(\frac{A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c}{A_{B_7} + B_{B_7}/Z_c} \right) b'_{B'_6} \right].
 \end{aligned}
 \tag{C.19}$$

et,

$$\begin{aligned} I'_{B'_3} &= I_{B_4} + I_{B_3} \\ &= C_{B_4} (A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c) b'_{B'_4} + D_{B_4} (C_{B'_4} + D_{B'_4}/Z_c) b'_{B'_4} + D_{B_4} I_{B_5} + C_{B_3} (A_{B'_2} + B_{B'_2}/Z_c) b'_{B'_2} + \Delta B_3 \end{aligned} \quad (\text{C.20})$$

où,

$$\Delta B_3 = D_{B_3} I'_{B'_3}. \quad (\text{C.21})$$

On a ainsi $I'_{B'_3} = I_{B_2} + I_{B'_2}$ où I_{B_2} et $I_{B'_2}$ sont exprimés de la façon suivante :

$$I_{B_2} = C_{B_2} (A_{B'_1} + B_{B'_1}/Z_c) + D_{B_2} \left[(C_{B_1} + D_{B_1}/Z_c) \left(\frac{A_{B'_1} + B_{B'_1}/Z_c}{A_{B_1} + B_{B_1}/Z_c} \right) + (C_{B'_1} + D_{B'_1}/Z_c) \right]. \quad (\text{C.22})$$

et,

$$I_{B'_2} = (C_{B'_2} + D_{B'_2}/Z_c) b'_{B'_2}. \quad (\text{C.23})$$

Dans les équations (C.19), $b'_{B'_6}$ et $b'_{B'_5}$ sont exprimées, respectivement, par :

$$b'_{B'_6} = \varphi_{13} b'_{B'_5}. \quad (\text{C.24})$$

et,

$$b'_{B'_5} = \left[\frac{A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c}{\varrho_{13} \varphi_{13}} \right] b'_{B'_4}. \quad (\text{C.25})$$

Ici, $b'_{B'_4}$ est donné par :

$$b'_{B'_4} = \frac{A_{B_3} (A_{B'_2} + B_{B'_2}/Z_c) b'_{B'_2} + B_{B_3} I'_{B'_3}}{\xi_{13}}. \quad (\text{C.26})$$

Ici, $b'_{B'_2}$ est donné par :

$$b'_{B'_2} = \frac{A_{B_2} (A_{B'_1} + B_{B'_1}/Z_c)}{(A_{B'_2} + B_{B'_2}/Z_c)} + \frac{B_{B_2}}{(A_{B'_2} + B_{B'_2}/Z_c)} \left[(C_{B_1} + D_{B_1}/Z_c) \left(\frac{A_{B'_1} + B_{B'_1}/Z_c}{A_{B_1} + B_{B_1}/Z_c} \right) (C_{B'_1} + D_{B'_1}/Z_c) \right]. \quad (\text{C.27})$$

Dans l'équation (C.26), ξ_{13} est donné de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \xi_{13} &= A_{B_4} (A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c) + B_{B_4} (C_{B'_4} + D_{B'_4}/Z_c) + B_{B_4} \frac{(A_{B'_4} + B_{B'_4}/Z_c)}{\varrho_{13} \varphi_{13}} \left[C_{B_5} (A_{B'_5} + B_{B'_5}/Z_c) + \right. \\ &\quad \left. D_{B_5} (C_{B'_5} + D_{B'_5}/Z_c) + D_{B_5} \varphi_{13} \left(C_{B_6} (A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c) + D_{B_6} (C_{B'_6} + D_{B'_6}/Z_c) \right) \right. \\ &\quad \left. + D_{B_6} (C_{B_7} + D_{B_7}/Z_c) \frac{(A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c)}{(A_{B_7} + B_{B_7}/Z_c)} \right]. \end{aligned} \quad (\text{C.28})$$

Les coefficients ϱ_{13} et φ_{13} sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \varrho_{13} = & A_{B_5} (A_{B'_5} + B_{B'_5}/Z_c) + B_{B_5} (C_{B'_5} + D_{B'_5}/Z_c) + \varphi_{13} \left[B_{B_5} C_{B_6} (A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c) \right. \\ & \left. + D_{B_6} B_{B_5} (C_{B'_6} + D_{B'_6}/Z_c) + D_{B_6} B_{B_5} (C_{B_7} + D_{B_7}/Z_c) \left(\frac{A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c}{A_{B_7} + B_{B_7}/Z_c} \right) \right]. \end{aligned} \quad (\text{C.29})$$

et,

$$\varphi_{13} = \frac{(A_{B'_5} + B_{B'_5}/Z_c)}{A_{B_6} (A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c) + B_{B_6} D_{B_6} \left[(C_{B'_6} + D_{B'_6}/Z_c) + (C_{B_7} + D_{B_7}/Z_c) \left(\frac{A_{B'_6} + B_{B'_6}/Z_c}{A_{B_7} + B_{B_7}/Z_c} \right) \right]}. \quad (\text{C.30})$$

La figure C.4 montre le coefficient de transmission obtenu du réflectomètre R_3 au réflectomètre R_1 qui correspond bien au chemin direct parcouru entre ces deux réflectomètres : $B'_3 + B_3 + B_2 + B'_1 = 5 + 13 + 8 + 5 = 31$ m.

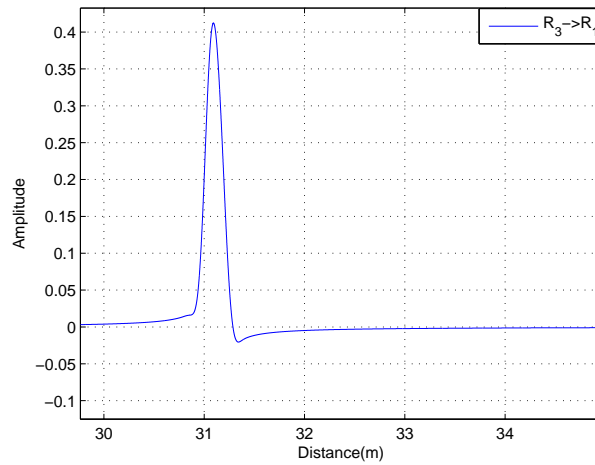


FIGURE C.4: Fonction du coefficient de transmission entre R_3 et R_1 .