



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université des Frères Mentouri de Constantine  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

N° de série : 217/DS/2018  
N° d'ordre : 11/Elect/2018

## Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT en Sciences**

Spécialité: ELECTROTECHNIQUE

Option : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :

**Hamza BOUDJEFDJOUF**

Magister en Electrotechnique

## Thème

---

**Contribution au CND par l'utilisation des signaux  
électromagnétiques véhiculés**

---

Soutenue le, 15/ 11 / 2018

Devant le Jury :

<i>Président</i>	Aissa Bouzid	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine1
<i>Encadreur</i>	Rabia Mehasni	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine1
<i>Examineur 1</i>	Hicham Allag	Professeur	Université de Jijel
<i>Examineur 2</i>	Tarik Hacib	Professeur	Université de Jijel
<i>Invité</i>	M. El Hadi Latreche	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine1

*A mon père et ma mère qui doivent être très fiers,  
A mes sœurs et mes frères*

## *REMERCIEMENTS*

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une coopération entre le laboratoire d'électrotechnique de l'université de Constantine (LEC), université des frères Mentouri et le laboratoire de la compatibilité électromagnétique (UAq EMC) de l'université de L'Aquila ; Italie.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma plus grande gratitude à mon directeur de thèse, monsieur Rabia Mehasni, pour la confiance qu'il m'a accordé en acceptant d'encadrer ce travail, je tiens à lui exprimer aussi mes sincères remerciements pour le respect et les conseils qu'il m'a toujours apporté. J'ai été extrêmement sensible à ses qualités humaines d'écoute et de compréhension tout au long de ce travail doctoral.

J'exprime toute ma reconnaissance à monsieur Antonio Orlandi, pour m'avoir accueilli au laboratoire de la compatibilité électromagnétique de l'université de L'Aquila, je tiens à le remercier pour ses précieux conseils et son aide permanente, au niveau intellectuel et humain.

Ma reconnaissance et remerciement vont également aux membres de jury de soutenance de ma thèse, monsieur Aissa Bouzid, Professeur à l'université des frères Mentouri, qui m'a fait l'honneur de présider le jury, messieurs Mohamed El-hadi Latreche, Hicham Allag et Tarik Hacib qui m'ont fait l'honneur de participer à ce jury.

A mon ami plutôt mon frère Housseem Bouchekara, Maître de conférences à L'université des frères Mentouri pour son aide et son soutien illimité durant les trois dernières années de ma thèse.

Je remercie chaleureusement messieurs Francesco de Paulis, Hilmi et Danilo pour leurs soutiens durant mes stages effectués au laboratoire EMC de L'Aquila.

Un grand merci à Monsieur Arezki Berraki, le Directeur Général de l'Agence Nationale des Barrages et Transferts (ANBT) pour son soutien et pour ses conseils précieux.

Je remercie tous mes collègues chercheurs et thésards au sein du laboratoire d'électrotechnique de l'université de Constantine (LEC), ainsi que tous mes amis.

Je remercie finalement toute ma famille, notamment mes parents qui voient aujourd'hui leurs efforts et leurs sacrifices couronnés par cette réussite.

## **ABSTRACT**

This thesis focuses on fault diagnosis of wired electrical networks using reflectometry. To develop diagnosis algorithms; we have studied both, direct problem (based on numerical simulations of electrical networks) and the inverse problem (which allows obtaining the network parameters from its measurements). For the direct problem, a very High Resolution Finite Difference Time Domain (HR-FDTD) method can be used to simulate how a given electrical transmission network is affected by hard/soft faults with enough fidelity. However, such process requires heavy and costly computational resources. A valid alternative to the FDTD based model relies on the use of a quicker and more efficient analytical based approach. For instance, the wired electric networks supporting a TEM propagation mode can be easily modeled by solving the transmission line telegrapher equations. Since the precision of the optimization algorithm in identifying the fault location and topology requires a model sensitively similar to the considered network, the key step remains the precise evaluation of the p.u.l RLGC parameters of the cable. A further improvement of the model accuracy consists in the modeling of the parasitic inductance associated to the T-junction.

Finally, the ultimate goal of the highly realistic forward modeling being the inversion, it is important to know that reflectographs obtained by forward modeling are generally difficult to interpret, and they are not self-explanatory. For this purpose, multiple iterations are required, and thus, an efficient optimization algorithm is introduced in this dissertation, which is able to treat the inverse problem, and to identify any abnormality affecting the network in a short computational time. The methodologies and algorithms proposed in this thesis are validated either by numerical simulations or by real measurements.

**Keywords:** Reflectometry, telegrapher's equations, TEM propagation, direct problem, inverse problem, HR-FDTD, p.u.l RLGC, T junction.

## Résumé

Cette thèse s'intéresse au diagnostic de défauts dans les réseaux électriques filaires en utilisant la réflectométrie. Pour développer des algorithmes de diagnostic, nous avons procédé à l'étude de deux problèmes, direct s'agissant des simulations numériques des réseaux électriques et inverse qui permet la reconstruction d'un réseau à partir des mesures réflectométrique. Pour le problème direct, une méthode de très Haute Résolution Différences Finies dans le Domaine Temporel (HR-FDTD) peut être utilisée pour simuler l'effet de défauts sur un réseau de transmission. Malgré sa fiabilité, cette méthode reste coûteuse en termes de temps de calcul. Afin de dépasser cet inconvénient et réduire considérablement le temps de simulation, on a introduit dans cette thèse une nouvelle méthode efficace et rapide. Il s'agit d'une approche basée sur la résolution des équations des télégraphistes de ligne de transmission. Cela est justifié par le fait que les réseaux électriques filaires supportent le mode de propagation TEM. Etant donné que la précision de l'algorithme d'optimisation pour identifier la topologie de réseau et l'emplacement des défauts nécessite un modèle sensiblement similaire au réseau réel, l'étape clé reste l'évaluation précise des paramètres linéiques R, L, G et C du câble. Une autre amélioration de la précision du modèle consiste à modéliser l'inductance parasite associée à la jonction en T.

Enfin, le but ultime d'une modélisation directe très réaliste étant l'inversion. Il est important de savoir que les réflectogrammes obtenus par la modélisation directe ne sont pas explicites et sont généralement difficiles à interpréter, d'où la nécessité d'itérations multiples. Pour cela, un algorithme d'optimisation efficace a été introduit dans cette thèse. Ce dernier est capable de traiter le problème inverse et d'identifier tous les anomalies qui affectent le réseau dans un temps de calcul réduit. Les méthodologies et les algorithmes proposés dans cette thèse sont validés par simulation numérique et par des mesures.

**Mots-clefs:** Réflectométrie, équations des télégraphistes, propagation TEM, problème direct, problème inverse, HR-FDTD, paramètres linéique R, L, G et C, jonction en T.

## **Abréviations**

<b>AC</b>	Alternating Current
<b>ADSL</b>	Asymmetric Digital Subscriber Line
<b>CAN</b>	Controller Area Network
<b>CAN</b>	Convertisseur Analogique Numérique
<b>CEM</b>	Comptabilité ElectroMagnétique
<b>CNA</b>	Convertisseur Numérique Analogique
<b>CPL</b>	Courant Porteur en Ligne
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DSP</b>	Dispositif Sous Test
<b>FAA</b>	Federal Aviation Agency
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple Access
<b>FDR</b>	Frequency Domain Reflectometry
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FMCW</b>	Frequency Modulated Continuous Wave
<b>FTP</b>	Foiled Twisted Pair
<b>FPGA</b>	Field-Programmable Gate Array
<b>MCTDR</b>	Multi-Carrier Time Domain Reflectometry
<b>MSSTDR</b>	Modified Spread Spectrum Time Domain Reflectometry
<b>NASA</b>	National Aeronautics and Space Administration
<b>NDR</b>	Noise Domain Reflectometry
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OMTDR</b>	Orthogonal Multi-tone Time Domain Reflectometry
<b>PDFDR</b>	Phase Detection Frequency Domain Reflectometry
<b>SSTDR</b>	Spread Spectrum Time Domain Reflectometry
<b>STDR</b>	Sequence Time Domain Reflectometry
<b>STP</b>	Shielded Twisted Pair
<b>SWR</b>	Standing Wave Reflectometry
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TDR</b>	Time Domain Reflectometry
<b>UTP</b>	Unshielded Twisted Pair
<b>VNA</b>	Vectorial Network Analyzer

“If you can’t explain it simply, you don’t understand it well enough”.

- Albert Einstein-

# Table des matières

ABSTRACT -----	iii
Résumé -----	iv
Abréviations -----	v
Introduction Générale -----	1
Chapitre 1 -----	6
Diagnostic filaire : un état de l'art-----	6
1.1 Introduction -----	7
1.2 Rappel sur les types des câbles -----	8
a) Le câble coaxial -----	8
b) La paire torsadée -----	9
c) La fibre optique -----	11
1.3 Domaines d'applications des câbles -----	12
1.3.1 Les réseaux de terrain-----	12
a) L'automobile -----	12
b) Les câbles de télécommunication sous-marins -----	14
c) L'aéronautique -----	15
d) La distribution de l'énergie : -----	15
1.4 Topologie des réseaux industriels : -----	16
1.4.1 Réseau en bus -----	16
1.4.2 Réseau en anneau-----	16
1.4.3 Réseau en étoile -----	16
1.5 Les défauts électriques dans les installations industrielles, un véritable challenge -----	17
1.5.1 Exemples de défauts des câbles électriques et leur diagnostic-----	17
1.5.2 Exemples de défauts de câbles -----	17
a) Défauts francs -----	18
b) Défauts non francs -----	18
1.6 Méthodes de diagnostic filaire et état de l'art -----	19
1.6.1 Les méthodes de contrôle non-destructif -----	19
1.6.1.1 Les méthodes non-électriques -----	19
1.6.1.2 Les méthodes électriques-----	20
a) La méthode LIRA -----	20
b) La méthode impédance spectroscopie IS -----	20
c) Méthode des mesures de continuité et d'isolement -----	21
d) La réflectométrie -----	21

1.6.2	Domaine d'utilisation de la réflectométrie	23
a)	Réflectométrie dans l'aéronautique	23
b)	Réflectométrie dans la prospection géophysique	24
c)	Réflectométrie dans le domaine médical	24
1.7	Principe de la réflectométrie dans le diagnostic des réseaux filaires	25
1.7.1	Le phénomène de réflexion	26
1.7.2	Mécanisme physique de la propagation d'une impulsion dans une ligne	26
a)	Câble non chargé à son extrémité	26
b)	Câble chargé par une impédance $Z_L$ égale à son impédance caractéristique	28
c)	Câble terminé par un court-circuit	29
	Conclusion	29
	Références bibliographiques	30
	Chapitre 2	34
	Etude expérimentale de la réflectométrie	34
2.1	Introduction	35
2.2	Outils de mesure dans le domaine des hyperfréquences	36
a)	Les besoins	36
b)	Les différents appareils de mesure	36
c)	Les paramètres S	36
2.2.1	Matrice caractéristique d'un quadripôle linéaire	37
2.2.2	Problème des hautes fréquences	38
2.3	Mesure des paramètres S	41
2.3.1	Analyseur vectoriel des réseaux	41
2.3.1.1	Analyseur de réseau vectoriel	42
2.3.1.2	Calibration du VNA	43
2.4	Banc de mesure et manipulation	45
2.4.1	Processus de mesure	46
2.5	Résultats expérimentaux	47
a)	Diagnostic d'un câble coaxial RG-58	47
b)	Cas d'un câble coaxial terminé par une charge adaptée $R_L=50 \Omega$	49
c)	Cas d'un câble coaxial en circuit-ouvert $R_L=\infty$	49
d)	CAS d'un câble coaxial en circuit-ouvert, $R_L=0$	50
e)	Câble coaxial affecté par deux défauts	51
	Conclusion	52
	Références bibliographiques	54
	Chapitre 3	55
	Techniques de la modélisation du problème direct	55

3.1 Introduction	56
3.2 Intérêt du choix d'une méthode de modélisation du problème direct	56
3.3 Modélisation de la propagation d'une onde électromagnétique le long d'un réseau électrique	57
3.3.1 Méthode de résolution numérique FDTD	58
3.3.1.1 Discrétisation spatiotemporelle	58
3.3.1.2 Les conditions aux limites	60
a) Le cas d'une ligne simple	60
b) Cas des réseaux complexes	61
3.3.1.3 Stabilité et dispersion numérique	63
3.3.1.4 La source d'excitation	63
3.3.1.5 Application et résultats de simulation	63
a) Cas d'un réseau en Y	64
b) Réseau à configuration YY	66
3.3.2 Logiciel de simulations hyperfréquence "Advanced Design System" (ADS)	69
3.3.3.1 Définition	69
3.3.3.2 Exploitation du logiciel ADS pour la simulation des réseaux de transmission	70
a) Réseau à configuration Y	70
b) Réseau en YY	73
3.3.4 La méthode Analytique des Lignes de Transmission ATL	76
3.3.4.1 Introduction	76
3.3.4.2 Prise en compte de la dépendance fréquentielle	76
3.3.4.3 Principe de fonctionnement de la méthode ATL	81
3.3.4.1.1 Le cas d'un réseau en Y	83
3.3.4.4 Application de la méthode ATL	85
a) Cas du réseau en Y	85
b) Cas d'un réseau en YY	87
3.4 Comparaison entre les trois méthodes appliquées	90
3.4.1 Câble coaxial simple RG45	90
3.4.2 Cas d'un réseau en Y	92
3.4.3 Cas d'un réseau en YY	94
Conclusion	95
Références bibliographiques	96
Chapitre 4	98
Résolution du problème inverse de la réflectométrie	98
4.1 Introduction	99
4.2 Exemples de problèmes inverses	99

4.3 Problème inverse dans le diagnostic des réseaux filaires-----	100
4.4 L'approche ATL-TLBO proposée -----	100
4.4.1 Algorithme d'enseignement-apprentissage d'optimisation TLBO-----	101
a) Définition -----	101
b) Fonctionnement du TLBO-----	102
c) Phase de l'enseignant-----	102
d) Phase de l'apprenant-----	102
4.4.3 Formulation du problème -----	103
1. La fonction objectif-----	103
2. Les paramètres à optimiser (Design variables) -----	103
4.5 Mise en œuvre de la méthode et résultats obtenus-----	103
4.5.1 Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YY -----	104
a) Cas d'un réseau sain-----	104
b) Etude de réseau en YY affecté par des défauts francs-----	105
Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YYY-----	109
a) Réseau sain -----	109
b) Etude de réseau en YYY affectés par des défauts francs -----	110
CONCLUSION -----	113
Références bibliographiques -----	114
Conclusion générale et perspectives -----	115
Production scientifique-----	117
1) Journaux: -----	117
1) Conférences: -----	117
ANNEXE A -----	118
Le code principal de la méthode FDTD pour la simulation de la propagation d'une impulsion le long d'un réseau en Y-----	118
Le sous programme des données du réseau en Y : -----	120
Le sous programme de la source (signal injecté) : -----	121
Le sous programme de l'interpolation (0-10 MHz) de la source (signal injecté) : -----	122
Le sous programme FFT : -----	123
Le sous programme IFFT : -----	123
ANNEXE B-----	125
L'algorithme TLBO -----	125

"إني رأيت أنه لا يكتب إنسان كتاباً في يومه إلا قال في غده لو عُيِّر هذا لكان أحسن، ولو زيد هذا لكان يستحسن، ولو قدم هذا لكان أفضل، ولو ترك هذا لكان أجمل، وهذا لعمري من أعظم العبر، وهو دليل على استيلاء النقص على جملة البشر"

-القاضي عبد الرحيم البيساني-

## Introduction Générale

**L**e **Contrôle Non-Destructif (CND)** est un ensemble de méthodes permettant la caractérisation de l'état d'intégrité de structures, d'installation ou de matériaux sans les dégrader, soit au cours de la production, lors d'utilisation ou dans le cadre de maintenance. On parle aussi d'essais ou d'examen non-destructifs.

Les câbles sont pour les installations électriques ce que les nerfs sont pour le corps humain. Ils sont les liens vitaux sur lesquels les signaux électriques sont transmis d'un point à un autre. En trente ans, la longueur des câbles embarqués sur une automobile a plus que décuplé, passant de près de 200 à plus de 4000 mètres. Dans le même temps le nombre de connexions est passé de deux cents à plus de deux mille. Cette problématique est aussi présente dans l'auscultation des ouvrages hydrauliques, dans les installations de contrôle des centrales nucléaires et dans l'aviation où les longueurs de câbles dépassent plusieurs centaines de kilomètres dans les avions modernes (près de 40 km pour le Dassault rafale et de 400 km pour l'Airbus A380), domaine où la fiabilité est un enjeu vital.

Toutefois, les câbles sont parfois la principale source de problèmes sur les systèmes de contrôle et de surveillance, ils sont longs et situés dans un environnement à accès difficile. Cela peut être le cas d'un système de surveillance dans un barrage où les températures à l'intérieur du béton et les pressions sous la fondation doivent être mesurées en temps réel pour une bonne auscultation de l'ouvrage. En outre, les câbles sont placés profondément dans le béton en reliant les capteurs de température et de pression aux stations d'acquisition des données. Cependant, ces câbles restent extrêmement vulnérables aux dommages pendant le processus de construction, où ils peuvent devenir inutilisables avec le vieillissement dû à l'effet des eaux ou en raison des fissures dans le béton.

Le 17 Juillet 1996, 12 minutes après son décollage, le Boeing 747-131 du vol TWA 800 au départ de New York JFK et à destination de Rome Fiumicino, via Paris Charles-de-Gaulle explosa en plein vol au large de l'île de Long Island, aucune des 230 personnes à bord n'a survécu. Après quatre ans d'enquête, ce dernier conclut que l'accident est dû à l'explosion du réservoir central du carburant à cause d'un court-circuit au niveau du câble menant à la jauge du carburant. L'enquête a battu des records de durée avec 4 ans et un coût de 35 millions de dollars! Ce genre d'événements peut être évité si nous comprenons ce que le système de câblage nous dit. Le système nous signale constamment où sont les problèmes, mais pas dans un langage humain ordinaire. Dans le passé, ces messages ont été négligés, puisqu'ils ont été

trop coûteux dans le temps et aussi trop difficile à comprendre, jusqu'à ce que l'irréparable se produise. S'assurer de la fiabilité du câblage est devenu alors crucial.

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

Parmi les méthodes connues de contrôle non destructif des réseaux filaires figure la réflectométrie. Elle repose sur le principe du Radar, basé sur l'injection d'un signal électromagnétique à l'une des extrémités du réseau à diagnostiquer, ce signal se propage selon les lois de propagation du milieu en question et lorsqu'il rencontre une discontinuité (d'impédance), une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection. L'analyse du signal réfléchi permet de déduire des informations pour la détection, la localisation et la caractérisation de défauts électriques (ou mécaniques ayant des conséquences électriques) dans la structure filaire ce qui permet de cibler la réparation afin d'en réduire le coût.

La détection efficace de défauts dans les réseaux de transmission est une tâche primordiale, à ce sujet, il existe deux types des méthodes réflectométrique; la réflectométrie dans le domaine temporel (Time Domain Reflectometry TDR) qui utilise la propagation d'une impulsion de temps de montée rapide, et la réflectométrie dans le domaine fréquentiel (FDR) qui consiste à injecter un signal sinusoïdal haute fréquence à l'extrémité du câble puis mesurer l'onde stationnaire résultante dans le même point.

La réflectométrie temporelle (TDR) est une technique de mesure utilisée pour déterminer les caractéristiques des lignes électriques en observant les formes d'ondes réfléchies. Le principal avantage de la TDR en comparaison avec les autres méthodes réside dans la non-destructivité de ses tests. Elle est couramment utilisée dans une variété de géotechnique, comme dans les domaines de stabilité de surveillance où un câble coaxial est installé dans un forage vertical passant par la région de préoccupation et où l'impédance électrique à un point quelconque le long du câble change avec la déformation du milieu. La réflectométrie est aussi utilisée pour connaître l'état des câbles noyés dans le béton. Dans les centrales nucléaires, elle est utilisée pour localiser des problèmes le long d'un câble, un connecteur, des circuits d'instrumentation, des moteurs, des bobines, des dispositifs de chauffage, et une variété d'autres composants, par l'injection d'un signal à travers les conducteurs et la mesure de ses reflets. La TDR peut identifier un capteur de température défectueux dans un réacteur nucléaire, ou savoir si le défaut est à l'intérieur ou à l'extérieur de l'enceinte du réacteur est critique.

Dans la plupart des cas, on ne peut pas espérer d'identifier tous les défauts qui affectent le réseau câblé à partir de la réponse mesurée sans une connaissance précise des phénomènes de propagation du signal. C'est pourquoi nous avons adopté une démarche consistant à aborder le problème direct, c'est à dire la simulation de la réponse d'un réseau de configuration connue au signal électromagnétique émis par le réflectomètre. Nous allons alors suivre des méthodes de modélisation nous amenant à modéliser la propagation d'un signal hyperfréquence dans un réseau câblé. Cette étape va aboutir à un modèle numérique calculant, à partir des caractéristiques du réseau, la courbe du signal réfléchi telle qu'elle est enregistrée par le réflectomètre.

Nombreux auteurs ont utilisé la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) pour simuler ce phénomène afin d'obtenir l'allure du signal réfléchi. Une méthode Haute Résolution de Différences Finies dans le Domaine Temporel (HR-FDTD) peut être utilisée pour simuler un réseau de transmission ramifié affecté par un ou plusieurs défauts avec suffisamment de fidélité. Les branches du réseau sont subdivisées en plusieurs segments d'une largeur très petite afin de balayer toutes les fissures qui peuvent être présentes dans le réseau à diagnostiquer. La minimisation de la largeur de ces segments, augmente le temps de calcul d'une façon linéaire ou même exponentielle, c'est donc très coûteux en termes de ressources de calcul.

Pour minimiser le temps de calcul, on a été asservi du logiciel commercial ADS (Advanced Design System) de Keysight (Agilents). C'est un logiciel très puissant pour la modélisation des ondes hyper-fréquence. Les résultats obtenus par ce logiciel sont rapides et très identiques à ceux obtenus par la mesure. Le seul inconvénient est la difficulté de faire une cosimulation ADS-Matlab pour résoudre le problème inverse.

En basant sur la théorie des lignes de transmission, on présente dans cette thèse une nouvelle méthode de simulation du problème direct, elle est souple, rapide, robuste et efficace, permettant la prise en compte de l'effet de peau et la variation des paramètres linéiques avec la fréquence et aussi la réduction du temps de calcul global.

Enfin, le but ultime d'une modélisation efficace et rapide du problème direct est l'inversion. Les réflectogrammes obtenus par la modélisation directe sont généralement difficiles à interpréter, et ils ne sont pas explicites. Des itérations multiples sont nécessaires, et donc, un algorithme d'optimisation est jugé nécessaire pour contourner le problème inverse. Différents algorithmes sont utilisés pour traiter les problèmes inverses notamment les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones. Dans cette thèse, nous avons appliqué l'algorithme TLBO (Teaching Learning Based Optimisation) ayant la capacité de traiter le

problème inverse, et d'identifier toutes les anomalies dans un temps de calcul réduit. Il est basé sur l'optimisation des paramètres du réseau jusqu'à ce que le signal simulé soit identique au signal mesuré.

## **Structure du mémoire :**

### **Chapitre 1 : Diagnostic filaire : un état de l'art**

Dans le premier chapitre, nous présentons la problématique industrielle pour le diagnostic de défauts dans les réseaux électriques et la modélisation des lignes de transmission et des réseaux électriques filaires complexes.

Nous y exposons la technique de diagnostic de défauts par réflectométrie ainsi qu'une comparaison entre les performances des méthodes de diagnostic connues. A la fin de ce chapitre on présente les différentes tâches réalisées dans cette thèse.

### **Chapitre 2 : Etude expérimentale de la réflectométrie**

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude expérimentale de phénomène de propagation/réflexion d'une onde électromagnétique le long d'un réseau de transmission. Nous allons étudier le principe de fonctionnement et le mode de calibrage d'un analyseur vectoriel de réseau(VNA) ainsi que les paramètres de répartition S (Scattering Parameters). Dans ce chapitre, nous présentons en détaille le banc de mesure et la procédure avec laquelle on obtient le signal réfléchi en temporel. A la fin, quelques résultats expérimentaux seront présentés.

### **Chapitre 3 : Techniques de modélisation du problème direct**

Dans le troisième chapitre, nous présentons trois méthodes pour la simulation du problème direct, c.-à-d., la simulation du banc de mesure (réseau de transmission sous test alimenté par un analyseur vectoriel du réseau). La première méthode repose sur la résolution des équations de télégraphistes par la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), où les branches de réseau sont modélisées à l'aide de leurs paramètres linéique RLGC. La deuxième méthode s'appuie sur le puissant outil de simulation HF "ADS" de la société Keysight (Agilents) et qui permet d'effectuer des simulations des dispositifs électromagnétiques en hautes fréquence. Le banc de mesure est simulé d'une façon très simple et très rapide, les résultats obtenus sont très significatifs. Enfin, une nouvelle méthode de simulation du problème direct est présentée. Elle est basée sur la théorie des lignes de transmission et elle prend en considération l'effet de peau et la variation des paramètres linéiques avec la fréquence. Une comparaison est menée entre ces trois méthodes de modélisation où les atouts et les faiblesses de chacune sont évoqués.

#### **Chapitre 4 : Résolution du problème inverse de la réflectométrie**

Dans le quatrième chapitre, nous présentons la méthode d'inversion (optimisation) TLBO qui permet la reconstruction de la configuration du réseau à partir de sa réponse au signal émis par le réflectomètre. On expose le principe de l'algorithme d'optimisation qu'il s'agit d'un processus d'enseignement-apprentissage.

A la fin, il est à noter que toutes les simulations et les mesures effectuées dans ce travail sont réalisées par nos soins au laboratoire de la compatibilité électromagnétique de l'université de L'Aquila (Italie). A cet effet, les résultats numériques et expérimentaux sont obtenus par l'exploitation du logiciel de simulation hyperfréquence Advanced Design System (ADS) et du matériel de mesure hyperfréquence disponible au sein de ce laboratoire.

---

# **Chapitre 1**

## **Diagnostic filaire : un état de l'art**

---

## 1.1 Introduction

En 1892, Thomas Edison l'inventeur industriel américain, a breveté ce qu'il appelle un conducteur électrique entouré par un isolant résistant au feu et à l'humidité (figure 1.1). Grâce à cette invention et jusqu'à aujourd'hui, le câble ou le conducteur électrique est le premier support physique permettant de faire circuler un signal électrique [1].

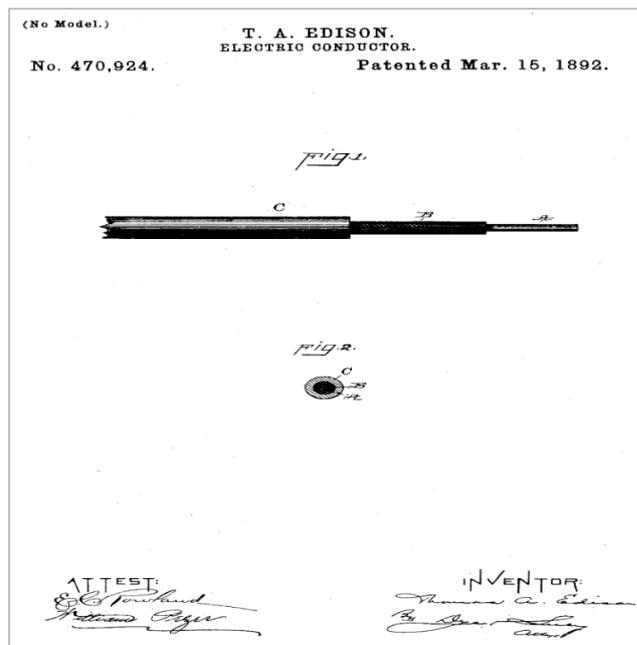
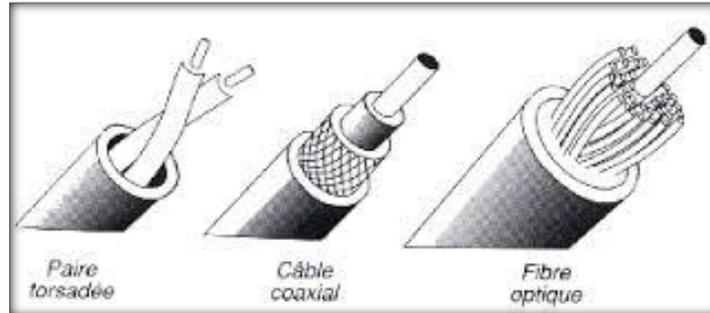


Figure 1.1: Le premier câble électrique inventé par Thomas Edison [1]

A l'ère des réseaux sans fils, l'utilisation des câbles dans les systèmes complexes reste inévitable, ils sont les liens vitaux sur lesquels les puissances et les signaux électriques sont transmis d'un lien à l'autre. Cependant, les câbles peuvent être des causes majeures de problèmes sur les systèmes de contrôle et de surveillance, ils sont longs et situés dans un environnement dur [2]. La mise en place d'un système de diagnostic pour la détection et la localisation des défauts dans les câbles est ainsi nécessaire. 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 : franc et non franc. Nous présentons à la fin la méthode de réflectométrie et nous évaluons ses différentes performances.

## 1.2 Rappel sur les types de câbles

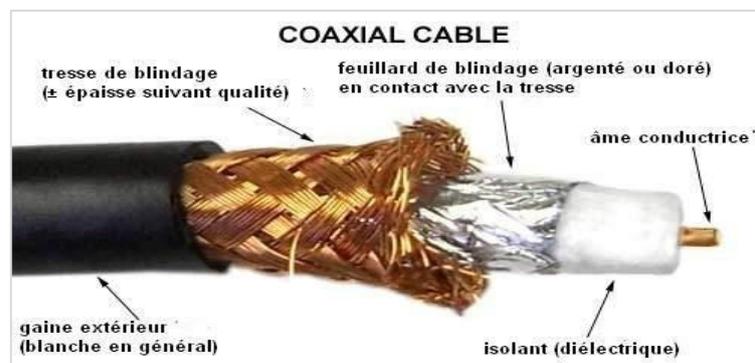
Le choix du câble dépend non seulement de la nature du signal transmis (analogique ou numérique, énergie ou puissance, basse ou haute fréquence, etc.) mais aussi du débit souhaité, de la longueur du réseau et évidemment du domaine d'application. Dans ce contexte, on peut distinguer trois grandes familles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



**Figure 1.2:** Les types de câbles

### a) Le câble coaxial

Le câble coaxial ou ligne coaxiale est une ligne de transmission ou liaison asymétrique, utilisée en hautes fréquences, composée d'un conducteur central, un blindage, des isolants et une gaine. La gaine permet de protéger le câble de l'environnement extérieur. Elle est habituellement en caoutchouc. Le blindage qui est une enveloppe métallique entourant les câbles permet de protéger les données transmises sur le support des parasites (autrement appelé bruit) pouvant causer une distorsion des données. L'isolant entourant la partie centrale est constitué d'un matériau diélectrique permettant d'éviter tout contact avec le blindage. L'âme accomplissant la tâche de la transmission des données, et généralement composée d'un seul brin en cuivre ou de plusieurs brins torsadés (voir figure 1.2). 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 [3], [4].



**Figure 1.3:** Description matérielle d'un câble coaxial.

Le tableau suivant présente différents types de câbles selon la partie centrale (l'âme).

**Tableau 1.** Les différents types de câbles coaxiaux

Type de câble	Description
RG-58 /U	Brin central à toron de cuivre unique
RG-58 A/U	Version militaire du RG-58 A/U
RG-58 A/U	Torsadé
RG-58 C/U	Version militaire du RG-58 A/U
RG-59	Transmission à bande large
RG-6	Diamètre plus large, conseillé pour des fréquences plus élevées que RG-59

### b) La paire torsadée

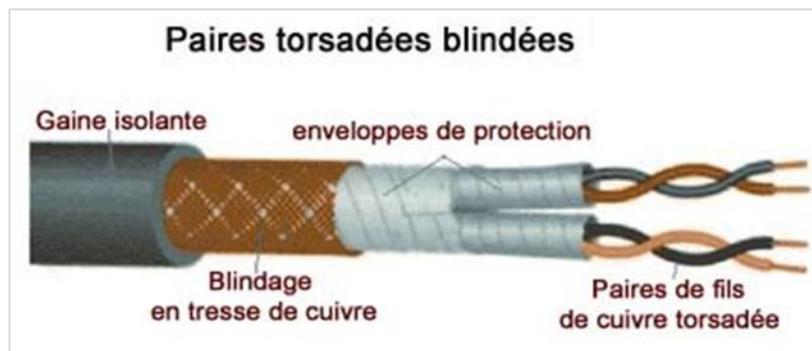
Celui-ci est un ancien support de transmission utilisé depuis très longtemps pour le téléphone. Il est encore largement utilisé aujourd'hui. Ce support est composée de deux conducteurs en cuivre, isolés l'un de l'autre et enroulés de façon hélicoïdale autour de l'axe de symétrie longitudinale. Cet enroulement permet de réduire les conséquences des inductions électromagnétiques parasites provenant de l'environnement dans lequel la paire torsadée remplit sa fonction de transmission. Couramment ce type de câble est utilisé pour desservir les usagers du service téléphonique abonné du service public ou usagers des réseaux privés. Les signaux transmis par l'intermédiaire des paires torsadées peuvent parcourir plusieurs dizaines de kilomètres sans amplification ou régénération. Quand plusieurs paires torsadées sont rassemblées dans un même câble, les signaux électriques qu'elles transportent interfèrent plus ou moins les uns sur les autres par rayonnement (phénomène de diaphonie) [5],[6]. Elle est souvent blindée afin de limiter les interférences. De ce fait, on distingue cinq types de paires torsadées:

- Paire torsadée non blindée (UTP en anglais): dénomination officielle (U/UTP); elle n'est pas entourée d'un blindage protecteur. Ce type de câble est souvent utilisé pour le téléphone et les réseaux informatiques domestiques.



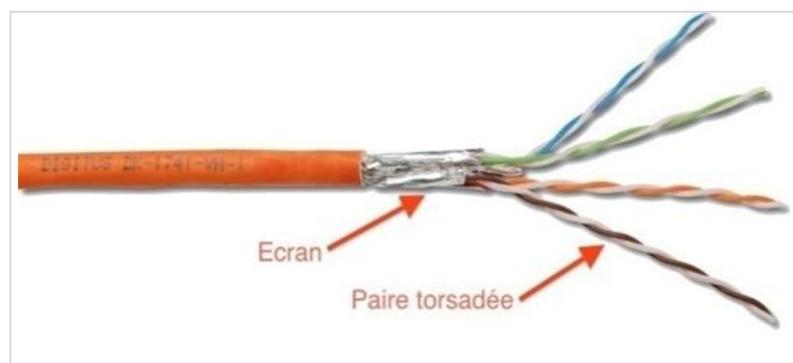
**Figure 1.4:** Paire torsadée non blindée.

- Paire torsadée blindée (STP en anglais): dénomination officielle U/FTP. Chaque paire torsadée est entourée d'une couche conductrice de blindage, ce qui permet une meilleure protection contre les interférences.



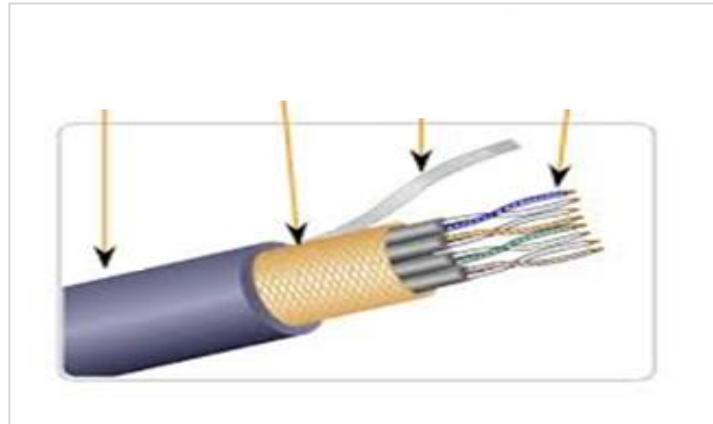
**Figure 1.5:** Paire torsadée blindée.

- Paire torsadée écrantée (FTP en anglais) officiellement connu sous la dénomination F/UTP. L'ensemble des paires torsadées ont un blindage commun assuré par une feuille d'aluminium, elle est placée entre la gaine extérieure et les quatre paires torsadées. On en fait usage pour le téléphone et les réseaux informatiques.



**Figure 1.6:** Paire torsadée écrantée.

- Paire torsadée écrantée et blindée (SFTP en anglais), nouvelle dénomination S/FTP. Ce câble est doté d'un double écran commun à toutes les paires.
- Paire torsadée super blindée (SSTP en anglais), nouvellement connu sous la dénomination S/FTP. C'est un câble STP doté en plus d'un écran commun entre la gaine extérieure et les quatre paires.

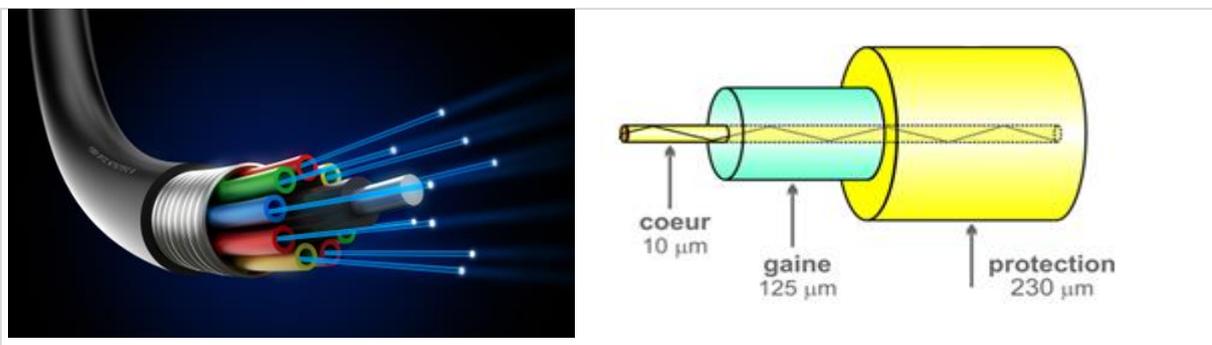


**Figure 1.7:** Paire torsadée super blindée.

La bande passante d'un câble à paire torsadée dépend essentiellement de la qualité de ses composants, de la nature des isolants et de la longueur du câble.

### c) La fibre optique

Une fibre optique est un fil de verre ou de plastique, plus fin qu'un cheveu, qui conduit la lumière. Le signal lumineux injecté dans la fibre est capable de transporter de grandes quantités de données à la vitesse de la lumière sur plusieurs centaines, voire milliers, de kilomètres. Cette technologie est déjà utilisée depuis plus de vingt ans notamment pour le transport de données entre les grandes agglomérations. Son extension jusqu'aux logements va permettre de répondre aux besoins croissants en débits et en services des particuliers et des entreprises.

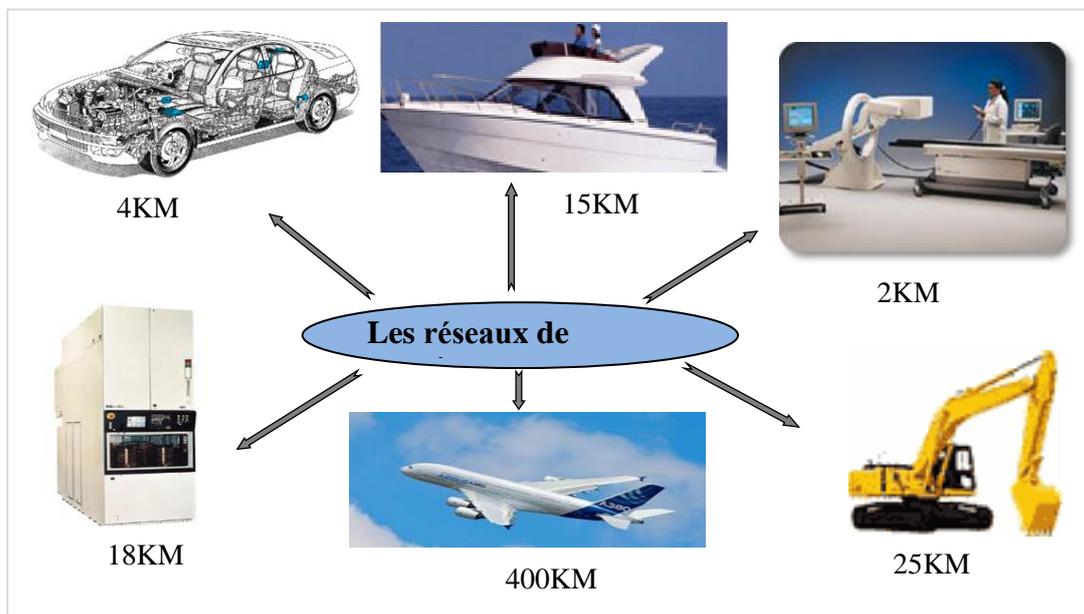


**Figure 1.8:** Câble en fibre optique.

## 1.3 Domaines d'applications des câbles

### 1.3.1 Les réseaux de terrain

A l'ère des réseaux sans fils, la présence d'un support physique 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 dans la télécommunication, l'augmentation de la longueur des câbles a entraîné l'augmentation de la complexité des réseaux filaires comme décrit dans cette section [2], [7].



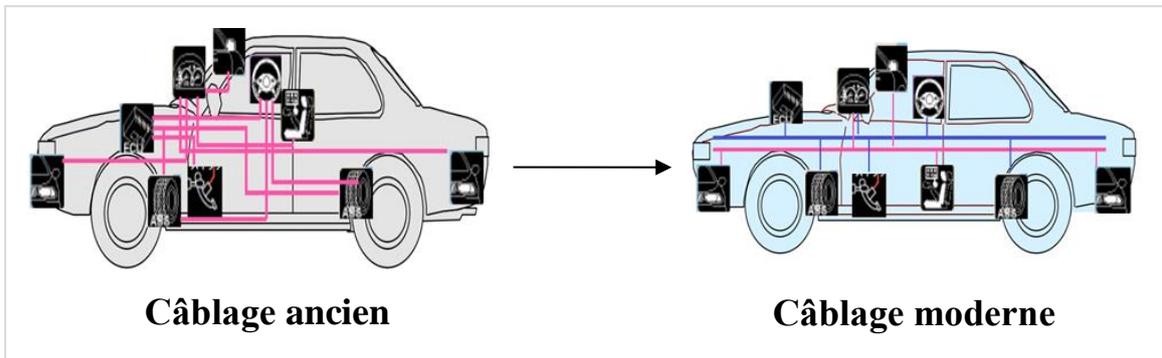
**Figure 1.9:** Longueurs des câbles cumulés dans différents domaines d'utilisations

#### a) 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. A cet effet, le besoin en électronique embarquée dans l'automobile a évolué d'une façon considérable au cours de ces dernières années passant de 2% à 40% du coût de production d'une voiture entre 1920 et 2015 [7-8].

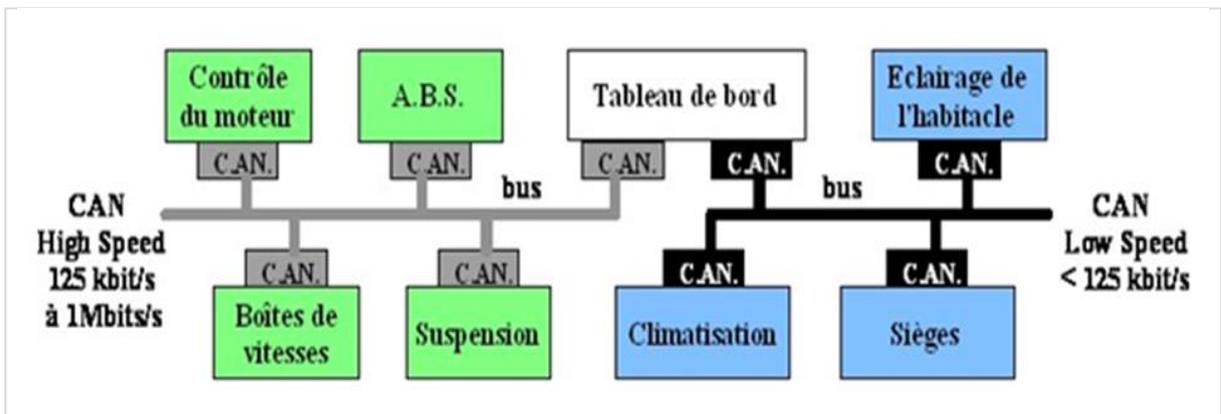
Puisque l'explosion du nombre de calculateurs et de capteurs distribués dans tout le véhicule ne cesse de s'accroître. Les constructeurs ont eu recours au multiplexage afin de réduire la quantité de câbles dans les véhicules. Cette technologie consiste à échanger plusieurs

informations entre les différents composants sur un seul support physique (i.e. un bus) au lieu de transiter chaque information par un fil dédié.



**Figure 1.10** : Câblage électrique d'une voiture ancienne Vs une voiture moderne

Le bus de terrain CAN (Controller Area Network) a été lancé en 1990 pour répondre aux besoins de l'industrie automobile devant la montée de l'électronique embarquée. En 2005 une voiture moyenne comporte une centaine de microcontrôleurs. Pour éviter les 2 kms de câblage d'une grosse voiture actuelle, soit 100 kg de cuivre, il fallait définir un bus série simplifiant énormément l'intégration des fils dans le châssis [7].



**Figure 1.11** : Réseau CAN d'un véhicule [8].

En pratique, il y a trois bus CAN différents dans une voiture à des débits différents :

- Un bus très rapide pour gérer la sécurité (freinage, ABS, détection chocs, airbags...)
- Un bus à vitesse moyenne pour gérer le moteur (commandes et capteurs) ;
- Un bus lent pour gérer tous les accessoires (lampes, moteurs d'asservissements, boutons...).

## b) Les câbles de télécommunication sous-marins

Selon un rapport publié par le centre de réflexion britannique Policy Exchange en décembre 2017, 97% des communications mondiales et l'essentiel des transactions financières transitent par les 900.000 km de câbles installés sous la mer. Aussi, la moindre perturbation aurait un impact économique potentiellement énorme [9-10].



**Figure 1.12 :** Les câbles sous-marins intercontinentaux

En Octobre 2017, le câble sous-marin coupé au large d'Annaba a privé l'Algérie de plus de 80% de son trafic international, a annoncé le PDG d'Algérie Télécom. Sur les 420 gigabits par seconde (Gbps) de bande passante internationale de l'opérateur historique algérien, plus de 330Gbps transitent via le câble SMWE4 à Annaba. Ce taux explique les importantes perturbations de la connexion à internet partout en Algérie. Les travaux de réparation ont été difficiles et ont pris plus d'une semaine.



**Figure 1.13 :** Travaux de réparation sur un câble sous-marin

### c) L'aéronautique

Si les passagers d'un avion ne les voient pas, les câbles sont largement présents dans toute l'architecture d'un appareil, le câblage est l'un des éléments primordiaux de l'architecture d'un aéronef, dans les ailes, le fuselage, ou encore la pointe avant, des kilomètres de câbles sont déroulés pour faire passer des circuits électriques, des informations, de la vidéo ou de l'image.



**Figure 1.14:** Réseau filaire d'un avion [2].

Le réseau électrique dans un Airbus A380 atteint 10000 câbles et 40300 connecteurs d'une longueur total de près de 400 kilomètres dont le but est d'avoir des avions de plus en plus électriques sous le concept technologique "Fly-by-Wire". 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 moins de consommation en carburant [11-12].

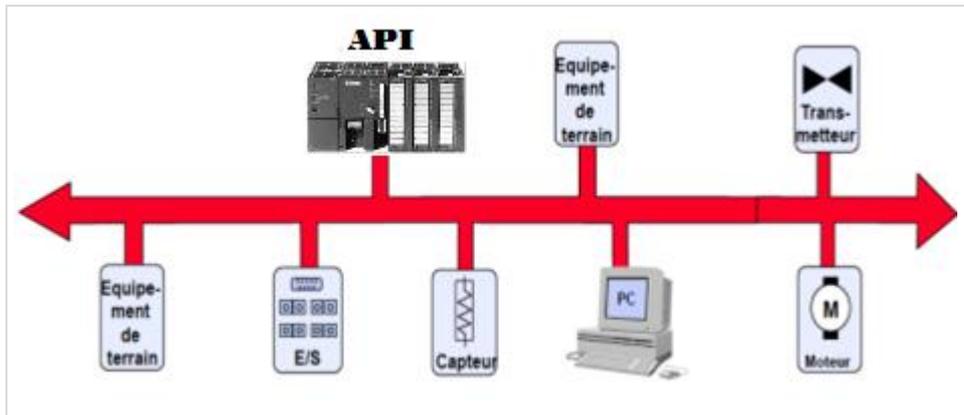
### d) La distribution de l'énergie :

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]. 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.

## 1.4 Topologie des réseaux industriels :

### 1.4.1 Réseau en bus

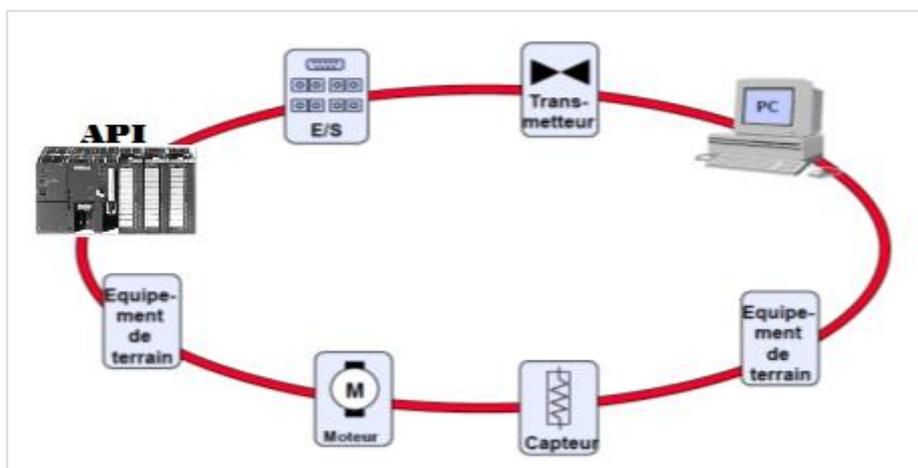
Dans le cas d'un réseau utilisant une topologie en bus, la connexion est constituée d'une seule ligne de communication qui relie l'ensemble des stations du réseau. Le réseau Profibus est un exemple de topologie en bus [13].



**Figure 1.15:** Réseau en bus

### 1.4.2 Réseau en anneau

Cette topologie est aussi appelée topologie point à point. Chaque station ne peut s'adresser qu'à sa voisine. La défaillance d'une station peut être critique et le temps de propagation du signal est proportionnel au nombre de station [13].



**Figure 1.16 :** Réseau en anneau

### 1.4.3 Réseau en étoile

La topologie du réseau en étoile est la topologie la plus courante actuellement. Elle est très souple en matière de gestion et de dépannage d'un réseau. La panne d'un nœud ne perturbe pas le fonctionnement global du réseau. En revanche, l'équipement central (le switch) qui relie

tous les nœuds constitue un point unique de défaillance. Une panne à ce niveau rend le réseau totalement inutilisable. Le réseau Ethernet est un exemple de topologie en étoile. L'inconvénient principal de cette topologie réside dans la longueur des câbles utilisés [13].

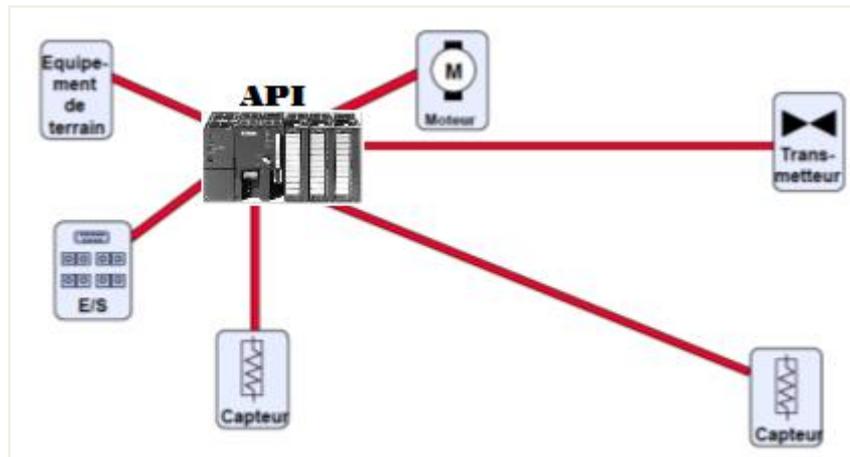


Figure 1.17: Réseau en étoile

## 1.5 Les défauts électriques dans les installations industrielles, un véritable challenge

### 1.5.1 Exemples de défauts des câbles électriques et leur diagnostic

Les défauts des câbles électriques, rencontrés dans l'industrie, sont de plusieurs types et ils ont une influence sur le transport d'énergie ou la transmission de signaux. Ces défauts peuvent causer la détérioration des équipements électroniques connectés sur le réseau de câbles à cause de la surtension, la perte du signal électrique, la mise hors tension d'un système complet, l'apparition de fumée, d'incendies ou parfois même d'explosions. Chaque méthode de diagnostic ne peut pas être utilisée pour tous les types de défauts.

### 1.5.2 Exemples de défauts de câbles

Au cours de son exploitation, un câble est soumis à de multiples contraintes, en plus du vieillissement normal des matériaux. Elles peuvent être thermiques (point chaud ou température ambiante élevée), mécaniques (compression du câble, pincement, frottement), radiatives (environnement ionisant), ou encore électriques (décharges partielles). Elles conduisent à une usure irréversible du câble et contribuent donc à son vieillissement. Suivant les conditions d'exploitation, cela peut se traduire par une dégradation de ses propriétés mécaniques, chimiques et électriques. Elle peut être localisée sur une petite portion du câble (vieillissement hétérogène) ou bien avoir un impact sur toute sa longueur (vieillissement homogène). Qu'il soit global ou local, le vieillissement ne se manifeste que par une très légère

modification des caractéristiques du câble. D'un point de vue électrique, cela entraîne une variation de son impédance caractéristique et de sa vitesse de propagation. C'est pourquoi, on peut le qualifier de défaut non-franc, par opposition à un défaut franc type court-circuit ou circuit ouvert, qui se traduit par une variation nette et importante des propriétés du câble.

Dans la Figure 1.18 qui représente la répartition des types de défauts rencontrés sur les câbles aéronautiques américains [14], nous distinguons des défauts francs et des défauts non francs [15-16].

#### a) Défauts francs

Les défauts francs comme les courts-circuits et les circuits-ouverts sont des défauts sévères. Ils entraînent des pannes dans les systèmes électriques.

#### b) Défauts non francs

Les défauts non francs modifient modérément les caractéristiques internes des câbles et ils peuvent s'évoluer vers des défauts francs. Nous citons par exemple les défauts d'éraflure des câbles et les défauts qui sont dus au vieillissement de câbles.

Ces défauts électriques sont conséquences de plusieurs facteurs externes ou internes.

Parmi les défauts d'origine externe, nous trouvons,

- Défauts de montage (erreurs humaines, ...).
- Corrosion, oxydation (humidité, produits chimiques, . . .).
- Effets de l'environnement (température, ensoleillement, . . .).

Les défauts d'origine interne représentent principalement les défauts non francs qui sont liés au vieillissement et aux défauts de fabrication.

Dans la Figure 1.18, nous avons trois exemples de défauts rencontrés dans les câbles électriques. Les défauts mécaniques sont généralement des défauts francs. Cependant, les défauts chimiques et thermiques apparaissent dans les câbles électriques comme des défauts non francs et ils évoluent vers des défauts francs [14].

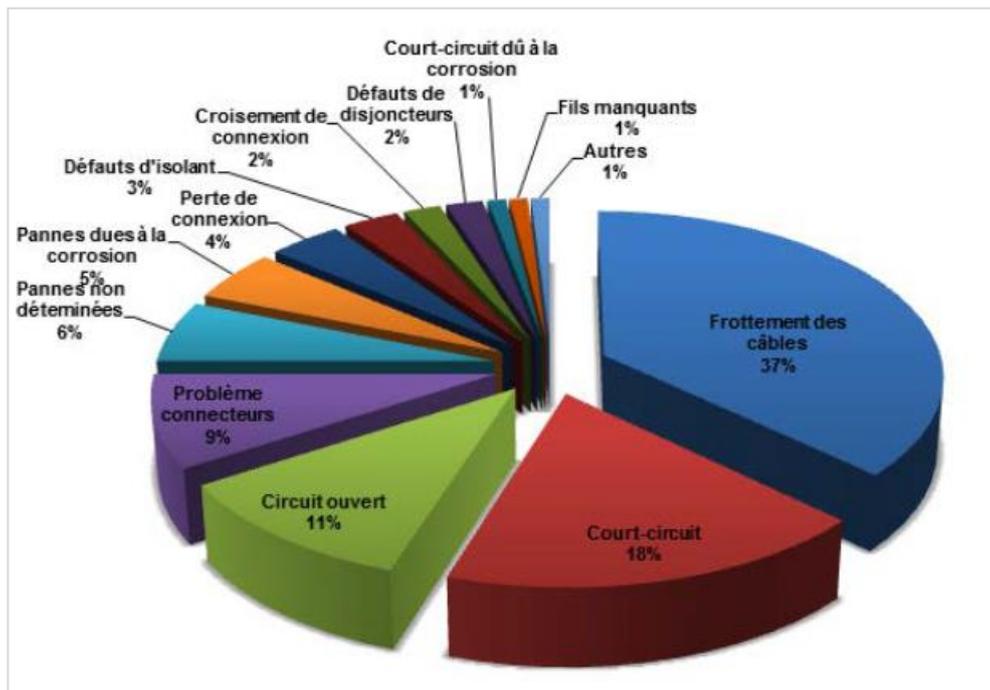


Figure 1.18 : Répartition des types de défauts (source NASA) [14].

## 1.6 Méthodes de diagnostic filaire et état de l'art

Les câbles sont pour les installations électriques ce que les nerfs sont pour le corps humain. Ils sont longs et situés où se trouve l'énergie électrique. La recherche sur le diagnostic de défauts dans les câbles et les réseaux filaires est un enjeu d'actualité qui préoccupe les chercheurs, les industriels et même les autorités publics comme en témoigne un rapport sur ce sujet publié par le conseil national de science et technologie des États-Unis [17].

A l'heure actuelle, différentes méthodes destructives (tests mécaniques) sont utilisées pour évaluer l'état des câbles tels que la mesure de la charge à la rupture, l'allongement à la rupture puis comparaison entre échantillons neufs et usés. Ces techniques ont beaucoup des inconvénients. Plus qu'elles sont destructives, elles ne peuvent dans la majorité des cas d'être réalisées qu'en laboratoire. Dans notre cas, nous intéressons beaucoup plus aux méthodes de contrôle non-destructif pour le diagnostic des réseaux câblés.

### 1.6.1 Les méthodes de contrôle non-destructif

#### 1.6.1.1 Les méthodes non-électriques

Parmi les méthodes classiques non destructives de diagnostic filaires, nous citons les méthodes suivantes:

- **Inspection visuelle**

Cette méthode est la plus utilisée pour localiser des anomalies sur les réseaux filaires. Elle est utilisée souvent pour repérer les échauffements locaux des câbles et les dégradations des isolants [18]. Ainsi, l'utilisation de caméras infrarouges permet aux opérateurs de détecter des échauffements, signes de défauts résistifs ou de la proximité d'une source de chaleur dangereuse pour l'intégrité des câbles. L'inspection visuelle reste néanmoins une méthode chronophage, coûteuse, et de fiabilité insuffisante.

- **Méthode par rayon X**

On peut également utiliser les rayons X pour effectuer une imagerie de la structure interne du câble. Cette méthode permet de trouver des défauts au niveau des conducteurs situés à l'intérieur des câbles électriques comme à l'extérieur au niveau des isolants. Lors de l'utilisation de cette méthode, le générateur de rayons X et le détecteur doivent être positionnés près des câbles du réseau [19].

### 1.6.1.2 Les méthodes électriques

Les méthodes électriques de contrôle non-destructif, basées sur la théorie des lignes de transmission, ont plusieurs avantages :

- Elles évaluent l'aptitude d'un câble à véhiculer correctement un signal électrique.
- Elles sont non destructives.
- Elles sont faciles à réaliser sur site.

Dans la littérature on peut citer :

#### a) La méthode LIRA

La méthode de l'analyse de l'impédance de résonance (Line Impedance Resonance Analysis) qui évalue l'impédance caractéristique du câble en fonction de la fréquence. Bien que donnant de premiers résultats intéressants sur des défauts locaux, son fonctionnement protégé par plusieurs brevets, lui confère un caractère de (boîte noire) conduisant à des difficultés d'interprétation [20].

#### b) La méthode impédance spectroscopie IS

La spectroscopie d'impédance est une méthode haute fréquence qui permet de connaître l'état d'un câble électrique en analysant les N caractéristiques de son isolant dans une plage donnée de fréquence [21]. Le principe de cette méthode est de mesurer l'impédance du câble en faisant varier la fréquence de l'onde injectée et de comparer les données enregistrées à celles préalablement mesurées sur un câble sain identique à celui sous test.

### c) Méthode des mesures de continuité et d'isolement

Plusieurs mesures électriques sont également courantes. On en retiendra notamment quelques-unes. Les mesures de continuité servent à s'assurer qu'un câble comportant deux conducteurs n'est pas rompu, en mettant une extrémité en court-circuit et en vérifiant que le courant passe bien entre les deux bornes de l'autre extrémité. Les mesures d'isolement consistent à laisser une extrémité en circuit ouvert tandis qu'on mesure à l'autre extrémité la résistance entre les deux conducteurs. Le but de cette mesure est de tester l'intégrité de l'isolant. Elle nécessite d'avoir accès à des valeurs de référence [22].

### d) La réflectométrie

La réflectométrie est une technique de contrôle non-destructif de câbles électriques. En plus de cette caractéristique essentielle, elle possède de nombreux avantages en tant que technique de diagnostic, puisqu'au-delà de la détection, il est possible de localiser, voire de caractériser des défauts présents sur un câble. D'un point de vue pratique, la réflectométrie peut être déployée facilement sur une installation industrielle et elle peut même être utilisée pendant le fonctionnement normal du câble à inspecter (diagnostic on-line) [22].

La réflectométrie se décline en plusieurs techniques suivant le type de signal injecté (impulsion, signal sinusoïdal) et le domaine d'étude du signal réfléchi (fréquentiel ou temporel). Dans le domaine fréquentiel, la FDR (Frequency Domain Reflectometry) est basée sur l'injection d'ondes sinusoïdales, éventuellement modulées, dans le DSP. On mesure alors l'onde réfléchie ou une onde stationnaire formée de la superposition de l'onde réfléchie et de l'onde injectée. Plusieurs méthodes fréquentielles existent, la PDFDR (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry)[23] qui injecte un signal sinusoïdal de pulsation  $\omega$ , celui-ci réfléchit sur la fin du DSP ou sur une autre discontinuité, la FMCW (Frequency-Modulated Continuous-Wave)[24-26] injecte un signal de type chirp, c'est à dire un signal modulé en fréquence, le plus souvent avec une fréquence  $f(t)$  qui augmente linéairement au cours du temps. En mesurant la différence entre la fréquence du signal émis et celle du signal réfléchi, en SWR (Standing Wave Reflectometry) on injecte une tension sinusoïdale dans le câble. Le signal est réfléchi et la somme du signal émis et du signal réfléchi forme une onde stationnaire dont l'amplitude dépend de la distance à laquelle se produit la réflexion et de l'impédance du défaut qui la produit [27]. La FDR présente l'avantage de permettre une analyse spectrale, et d'exploiter le comportement fréquentiel des câbles pour le diagnostic. Cependant, l'interprétation de telles mesures est moins intuitive et exige un traitement mathématique avec des techniques avancées.

Dans le domaine temporel, la TDR (Time Domain Reflectometry) consiste à injecter une impulsion ou un échelon de tension dans un dispositif sous test (DST) puis à mesurer le signal réfléchi au même point d'injection. On trouve la STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) et la SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) qui exploitent des outils de traitement du signal. Le principe de cette technique est d'injecter dans le câble une séquence de code pseudo-aléatoire (STDR) ou la même séquence modulée par une onde sinusoïdale (SSTDR). Puis, on calcule la corrélation entre le signal réfléchi mesuré à l'extrémité du câble et une copie du signal injecté [28-31]. La méthode Multicarrier Time Domain Reflectometry (MCTDR) ou réflectométrie multiporteuse [32-33] a pour objectif de faciliter la mise en œuvre de diagnostics en ligne, c'est à dire pendant le fonctionnement normal du système inspecté. Certains auteurs utilisent une méthode mixte reposant sur l'analyse temps-fréquence, la JTFDR (Joint Time-Frequency Domain Reflectometry). L'intérêt d'une telle approche est de combiner les avantages de la TDR et de la FDR, c'est à dire d'exciter le câble avec un signal localisé en temps et en fréquence. On trouve une description de cette technique dans [34].

Malgré ces qualités, les techniques de réflectométrie existantes, restent à ce jour limitées à plusieurs égards. En effet, elles ne permettent pas toujours un diagnostic précis et rapide lorsqu'il s'agit de traiter des configurations de réseaux complexes, en plus, les réflexions multiples dans un câble peuvent engendrer un réflectogramme difficile à interpréter si on n'a pas recours à des techniques sophistiquées. D'une façon générale, les méthodes basées sur la réflectométrie pour le diagnostic filaire reposent sur la simulation du problème direct, c'est-à-dire, la simulation de la réponse du réseau face à la propagation d'un signal injecté au bout du réseau, puis, l'utilisation des algorithmes d'optimisation pour résoudre le problème inverse.

Afin de simuler la TDR d'un réseau sous test, deux approches existent, analytiques ou numériques. Pour la solution analytique, plusieurs propositions peuvent être trouvées dans la littérature. Dans [35], le coefficient de réflexion d'entrée du réseau de câblage est décrit en fonction du coefficient de réflexion aux jonctions dans le domaine temporel et, dans [36-38], dans le domaine fréquentiel. Les méthodes de la matrice de transmission modifiée (MTM) et du paramètre S fournissent des solutions rapides et réalistes à la modélisation de la transmission [39]. Du point de vue de la modélisation numérique, il existe également plusieurs techniques pour simuler la réflectométrie. Ces approches dépendent de la méthode numérique (méthode des éléments finis (FEM), domaine des différences finies (FDTD), méthode des moments (MoM)) utilisée pour résoudre les équations de propagation. Dans [40-47], les auteurs ont utilisé la méthode FDTD pour simuler le modèle direct. L'inconvénient de

toutes ces méthodes est l'inaptitude de prendre en considération la variation des paramètres linéiques avec la fréquence, d'une part, et le temps de calcul important d'autre part.

Dans cette thèse, une nouvelle méthode d'améliorations est développée pour s'affranchir des toutes les limitations des méthodes précédentes. Il s'agit de développer une alternative efficace aux méthodes numériques pour simuler le problème direct. Pour cela, on a développé une nouvelle méthode analytique basée sur la théorie des lignes de transmission (ATL). Fondamentalement, elle décrit soigneusement les paramètres linéiques R, L, G et C associés à la ligne de transmission étudiée pour minimiser la différence entre la réponse simulée et la réponse mesurée d'un réseau coaxial ramifié. Une fois le modèle validé, un algorithme d'optimisation s'applique au problème du réseau en défaut. Il s'agit de l'algorithme TLBO (Teaching Learning Based Optimisation). L'algorithme fait évoluer les paramètres d'un réseau de façon à ce que les résultats de TDR simulés convergent vers ceux issus des mesures. La combinaison du modèle ATL à cet algorithme d'optimisation s'avère capable de localiser efficacement et d'une manière rapide tous les défauts.

### 1.6.2 Domaine d'utilisation de la réflectométrie

La réflectométrie est utilisée dans différents domaines, elle se trouve dans l'aéronautique, les géophysiques, le domaine médical et dans autres applications industrielles.

#### a) Réflectométrie dans l'aéronautique

Les radars de contrôles aériens sont des instruments de télédétection utilisés pour repérer, suivre et guider les avions dans l'espace de vol autour d'un aéroport ou dans des régions plus vastes.



Figure 1.19 : Radar de contrôles aérien

Ces radars utilisent le principe de l'écho. Ils émettent des impulsions d'ondes électromagnétiques et détectent le retour de ces impulsions après leur réflexion sur les cibles. La différence de temps entre l'émission et la réception détermine la distance de la cible par rapport à l'antenne. La position de l'antenne lors de la réception de l'écho, ainsi qu'un calcul correcteur (l'antenne tourne continuellement), détermine l'azimut de la cible

### b) Réflectométrie dans la prospection géophysique

Le radar de sol (appelé aussi géo-radar ou radar géologique de surface) est une méthode de prospection géophysique basée sur la propagation des ondes électromagnétiques (EM) de fréquences variant de 1 à 3000 MHz. Les ondes électromagnétiques sont réfléchies ou diffractées aux frontières d'objets qui présentent des différences de propriétés électriques et/ou magnétiques. La permittivité diélectrique, la conductivité électrique et la perméabilité magnétique sont les trois paramètres pétrophysiques qui déterminent la réflectivité de limites de couches et la profondeur de pénétration [9].

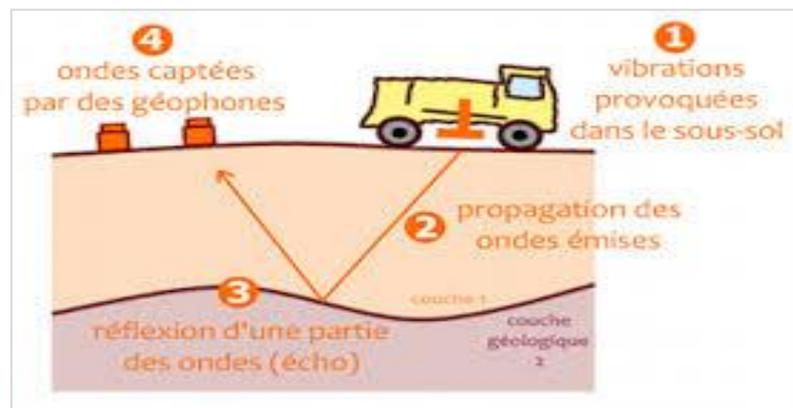


Figure 1.20 : Radar géologique de surface

### c) Réflectométrie dans le domaine médical

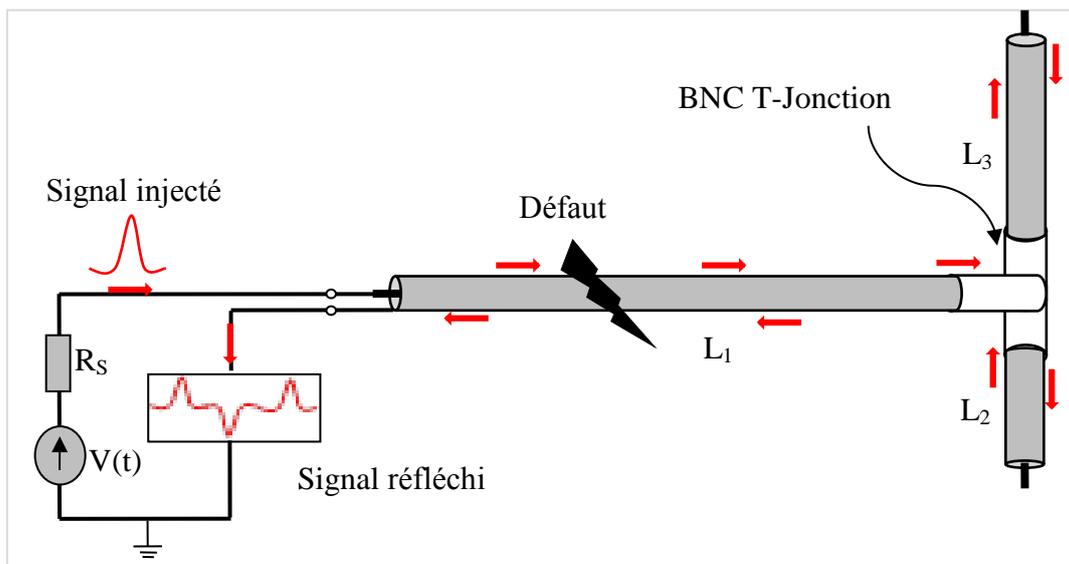
C'est une des seules techniques d'imagerie en temps réel, avec laquelle on peut toujours compléter l'interrogatoire et l'examen clinique du patient en cours d'examen. Elle permet une grande précision diagnostique en des mains expertes et permet d'utiliser plusieurs modalités pour préciser une anomalie : 2D, 3D, reconstructions planaires, échographie de contraste et doppler pulsé ou couleur.



**Figure 1.21** : Réflectométrie dans le domaine médical

### 1.7 Principe de la réflectométrie dans le diagnostic des réseaux filaires

La réflectométrie est un moyen de contrôle non-destructif qui repose sur le principe du radar. Un réflectomètre est constitué principalement d'un générateur de signal et d'un oscilloscope, le générateur de signal émet des impulsions (de type micro-ondes) qui se propagent via le câble, selon les lois de propagation du milieu sous test et lorsqu'elles rencontrent une discontinuité d'impédance une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection où elle peut être mesurée par l'oscilloscope figure 1.22. Connaissant la vitesse de propagation, l'analyse du signal réfléchi permet de déduire des informations sur le système ou le milieu considéré.



**Figure 1.22** : Principe de la réflectométrie sur un réseau en Y.

L'observation des impulsions retournées permet de déduire/mesurer :

- l'adaptation en bout de câble,
- la longueur du câble en connaissant le coefficient de vélocité (vitesse de propagation), ou à l'inverse le coefficient de vélocité du câble en connaissant sa longueur,
- l'impédance caractéristique du câble.

La durée qui sépare l'impulsion transmise de celle de retour est mesurée sur l'oscilloscope. Elle permet de connaître la distance parcourue (distance aller-retour =2.D) si on connaît la vitesse de propagation dans le câble. Ce coefficient est fourni par le fabricant du câble. Pour un câble RG58 ayant un coefficient de vélocité 0.66, l'impulsion se propage à 0.66 fois la vitesse de la lumière soit  $0.66 \times 300\,000 \text{ km/s} = 19.8 \text{ cm}$  par nanoseconde.

### 1.7.1 Le phénomène de réflexion

Le coefficient de réflexion d'une impulsion dans un câble vue coté charge est décrit par la formule suivante:

$$\gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.1)$$

Avec  $Z_L$  l'impédance de charge en bout de câble et  $Z_0$  l'impédance caractéristique du câble fourni par le fabricant.

On distingue trois cas extrêmes :

Si  $Z_L = \infty$ , le coefficient de réflexion  $\gamma_L = 1$ . Il s'agit d'une réflexion totale positive dans le cas du câble non chargé.

Si  $Z_L = Z_0$ , le coefficient de réflexion  $\gamma_L = 0$ . Il n'y a pas de réflexion dans le cas d'une impédance de charge égale à l'impédance caractéristique du câble (charge adaptée).

Si  $Z_L = 0$ , le coefficient de réflexion  $\gamma_L = -1$ . Il y a une réflexion totale négative dans le cas d'un court-circuit au bout du câble.

### 1.7.2 Mécanisme physique de la propagation d'une impulsion dans une ligne

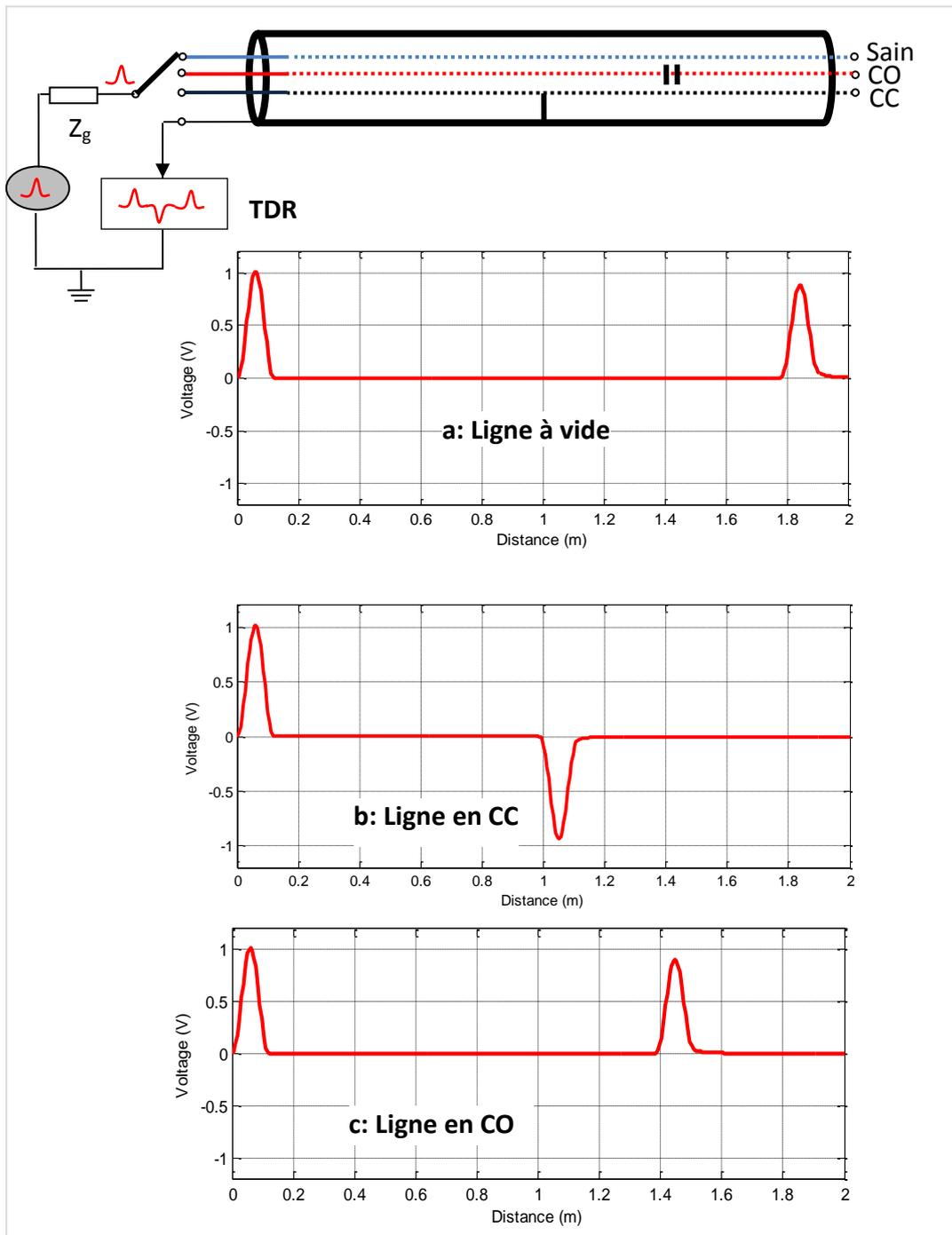
On peut trouver trois types de charges au bout d'un câble. Le générateur a une impédance de sortie  $Z_g$  adaptée (égale) à l'impédance caractéristique du câble  $Z_0$ .

#### a) Câble non chargé à son extrémité

Dans ce premier cas, on raccorde une extrémité du câble au réflectomètre et on laisse l'autre extrémité libre. Sur l'oscilloscope, on visualise l'impulsion générée et après une durée T on voit une impulsion de même polarité avec un affaiblissement qui dépend de la longueur et des pertes du câble. Tout se passe comme si le générateur d'impulsions ne voyant sur sa

sortie qu'un câble d'impédance caractéristique  $Z_0$  qui règle la puissance de l'impulsion émise en fonction de  $Z_0$ . En effet, le générateur « ne sait pas » comment se termine le câble. L'impulsion arrive, après un certain temps, à l'autre extrémité du câble (légèrement affaiblie) et comme il n'y a pas de charge pour dissiper la puissance de l'impulsion, celle-ci s'en retourne vers le générateur avec la même polarité.

Dans la pratique, cela peut correspondre à une coupure accidentelle d'un câble. Le réflectomètre permet alors de caractériser ce problème et de le localiser (distance séparant le réflectomètre de la coupure du câble).



**Figure 1.23** : Mesure réflectométrique d'une ligne multifilaire

**b) Câble chargé par une impédance  $Z_L$  égale à son impédance caractéristique**

Dans ce deuxième cas, on raccorde une extrémité du câble au réflectomètre, l'autre extrémité est chargée par une impédance égale à l'impédance caractéristique du câble. Sur l'oscilloscope, on ne visualise que l'impulsion générée (aucune impulsion de retour). Le générateur d'impulsions ne voit sur sa sortie qu'un câble d'impédance caractéristique  $Z_0$  qui règle la puissance de l'impulsion émise en fonction de  $Z_0$ . En effet, le générateur « ne sait pas

» comment se termine le câble. L'impulsion arrive après un certain temps à l'autre extrémité. Comme la charge  $Z_L$  est parfaitement adaptée, elle dissipe toute la puissance de l'impulsion reçue. Elle ne retourne rien.

On comprend aisément qu'un émetteur de transmission d'impédance de sortie  $Z_g$  égale à l'impédance caractéristique du câble  $Z_0$  et chargé par une impédance  $Z_L$  égale à  $Z_0$  et  $Z_g$  appréciera cette adaptation parfaite.

### c) Câble terminé par un court-circuit

Dans ce troisième cas, on raccorde une extrémité du câble au réflectomètre et on court-circuite l'autre extrémité. Sur l'oscilloscope, on visualise l'impulsion générée et après une durée  $T$  on voit une impulsion de polarité inversée avec un affaiblissement qui dépend de la longueur et des pertes du câble. Tout se passe comme si le générateur d'impulsions ne voyant sur sa sortie qu'un câble d'impédance caractéristique  $Z_0$  qui règle la puissance de l'impulsion émise en fonction de  $Z_0$ . En effet, le générateur « ne sait pas » comment se termine le câble. L'impulsion arrive après un certain temps à l'autre extrémité du câble (légèrement affaiblie) et le court-circuit ne peut dissiper la puissance mais en redemande plus.

Pratiquement, cela peut correspondre à une coupure accidentelle ou à un écrasement d'un câble qui a créé un court-circuit. Le réflectomètre permet de caractériser ce problème et de le localiser (distance séparant le réflectomètre de la coupure du câble).

## Conclusion

La problématique de diagnostic et l'état de l'art de la réflectométrie présentés dans ce chapitre justifient notre intérêt à développer de nouvelles méthodes pour le diagnostic des défauts des réseaux de câbles électriques complexes. La réflectométrie dans le domaine temporel apparaît comme une technique intéressante pour répondre aux besoins modernes en mesures des installations électriques.

## Références bibliographiques

- [1] Thomas A. Edison. Electric conductor. (1892).
- [2] George A. Slenski and Michael F. Walz. Novel technologies for improving wire system integrity. (2006).
- [3] F. Osswald and O. Butscher. Caractérisation des câbles coaxiaux. PROJET DDP (2000).
- [4] <http://www.axon-cable.com/>. Cables coaxiaux. Technical report.
- [5] C. Buccella, M. Feliziani, F. Maradei, and G. Manzi. Prediction of voltage and current propagation in twisted wire pairs (twps) by a circuit model. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago (2005).
- [6] CR. Paul and J. W. McKnight. Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires-part I: A transmission line model for twisted wire pairs. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility (1979).
- [7] K. Godary, " Validation temporelle de réseaux critiques et fiables pour l'automobile," PhD thesis, INSA Lyon, 2004.
- [8] N. Ravot. Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie. PhD thesis, Faculté des Sciences d'Orsay, Juin 2007.
- [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] C. Pavot and J. Liottin. Câbles aéronautiques. Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE), (6-7) :55–56, Juin-Juillet 2003.
- [12] G. Slenski. Aircraft Wiring System Integrity Initiatives. Material directorate, Air Force Research Laboratory, OH, USA.
- [13] Orientés Bus de terrain (sites d'associations d'utilisateurs et de constructeurs) <http://www.can-cia.de> (Bus CAN), <http://www.worldfip.org> (Bus WORLDFIP).
- [14] Kevin R. Wheeler, Xander Twombly, Jules Friederich, and Dogan Timucin. Wire health management technology development. Aging Aircraft & Durability Project Aviation Safety Program (2008).
- [15] M. Pays. Localisation de défauts dans les réseaux de câbles d'énergie. Techniques de l'ingénieur (1987).

- [16] F. Auzanneau. *Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes*. (2010).
- [17] National Science and Technology Council (2000). Review of Federal Programs for Wire System Safety. Rapport technique, National Science and Technology Council.
- [18] Adzman, M. R., Daut, I., Isa, M., Ismail, B., Aliman, O., Lehtonen, M. et Hyvonen, P. (2007). Diagnosis of MV Oil Filled Cable Terminations with X-Ray Imaging and Infrared ( IR ) Thermography. *American Journal of Applied Sciences*, 4(3):168–170.
- [19] Rayon x.
- [20] Fantoni, P., "Wire system aging assessment and condition monitoring: The line resonance analysis method (LIRA)," Halden Reactor Project (HWR-788), 2005.
- [21] Q. Shi, A. Kanoun, "Analysis of the Parameters of a Lossy Coaxial Cable for Cable Fault Detection" *Trans. on Systems, Signals and Devices*, vol.7, no.4, pp. 311-325, 2012
- [22] NassifBerrabah., " Problèmes inverses pour le diagnostic de câbles électriques à partir de mesures de réflectométrie, " thèse de doctorat. Rennes 1, 2017.
- [23] Chung, Y. C., Furse, C. et Pruitt, J. (2005). Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating faults in an F-18 flight control harness. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(2):327–334.
- [24] Bao, F., Arend, L., Bertl, S. et Detlefsen, J. (2011). Application of FMCW radar principle for fast inhomogeneity identification on transmission lines. In 6th German Microwave Conference.
- [25] Bao, F. (2015). Sparse Overcomplete Representation applied to FMCW Reflectometry for Non-uniform Transmission Lines. Thèse de doctorat, Technische Universität München.
- [26] Furse, C. et Kamdar, N. (2002). An inexpensive distance measuring system for navigation of robotic vehicles. *Microwave and Optical Technology Letters*, 33(2):84–87.
- [27] Furse, C., Chung, Y. C., Dangol, R., Nielsen, M., Mabey, G. et Woodward, R. (2003). Frequency-domain reflectometry for on-board testing of aging aircraft wiring. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 45(2):306–315.
- [28] Furse, C., Smith, P., Lo, C., Chung, Y. C., Pendayala, P. et Nagoti, K. (2005b). Spread spectrum sensors for critical fault location on live wire networks. *Structural Control and Health Monitoring*, 12:257–267.
- [29] Smith, P., Furse, C. et Gunther, J. (2005b). Fault Location on Aircraft Wiring Using Spread Spectrum Time Domain Reflectometry.

- [30] Smith, P., Furse, C. et Gunther, J. (2005a). Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. *IEEE Sensors Journal*, 5(6):1469–1478.
- [31] Furse, C., Safavi, M., Smith, P. et Lo, C. (2005a). Feasibility of spread spectrum sensors for location of arcs on live wires. *IEEE Sensors Journal*, 5(6):1445–1449.
- [32] Lelong, A. et Carrion, M. O. (2009). On line wire diagnosis using multicarrier time domain reflectometry for fault location. In *Proceedings of IEEE Sensors*, pages 751–754, Christchurch.
- [33] Lelong, A. (2010). Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille.
- [34] Wang, J., Stone, P. E. C., Coats, D., Shin, Y.-J. et Dougal, R. A. (2011). Health Monitoring of Power Cable via Joint Time-Frequency Domain Reflectometry. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(3):1047–1053.
- [35] F. Auzanneau, M. Olivas, and N. Ravot, “A Simple and Accurate Model for Wire Diagnosis Using Reflectometry” *PIERS Proceedings*, August 27-30, Prague, Czech Republic, 2007.
- [36] Hartebrodt, M. and K. Kabitzsch, “Fault detection in Keldbuses with time domain reflectometry,” *7th IEEE Africon Conference*, Vol. 1, 391-396, September 2004.
- [37] Eric J. Lundquist, James R. Nagel, Shang Wu, Brian Jones, and Cynthia Furse “Advanced Forward Methods for Complex Wire Fault Modeling” *IEEE Sensors Journal*, Vol. 13, N. 4, pp. 1172-1179, April 2013.
- [38] J. S. Barret and M. S. Green, “Statistical method for evaluation electrical failures,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 9, no. 3, pp.1524–1530, Jul. 1994.
- [39] J. Lundwtedt, S. Strom, and S. He, “Time-domain signal restoration and parameter reconstruction on lcrg transmission line,” in *Proc. Int.Symp. Signals, Syst., Electron.*, San Francisco, CA, 1995, pp. 323–326.
- [40] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, and M. Lambert, “Detection of the defects in wiring networks using time domain reflectometry,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 2998–3001, Aug.2010.
- [41] M.K. Smail, H.R.E.H. Bouchekara, L. Pichon, H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, “Diagnosis of wiring networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms”, Vol. 40, pp. 2236–2245, 2014.

- [42] H. R. E. H. Boucekara, M. K. Smail, and G. Dahman, "Diagnosis of Multi-Fault Wiring Network Using Time-Domain Reflectometry and Electromagnetism-Like Mechanism," *Electromagnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 131–143, Feb. 2013.
- [43] M. K. Smail, H. R. E. H. Boucekara, L. Pichon, H. Boudjefdjouf, and R. Mehasni, "Diagnosis of wiring networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms," *Comput. Electr. Eng.*, Aug. 2014.
- [44] H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H. Boucekara, F. de Paulis, and M. K. Smail, "Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization," *Electromagnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–24, Dec. 2015.
- [45] H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, R. Mehasni, M. K. Smail, A. Orlandi, and F. De Paulis, "Wire fault diagnosis using time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm," in *Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2015, vol. 2015-May.
- [46] H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, F. De Paulis, M. K. Smail, A. Orlandi, and R. Mehasni, "Wire fault diagnosis based on time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm," *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 31, no. 4, 2016.
- [47] M. K. Smail, H. R. E. H. Boucekara, L. Pichon, H. Boudjefdjouf, A. Amloune, and Z. Lacheheb, "Non-destructive diagnosis of wiring networks using time domain reflectometry and an improved black hole algorithm," *Nondestruct. Test. Eval.*, vol. 9759, no. July, pp. 1–15, 2016.

---

# **Chapitre 2**

## **Etude expérimentale de la réflectométrie**

---

## 2.1 Introduction

En sciences physiques, une première étape essentielle dans l'apprentissage d'un sujet est de trouver comment l'appréhender en chiffres, et d'avoir des méthodes pour mesurer une qualité qui lui est liée.

La mesure constitue un préalable indispensable au développement des sciences et à la mise en œuvre des techniques. D'un point de vue très général, la mesure peut être assimilée à l'évaluation quantitative d'un phénomène. Selon la situation, pour choisir un procédé de mesure approprié, il est indispensable de posséder une connaissance suffisante des méthodes de la métrologie et de leurs mises en œuvre.

Dans notre cas, La manière classique de faire des mesures réflectométrique dans le domaine temporel (TDR) est d'injecter un signal dans un Dispositif Sous Test (DST), qui se propage le long de ce dernier et en rencontrant une discontinuité d'impédance, une partie de son énergie est réfléchi vers le point d'injection où il est alors mesuré [1]. Ce réflectogramme est utilisé pour détecter, localiser et caractériser les défauts en fonction de l'amplitude et le temps de l'impulsion réfléchi.

La configuration typique de mesure pour la mise en œuvre de cette méthodologie est basée sur l'instrument nommé Réflectomètre Temporel. C'est un oscilloscope de mesure utilisé pour caractériser et localiser des défauts dans les câbles métalliques (paires torsadée, câble coaxial, etc.). L'onde réfléchi à partir de la discontinuité du réseau est détectée et affiché sur l'oscilloscope [2-5].

Dans cette thèse, on propose une configuration alternative, basée sur des mesures dans le domaine fréquentiel en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyzer 10 MHz-9 GHz Anritsu MS4624B) qui repose sur la mesure des paramètres de répartitions S (Scattering parameters) [2-5].

Dans ce chapitre, nous présentons les définitions des paramètres S et l'instrument de mesure « Analyseur vectoriel des réseau (VNA) utilisé pour la caractérisation hyperfréquences des composants électroniques et des réseaux de transmission. Nous décrivons ses caractéristiques qui permettent la mesure des paramètres d'un Dispositif Sous Test (DST) notamment les paramètres S. La mesure de ces paramètres nécessite un calibrage afin d'enlever les effets parasites provenant des connexions.

Enfin, nous présentons le banc de mesure utilisé pour tester différentes configurations de réseaux câblés, la procédure du traitement du signal réfléchi et les résultats obtenus.

## 2.2 Outils de mesure dans le domaine des hyperfréquences

### a) Les besoins

Il y a dans le domaine des télécommunications des grandeurs récurrentes à mesurer. Pour les ondes il s'agit des fréquences et des amplitudes. Pour les signaux on mesure des grandeurs électriques telles que l'intensité, la tension et la puissance. En très hautes fréquences, ces grandeurs ne sont pas toujours aisément mesurables. C'est pourquoi, la mesure concerne autre paramètres.

Le domaine des hyperfréquences est défini par des fréquences s'étalant entre 1 et 100 GHz, ce qui implique des longueurs d'ondes de l'ordre du centimètre [11-13]. Afin de pouvoir négliger les phénomènes de propagation dans un multi-pôle, il faut que son dimensionnement soit très largement inférieur à la longueur d'onde du signal auquel il est soumis. En conséquence, la modélisation de circuits hyperfréquences et la définition de schémas équivalents réalistes s'avèrent délicates [12].

### b) Les différents appareils de mesure

L'analyseur de réseaux est un appareil de mesure très répandu dans le domaine des hyperfréquences (gamme de fréquences comprise entre 1 et 100 GHz). Il permet de mesurer les paramètres S d'un multi-pôle actif ou passif. Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux, les analyseurs scalaires qui mesurent uniquement le module des paramètres S et les analyseurs vectoriels qui mesurent également leur phase. La technologie utilisée est alors différente et implique une grande différence de coût.

Les principaux constructeurs d'analyseurs de réseaux sont : Keysight Technologies, Anritsu, National Instruments et Rohde & Schwarz [6-8].

### c) Les paramètres S

Les paramètres S, coefficients de diffraction ou de répartition constituent des grandeurs de base de l'électromagnétisme dans le domaine radiofréquence [14]. Ils sont utilisés en hyperfréquences, en électricité ou en électronique pour décrire le comportement électrique des réseaux électriques linéaires en fonction des signaux des entrées. Ils permettent de calculer des grandeurs comme la puissance, le gain, l'atténuation, le facteur de réflexion ou l'impédance. L'intérêt pratique est donc considérable puisque c'est aussi presque exclusivement des optimisations de transfert de puissance qui sont recherchées dans les systèmes hyperfréquences.

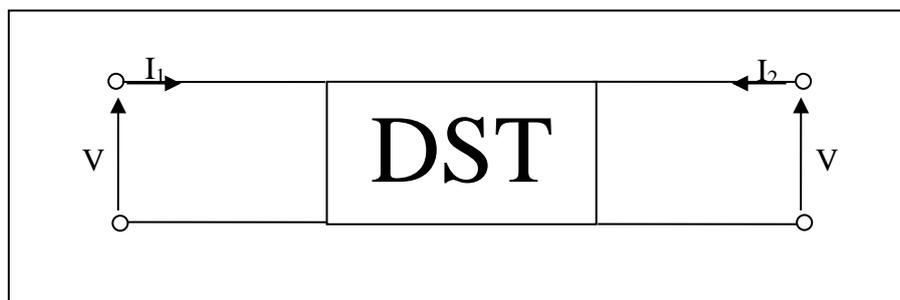
De nombreuses propriétés électriques peuvent être exprimées en utilisant les paramètres S, comme le gain, les pertes en réflexion, le rapport d'ondes stationnaires (ROS) ou le

coefficient de réflexion. Le terme 'diffraction' est plus communément utilisé en optique qu'en hyperfréquences, en référence à l'effet observé lorsqu'une onde plane est incidente sur un obstacle ou un milieu diélectrique. Dans le contexte des paramètres S, le terme 'diffraction' fait référence à la façon dont les signaux appliqués sur une ligne de transmission sont modifiés lorsqu'ils rencontrent une discontinuité causée par l'insertion d'un composant électronique sur la ligne.

Bien que le formalisme des paramètres S soit applicable pour toutes les fréquences, ils sont utilisés régulièrement dans le domaine des hyperfréquences. Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux. Ils sont généralement représentés sous forme matricielle et leurs manipulations obéissent la loi de l'algèbre linéaire [9].

### 2.2.1 Matrice caractéristique d'un quadripôle linéaire

Un quadripôle linéaire (dont le comportement ne dépend pas de l'amplitude du signal d'excitation), peut-être caractérisé de plusieurs façons différentes suivant le choix des paramètres dépendants et indépendants. La majorité de ces paramètres concerne les tensions et les courants.



**Figure 2.1:** Schéma équivalent d'un Quadripôle

Une méthode usuelle pour connaître la fonctionnalité d'un quadripôle est de connaître sa matrice de transformation courant-tension, appelée matrice impédance, ou de transformation tension-courant appelée matrice admittance.

En se servant de la matrice impédance, on peut écrire pour le quadripôle de la figure 2.1,

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \quad (2.1)$$

Les courants sont exprimés en fonction des tensions par l'intermédiaire des paramètres admittances :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases} \quad (2.2)$$

La tension d'entrée et le courant de sortie sont exprimés en fonction de la tension de sortie et du courant d'entrée par l'intermédiaire des paramètres hybrides :

$$\begin{cases} V_1 = H_{11}I_1 + H_{12}V_2 \\ I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}V_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

Notons qu'aucune de ces représentations ne permet la décorrélation de l'entrée et de la sortie. La matrice chaîne permet d'exprimer la tension et le courant à l'entrée en fonction de la tension et du courant à la sortie :

$$\begin{cases} V_1 = AV_2 - BI_2 \\ I_1 = CV_2 - DI_2 \end{cases} \quad (2.4)$$

Les quatre paramètres chaîne sont définis comme suit :

A représente le gain en tension inverse lorsque la sortie est en circuit-ouvert, B et C représentent une impédance et une admittance de transfert. D représente l'opposé du gain en courant inverse lorsque la sortie est en court-circuit.

### 2.2.2 Problème des hautes fréquences

Le domaine des hyperfréquences ou micro-ondes rassemble l'ensemble des méthodes, des techniques et des composants qui permettent d'exploiter la bande de fréquence s'étendant de 300 MHz à 300 GHz. A ces fréquences, les dimensions géométriques des structures guidant le signal électrique deviennent du même ordre de grandeur que la longueur d'onde  $\lambda$  donnée par [9]:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

$f$  Est la fréquence du signal,  $\epsilon_r$  représente la permittivité relative du support de transmission et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Cette particularité ne permet pas d'utiliser les hypothèses simplificatrices du formalisme employé en basse fréquence. Ces hypothèses sont :

- La mesure directe des courants et des tensions n'est pas possible à cause de la fréquence très élevée des signaux. Les appareils de mesure doivent intégrer des étages de conversion.

- A chaque mesure on doit associer une référence géométrique appelée plan de référence, rendue nécessaire par le fait que ces grandeurs peuvent varier rapidement sur quelques centimètres voire quelques millimètres.
- Les références en circuit ouvert sont difficiles à réaliser à cause des dimensions physiques proches de la longueur d'onde. Le rayonnement est alors difficile à éviter.

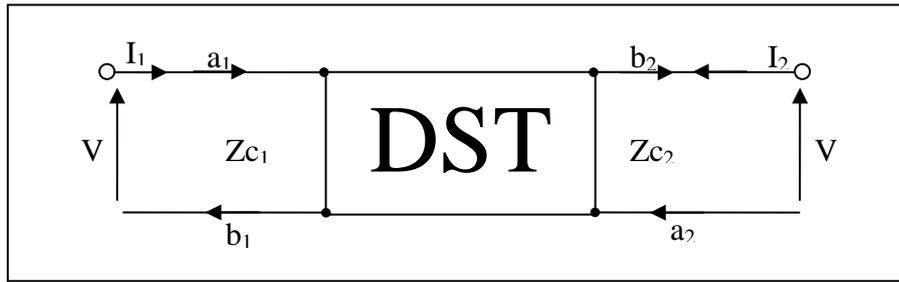
Pour pallier ces inconvénients, on introduit la matrice de répartition où la mesure des paramètres S se fait sur une entrée et une sortie adaptées sur une impédance ( $Z_c$ ) généralement égale à 50 Ohm. Par contre, ces paramètres nécessitent la mesure des ondes incidentes et réfléchies. Des dispositifs appropriés appelés analyseurs de réseau permettent d'accéder à ces grandeurs.

On modélise un dispositif hyperfréquence par un ensemble de 'ports'. Chaque port correspond à une ligne de transmission ou l'équivalent d'une ligne de transmission d'un mode propagatif d'un guide d'onde. Le terme de 'port' a été introduit par H. A. Wheeler dans les années 1950. Lorsque plusieurs modes se propagent dans une ligne, on définit alors autant de ports que de modes propagatifs [9].

Les paramètres S relient donc les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif. Ainsi, un dispositif hyperfréquence est décrit complètement comme il est « vu » au niveau de ses ports. Pour certains composants ou circuits, les paramètres S peuvent être calculés en utilisant des techniques analytiques d'analyse des réseaux ou bien mesurés avec un analyseur de réseau. Une fois déterminés, ces paramètres S peuvent être mis sous forme matricielle. Par exemple, pour un dispositif hyperfréquence à N ports, les paramètres  $a_i$  et  $b_i$  représentent des tensions complexes normalisées incidentes et réfléchies et sont parfois appelés *les ondes de puissances*. Elles peuvent être exprimées par les relations suivantes [9] :

$$\begin{cases} a_i = \frac{v_i + z_{ci} I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \\ b_i = \frac{v_i - z_{ci} I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \end{cases} \quad (2.6)$$

Où  $z_{c1}$  et  $z_{c2}$  sont les impédances de référence complexes connectées à l'entrée et à la sortie dans le cas de la mesure d'un quadripôle.  $R_{ci}$  et  $X_{ci}$  sont respectivement les parties réelle et imaginaire de  $z_{ci}$  ( $i = 1$  et  $2$ ).

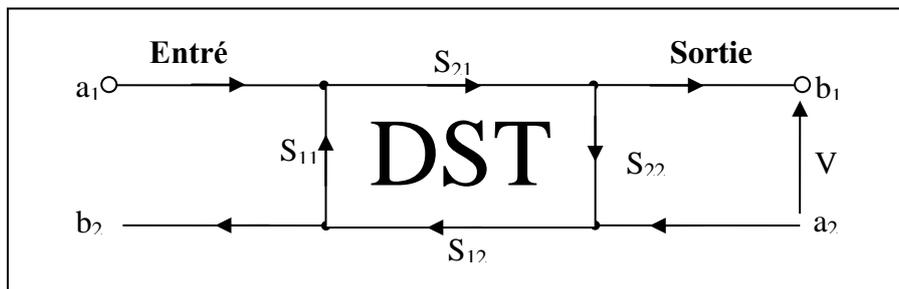


**Figure 2.2:** Les ondes incidentes et réfléchissantes d'un quadripôle

Si les impédances de normalisation sont purement réelles  $Z_{ci} = R_{ci}$ , les paramètres  $a_i$  et  $b_i$  se mettent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} a_i = \frac{v_i + R_{ci} I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \\ b_i = \frac{v_i - R_{ci} I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \end{cases} \quad (2.7)$$

La matrice de répartition S correspondante est représentée sur la figure suivante :



**Figure 2.3:** Relation entre les paramètres S d'un quadripôle et les ondes incidentes et réfléchies.

Les ondes  $a_i$  et  $b_i$  représentent respectivement les ondes entrantes et sortantes du dispositif sous test (DST) pour chacun des ports 1 et 2. Les paramètres  $S_{ij}$  sont définies comme suit :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ I_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.8)$$

En supposant que la source est idéale et en admettant qu'on a une charge  $50\Omega$  comme terminaison (c.à.d. tout le signal envoyé est absorbé) (i.e.  $a_2=0$ ), les deux paramètres S mesurés à l'entrée sont définis comme :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.9)$$

$S_{11}$  est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 2 est nulle (sortie fermée sur l'impédance de référence  $Z_{c2}$ ). D'un point de vue terminologique, le rapport d'une onde réfléchie à une onde incidente s'appelle un facteur de réflexion. C'est la fraction d'énergie réfléchie par le quadripôle. C'est le facteur le plus essentiel dans notre thèse.

$$\bullet S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ lorsque } a_1 = 0 \quad (2.10)$$

C'est le facteur de transmission (« gain » inverse) de l'accès 2 vers l'accès 1 du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 1 est nulle (entrée fermée sur l'impédance de référence  $Z_{c1}$ ).

$$\bullet S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ lorsque } a_2 = 0 \quad (2.11)$$

C'est le facteur de transmission (« gain » direct) de l'accès 1 vers l'accès 2 lorsque l'onde réfléchie à l'accès 2 est nulle.

$$\bullet S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ lorsque } a_1 = 0 \quad (2.12)$$

C'est le facteur de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 1 est nulle.

## 2.3 Mesure des paramètres S

Bien que le formalisme des paramètres S soit applicable pour toutes les fréquences, ils sont utilisés régulièrement dans le domaine des hyperfréquences. Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux et des accessoires tels que les câbles, les jonctions et les connecteurs [6-8].

### 2.3.1 Analyseur vectoriel des réseaux

Les analyseurs de réseaux vectoriels (VNA) ont été introduits dans les années 60 par Hewlett-Packard (HP) [7]. Ces appareils permettent de faire de la caractérisation linéaire des réseaux multiport à des fréquences allant de quelques Hz jusqu'au-delà de 220-325GHz (bande J). Cette caractérisation est le plus souvent faite "On-Wafer", ce qui demande du

câblage additionnel afin d'assurer la connexion électrique entre le dispositif sous test (DST) et le VNA. Ce câblage pose des problèmes dans le calibrage de l'instrument pour obtenir des résultats précis par rapport à un plan de référence situé au bout des pointes RF. Un analyseur de réseaux vectoriel permet de mesurer l'onde incidente, l'onde réfléchie ou transmise à travers un dispositif deux ports ; Il permet d'extraire les 4 paramètres S d'un quadripôle.



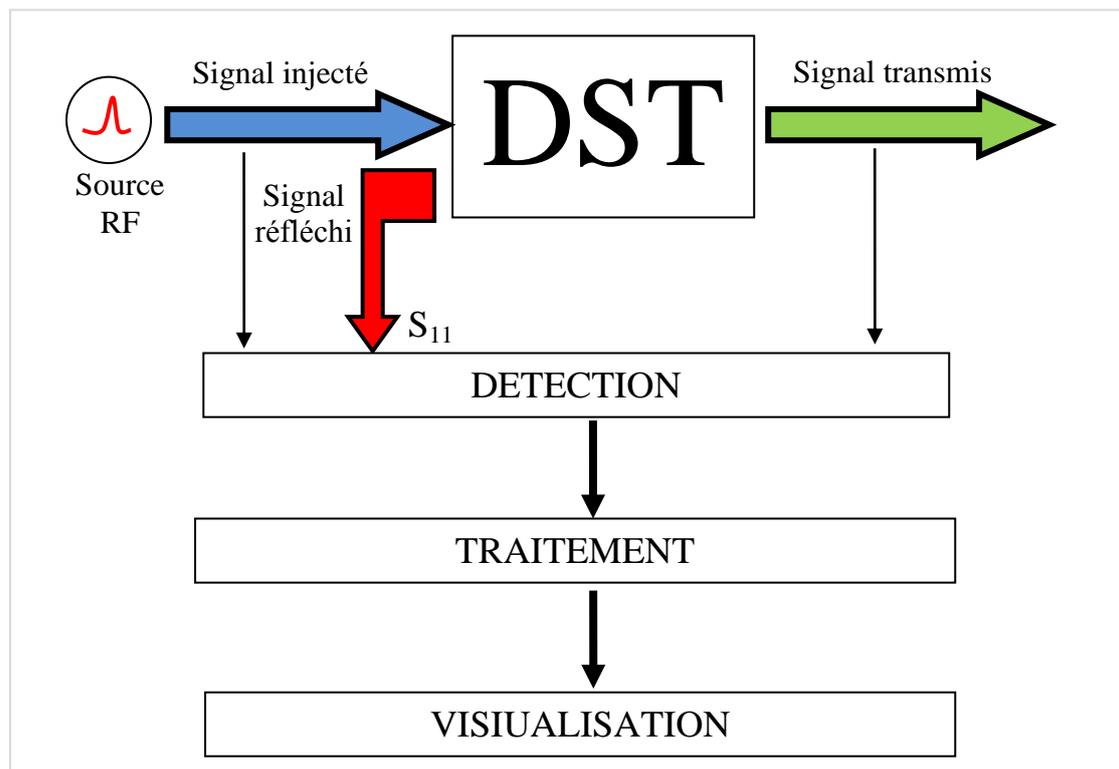
**Figure 2.4:** Analyseur vectoriel de réseau Anritsu MS4624B 10MHz-9GHz [6].

Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S et les vectoriels qui mesurent le module et la phase. Le premier nommé ne donne accès qu'à une partie de l'information mais son coût est plus faible à l'achat. Son principe de base est l'association de coupleurs et de mesureurs.

Dans cette thèse, on s'intéresse aux analyseurs de réseaux vectoriels avec lequel on a fait tous nos mesures.

### 2.3.1.1 Analyseur de réseau vectoriel

Pour pouvoir calculer les paramètres S, il est nécessaire de connaître les signaux réfléchis, transmis et aussi le signal incident. Les analyseurs de réseau vectoriels les plus performants possèdent plusieurs ports de mesure permettant d'obtenir en une seule opération les paramètres S de la matrice de répartition d'un DST. Le sous-système analogique opérationnel d'un VNA peut être séparé en trois parties principales, la source RF, le séparateur de signal, et le récepteur (détection de signal) [9]. La figure 2.5 présente un schéma synoptique clarifiant les différentes fonctions nécessaires de l'analyseur de réseau.



**Figure 2.5 :** Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel

L'analyseur de réseaux vectoriel est constitué de différents éléments. L'onde incidente RF est réalisée grâce à un synthétiseur de fréquences (source RF) qui fournit un signal ayant la puissance désirée et dont la fréquence varie dans une gamme choisie (l'analyseur de réseau utilisé dans ces travaux permet de faire des mesures de 10MHz-02GHz. L'entrée RF/micro-ondes est commutée entre le port 1 et le port 2, en connectant une terminaison  $Z_0$  sur le port non actif ( $Z_0$  est équivalent à  $50\Omega$  c'est à dire que tout le signal est absorbé), ce qui permet de faire les mesures des deux ports sans déconnexion manuelle du DST et d'inverser les connexions. La source injecte le signal dans le DST par un coupleur directionnel, voir Figure 2.5. Les coupleurs sont non-idéaux et engendrent des erreurs de phase et d'amplitude. L'utilisation des coupleurs dans l'analyseur permet de séparer l'onde incidente, réfléchi et transmise dans les deux sens.

### 2.3.1.2 Calibration du VNA

Les erreurs expérimentales sont essentiellement dues aux défauts des appareils de mesure (générateurs instables ...), à l'opérateur (répétitivité des connexions, erreurs de lecture...) et enfin à l'environnement de la mesure (température, pression, interférence électromagnétique). Ces erreurs modifient le résultat de la mesure idéale.

Il est donc essentiel de pouvoir obtenir une mesure fiable et précise. La correction des erreurs de mesure se fait en quatre étapes :

- Identification des différentes sources d'erreur.
- Elaboration d'un modèle permettant de prendre en compte l'ensemble des erreurs recensées et de quantifier leurs influences sur la mesure.
- Extraction des termes d'erreurs du modèle.
- Elimination des erreurs de mesure sur la mesure réellement effectuée.

Les trois premières étapes constituent la procédure dite de calibrage ou étalonnage. D'une certaine manière, l'étalonnage consiste à mesurer des dispositifs particuliers plus ou moins bien connus, que l'on appelle étalons, pour déterminer les erreurs systématiques du système avant d'effectuer la mesure du composant [10].

Dans notre cas, les mesures sont affectées par considération des erreurs générées par les éléments d'interconnexion du DST (connecteurs, câbles, pointes RF..). Ces erreurs sont principalement dues aux erreurs systématiques, aléatoires et au système (instrument). Ces deux derniers types d'erreurs sont imprévisibles et ne peuvent donc pas être retirés de la mesure. Il est donc indispensable pour obtenir des mesures précises en hautes fréquences de corriger les mesures brutes. La détermination de ces termes d'erreur est appelée calibrage. Le calibrage a donc pour rôle de corriger ces imperfections afin de ramener le plan de référence (plan électrique où les standards sont connectés) de la mesure à l'extrémité des pointes RF[9].

Donc, les paramètres S du DST sont corrigés à partir des termes d'erreurs. Le calibrage est essentiellement le processus de détermination de ces coefficients d'erreur. Ceci est réalisé en remplaçant le DST par différents standards dont les propriétés électriques sont connues. La détermination des coefficients d'erreur nécessite l'utilisation de plusieurs standards. Le choix de ces standards dépend de la méthode de calibrage que l'on souhaite appliquer. Dans ce travail, on présente la méthode de calibrage SOLT (Short, Open, Load et Thru) qui permet la détermination des termes d'erreurs de la mesure en utilisant quatre standards (Short : court-circuit, Open : circuit ouvert, Load : charge  $50\Omega$ , et Thru : ligne). Les caractéristiques de ces standards (impédance, capacité et temps de retard) doivent être parfaitement connues et sont données avec le Cal-Kit. La SOLT est fortement dépendante des caractéristiques électriques des standards utilisés (difficile à déterminer en HF).



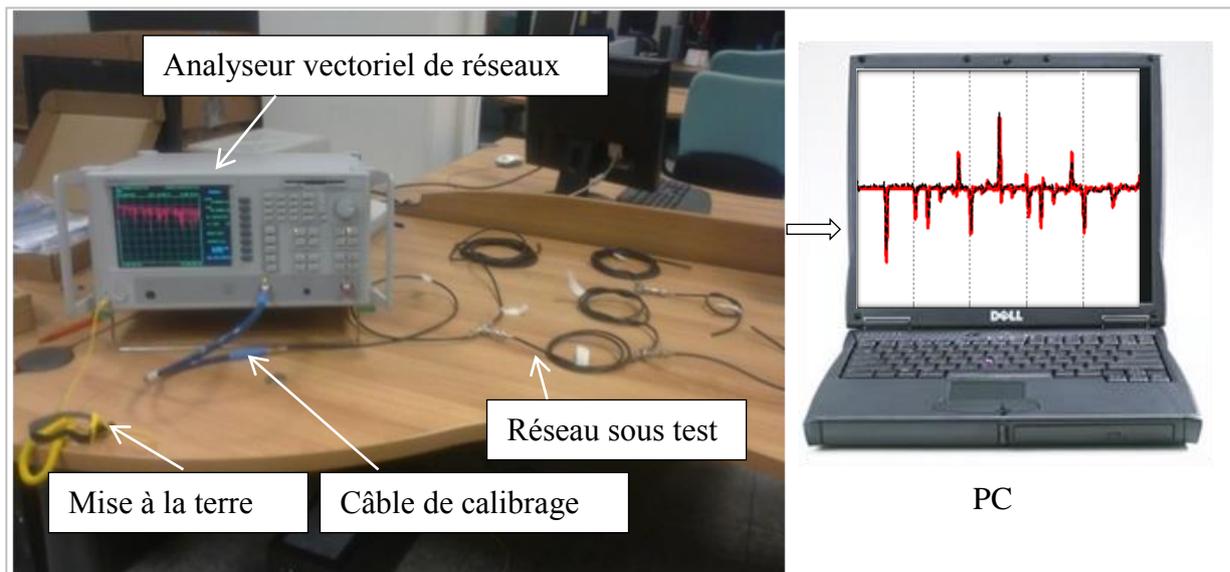
**Figure 2.6 :** Kit de calibration du VNA

Le calibrage SOLT est la méthode de calibrage la plus couramment utilisée. Les définitions des différents standards électriques utilisés dans le calibrage SOLT sont montrées dans la figure 2.6.

## 2.4 Banc de mesure et manipulation

Les moyens expérimentaux mis en œuvre qui ont permis d'effectuer des mesures réflectométrique sont ceux du Laboratoire de la Compatibilité Électromagnétique de l'université de L'Aquila (EMC l'AqLab). Le banc de mesure millimétrique comprend un analyseur de réseaux vectoriel "Anritsu MS4624B" qui fonctionne sur la plage de fréquences [10MHz - 10GHz], des câbles coaxiaux RG-58 de différentes longueurs, des jonctions BNC, des connecteurs SMA, un Kit de calibration ayant une impédance adaptée de 50 Ohm, une impédance de court-circuit et une autre impédance de circuit-ouvert. L'analyseur vectoriel est équipé d'une mise à la terre qui doit être attachée à la main de l'opérateur durant toute la manipulation.

L'onde se propage sur le Dispositif Sous Test(DST) et se réfléchit. Au niveau du port 1, un coupleur directionnel permet de mesurer le signal réfléchi (Paramètre  $S_{11}$ ) sans que celui-ci ne soit perturbé par le signal émis par l'oscillateur. Le dispositif expérimental est montré dans la Figure 2.7.

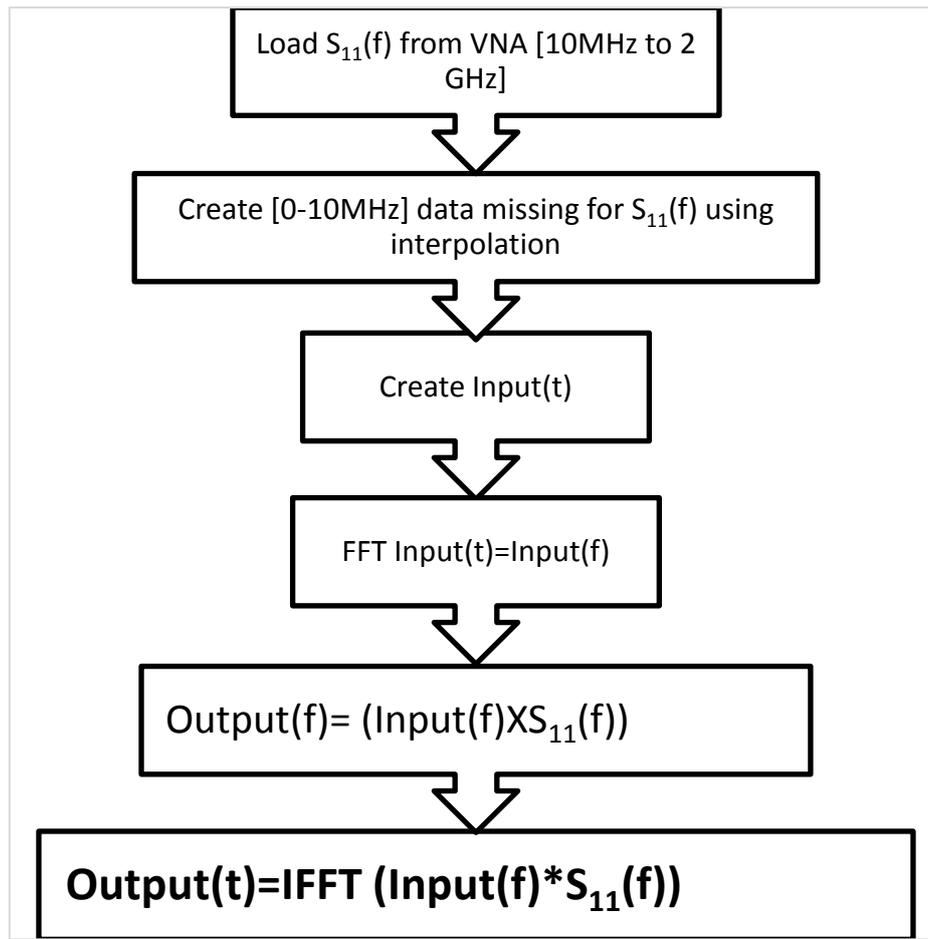


**Figure 2.7 :** Dispositif expérimental

### 2.4.1 Processus de mesure

Les données  $S_{11}$  mesurées par le VNA représentent la réponse fréquentielle du réseau. Ainsi, ils peuvent être simplement multipliés par le spectre de l'impulsion d'entrée utilisée dans la simulation du modèle direct. La transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est appliquée pour convertir la réponse fréquentielle à une réponse temporelle. Cette dernière va être comparée à la réponse temporelle correspondante simulée en utilisant le modèle direct.

Pour obtenir une bonne résolution de mesure, on a utilisé le VNA pour mesurer deux fois la même configuration du réseau, la première dans la bande 10 MHz à 1 GHz, la deuxième dans la bande 1GHz à 2GHz; puis les deux mesures sont combinés ensemble pour obtenir des données de bande passante de 2GHz avec une résolution de fréquence doublée ( $df = 618\text{kHz}$  sur la base de 1601 échantillons par mesure). Du 0 à 10MHz, le manque de données mesurées est extrapolés linéairement et interpoler pour avoir la réponse  $S_{11}$  de 0 à 2Ghz, à la fois en amplitude et en phase. Ensuite, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de 0 à 2Ghz est multiplié par le spectre de l'impulsion d'entrée. Ce dernier est le même utilisé comme entrée pour la simulation du problème direct, c'est une impulsion cosinus avec un temps de montée de 4 ns et une amplitude de 1V [2-5]. Le processus suivi pour l'obtention d'une mesure réflectométrique temporelle est illustré dans la figure 2.8.



**Figure 2.8 :** Processus suivi pour l'obtention d'une mesure réflectométrique temporelle.

Afin de tracer la réponse temporelle ou le réflectogramme on doit connaître la vitesse de propagation dans les câbles. Cette vitesse peut être calculée analytiquement (si on connaît les paramètres électriques de la ligne,  $L$  et  $C$ ), fournie par le constructeur ou peut être mesurée expérimentalement.

## 2.5 Résultats expérimentaux

### a) Diagnostic d'un câble coaxial RG-58

Dans une première expérience, on a testé un câble RG-58 (voir figure 2.9) d'une longueur de 10 m à l'aide de l'analyseur vectoriel du réseau. Après le calibrage du VNA, l'une des extrémités du câble est branchée au port  $P_1$  du VNA.

Les paramètres linéiques de ce câble comme la capacité  $C$ , l'inductance  $L$ , la conductance  $G$  et la résistance  $R$  sont fonction de la géométrie [2]. Elles sont calculées analytiquement en se servant aux formules suivantes:

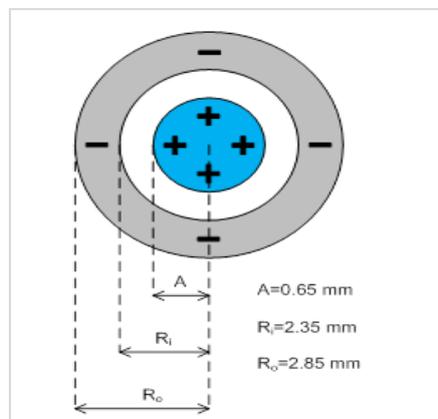
$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{R_i}{A}\right)} = 100 \times 10^{-12} \text{ F/m} \quad (10)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{R_i}{A}\right) = 250 \times 10^{-9} \text{ H/m} \quad (11)$$

$$G = Cw \cdot \text{tg}(\delta) = 2w \times 10^{-13} \text{ S/m} \quad (12)$$

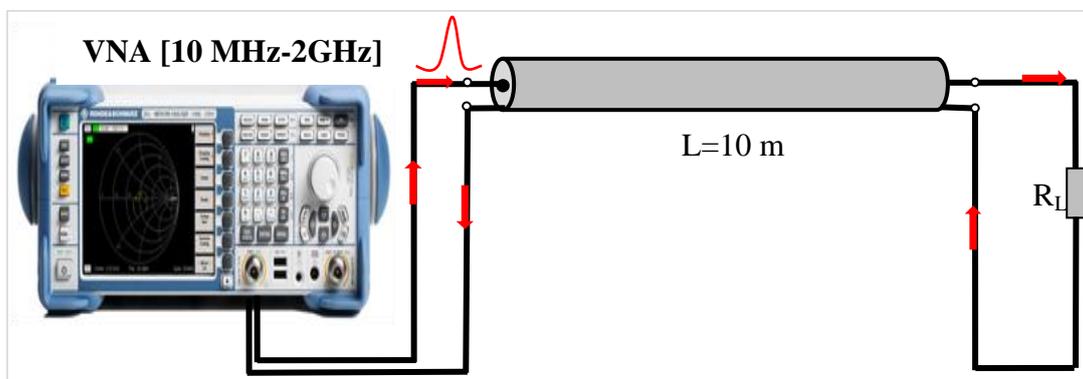
$$R = (1/\pi A^2 \sigma) + (1/\sigma\pi (R_0 + R_i)(R_0 - R_i)) = 0.02 \text{ } \Omega/\text{m} \quad (13)$$

$R_i$  et  $R_0$  Sont respectivement les rayons du conducteur interne (l'âme) et externe (le blindage).  
 $\mu$  et  $\epsilon$  sont respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité électrique de l'écran,  
 $\text{tg}\delta$  est le facteur de perte diélectrique de l'isolant et  $\delta$  l'angle de perte.



**Figure 2.9 :** Section transversale du câble coaxial RG 58

Pour pouvoir voir l'état du câble, on doit avoir un signal réfléchi, pour cela, on doit mesurer le paramètre  $S_{11}$  qui est équivalent au coefficient de réflexion au bout du câble. La figure suivante montre la manipulation réalisée pour atteindre cet objectif.



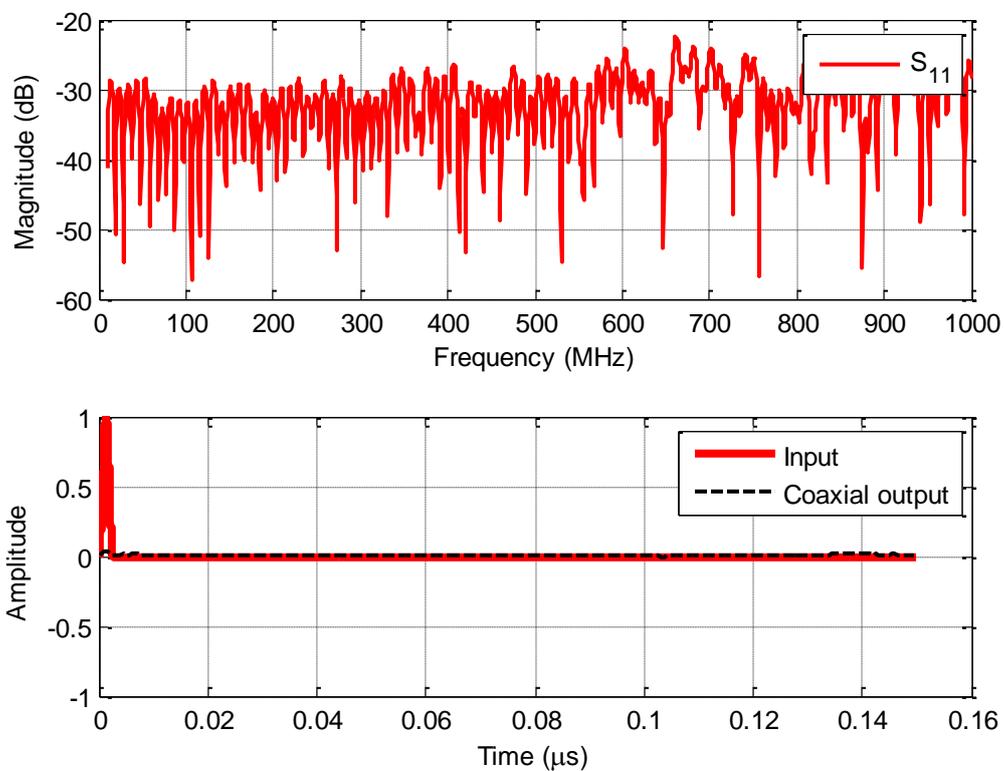
**Figure. 2.10 :** Câble coaxial RG 58 testé par un analyseur vectoriel.

Quatre cas ont été étudiés, câble coaxial chargé par une impédance adaptée, câble court-circuité, câble en circuit-ouvert et câble coaxial affecté par un défaut non front.

**b) Cas d'un câble coaxial terminé par une charge adaptée  $R_L=50 \Omega$**

Dans ce cas, le câble est terminé par une résistance de  $50 \Omega$  qui est équivalente à l'impédance caractéristique du câble  $Z_c=50 \Omega$ . D'après les notions des lignes de transmission étudiées dans le premier chapitre, toute l'énergie émet par la source sera absorbée par la charge. Donc, aucune réflexion ne revient à la source.

Afin d'obtenir l'allure du signal réfléchi, on procède selon les étapes décrites dans la figure 2.8.

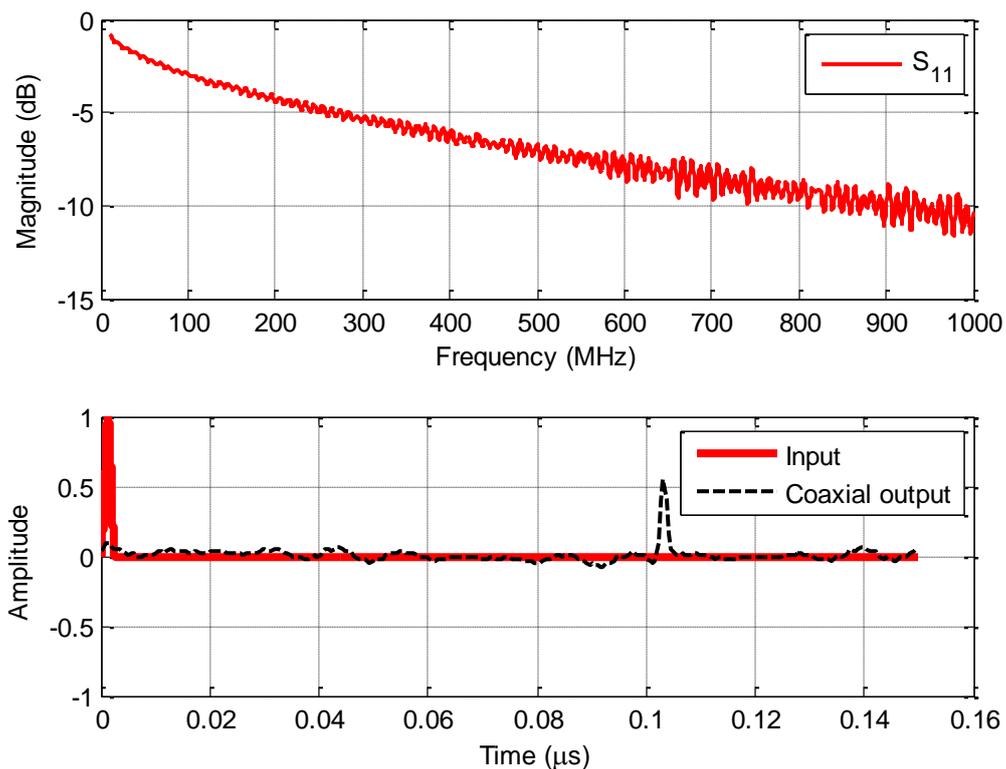


**Figure 2.11** : Paramètre  $S_{11}$  et Réflectogramme d'un câble coaxial terminé par une charge adaptée.

D'après l'allure du signal réfléchi présenté dans la figure 2.11, on voit clairement qu'aucune réflexion n'a apparu, ce que signifie que le câble est sain.

**c) Cas d'un câble coaxial en circuit-ouvert  $R_L=\infty$**

Dans ce cas, le câble est terminé par une résistance infini ce qui est équivalent à un circuit-ouvert. Le paramètre  $S_{11}$  et l'allure du signal réfléchi sont présentés dans la figure 2.12.



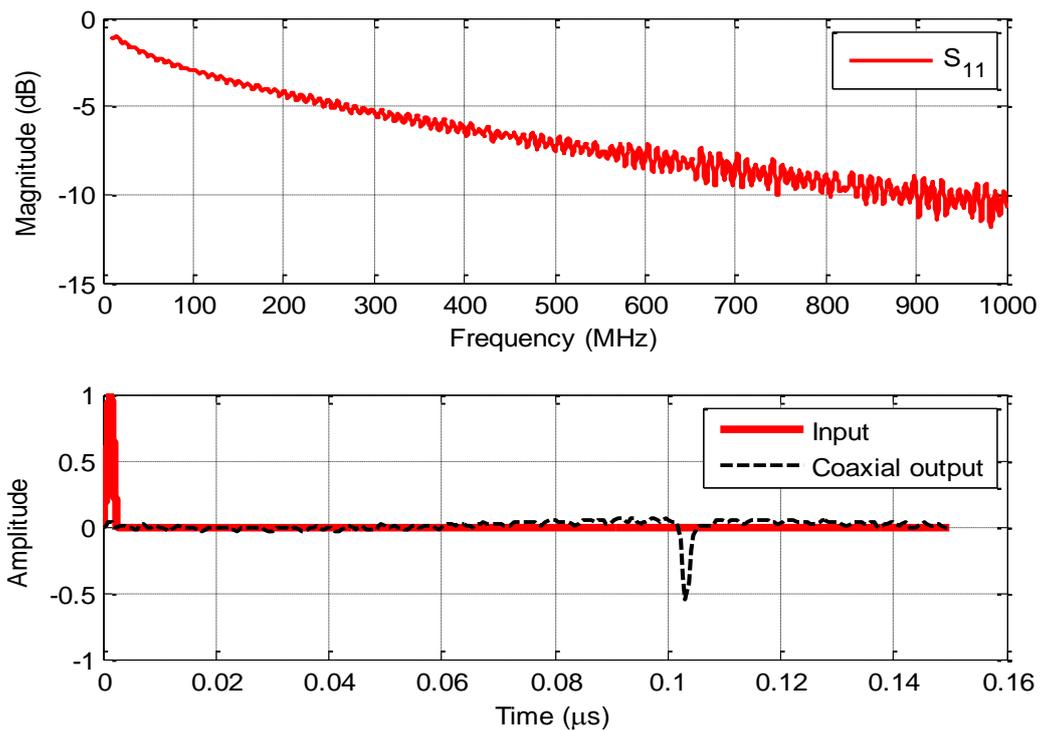
**Figure 2.12:** Paramètre  $S_{11}$  et Réflectogramme d'un câble coaxial terminé Par un circuit-ouvert.

L'inspection du réflectogramme de la figure 2.12 montre la présence d'une réflexion positive à l'instant  $t=0.1 \mu\text{s}$  qui est équivalente à une distance de 10 mètre. Cela signifie que le câble est en circuit-ouvert.

Ici, dans ce cas, l'allure du signal réfléchi est simple à traduire parce que le dispositif sous test est très simple et n'est pas complexe, ça ne sera pas le cas d'un réseau très complexe où y en aura différentes réflexions.

#### d) CAS d'un câble coaxial en circuit-ouvert, $R_L=0$

Dans ce cas, le câble est chargé par un court-circuit. Le paramètre  $S_{11}$  ainsi que le signal réfléchi sont capturés dans la figure 2.13.

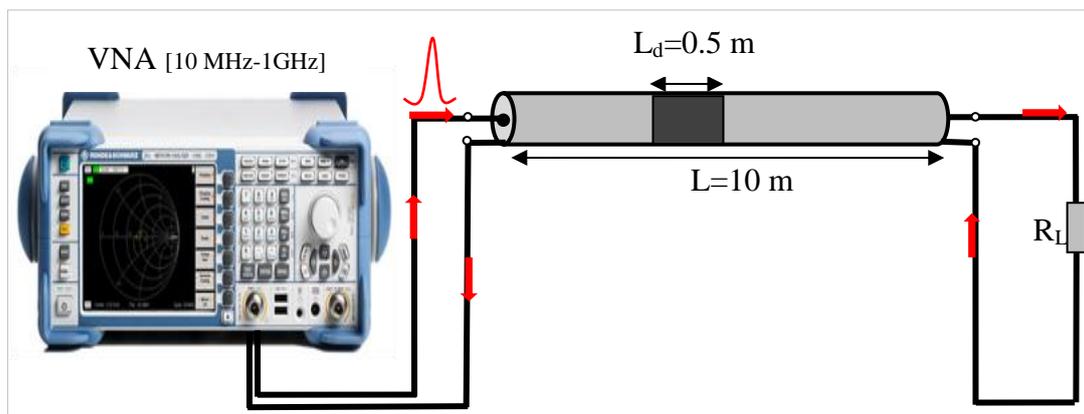


**Figure 2.13 :** Paramètre  $S_{11}$  et Réflectogramme d'un câble coaxial terminé par un court-circuit.

Le réflectogramme dans la figure 2.13 montre un pic négatif au point  $t=0.1 \mu\text{s}$  ce qui traduit la présence d'un court-circuit à la fin du câble.

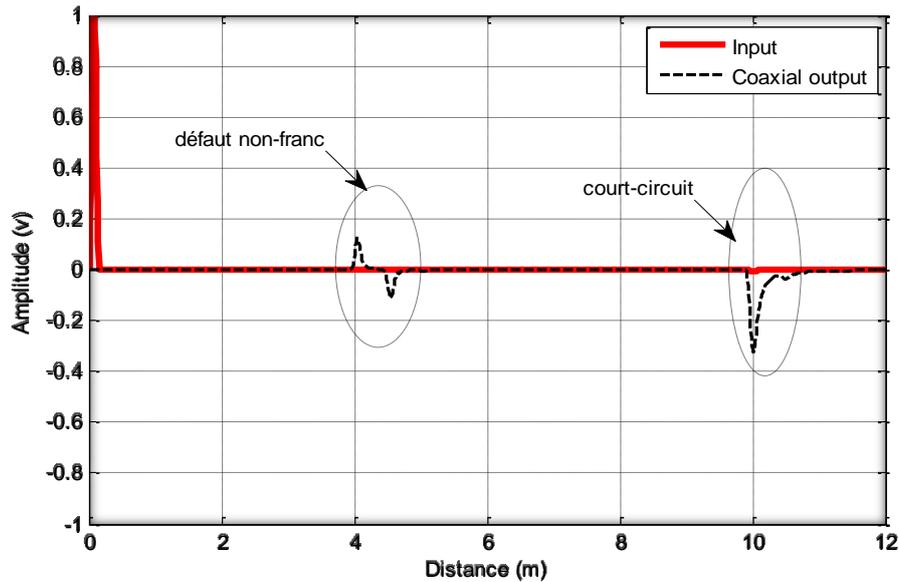
### e) Câble coaxial affecté par deux défauts

Ici, nous étudions le cas d'un câble affecté par deux défauts différents, un défaut non franc d'une longueur de 50 cm et d'impédance  $Z_d=76\Omega$  à 4m de la première extrémité, et un autre défaut franc qui est un court-circuit  $R_L=0 \Omega$  à la fin du câble.



**Figure 2.14 :** Câble coaxial RG 58 affecté par deux défauts.

L'allure du signal réfléchi est capturée dans la figure 2.15.



**Figure 2.15:** Réflectogramme d'un câble coaxial affecté par deux défauts.

D'après le signal réfléchi de la figure 2.15, on voit une première réflexion positive au point  $z=4\text{m}$  et une autre réflexion négative au point  $z=4.5\text{m}$  ce qui signifie qu'il y a entre les points  $4\text{m}$  et  $4.5\text{m}$  un défaut non franc d'une impédance supérieure à l'impédance caractéristique du câble. La réflexion négative au point  $z=10\text{m}$ , signifie la présence d'un défaut franc (un court-circuit) au niveau de ce point.

## Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des paramètres  $S$ , du banc expérimental de mesure ainsi que la méthode de calibrage du VNA utilisé. L'étude des différentes configurations d'un réseau ramifié a permis l'estimation du rôle des paramètres  $S_{11}$  pour l'obtention du signal réfléchi. Pour visualiser le signal réfléchi en temporel, nous avons suivi un processus basé sur le traitement du signal du paramètre  $S_{11}$ . Afin de valider nos mesures, on a étudié des cas réels par création de défauts dans un câble coaxial. Les réflexions obtenues ont traduit clairement les discontinuités créées dans le câble ce qui vérifie l'efficacité et la robustesse de la procédure suivie. Dans le cas d'un câble simple, la lecture de réflectogramme est simple, à partir de ce dernier, on peut facilement extraire tous les informations concernant la caractérisation et la localisation des défauts qui peuvent affectent le câble. Par contre dans le cas d'un réseau complexe, la lecture et l'interprétation du signal réfléchi est très difficile voir impossible d'où la nécessité d'un autre moyen pour la modélisation de tout type de défaut qui peut affecte le réseau. C'est l'objet du troisième chapitre.

## Références bibliographiques

- [1]. M. Schmidt, Use TDR for cable testing, MS. Thesis, *Dep Elect Comp Eng*, Utah State Univ., Lagan, UT, 2002, (availablefrom<http://wwwlib.umi.com/dissertations/>).
- [2]. H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H. Boucekara, F. de Paulis, and M. K. Smail, “Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning–Based Optimization,” *Electromagnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–24, Dec. 2015.
- [3]. H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, R. Mehasni, M. K. Smail, A. Orlandi, and F. De Paulis, “Wire fault diagnosis using time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” in *Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2015, vol. 2015-May.
- [4]. H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, F. De Paulis, M. K. Smail, A. Orlandi, and R. Mehasni, “Wire fault diagnosis based on time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 31, no. 4, 2016.
- [5]. H. Boudjefdjouf, F. de Paulis, H.R.E.H. Boucekara, A. Orlandi, R. Mehasni, “CBO-based TDR approach for wiring network diagnosis”, Book Chapter, *Nature-Inspired Computing and Optimization*, Jan 2017
- [6]. Anritsu, “The essentials of vector network analysis,” Anritsu, 2009.
- [7]. HP Application Note AN-95-1 : S Parameters Techniques.
- [8]. Agilent Application Note AN 154: S Parameters Design
- [9]. Mebrouk Bahouche, “Etude et Traçabilité du calibrage, Line Attenuator Reflect, pour les mesures sous pointes à l’aide d’un analyseur de réseau vectoriel,” thèse de doctorat, école nationale supérieure des télécommunications paris, le 2 décembre 2010.
- [10]. Cunningham M. J, “Measurement errors and instrument inaccuracies,” *J. Phys. E. Sci. Instrum.* Vol 14, 1981.
- [11]. David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons Inc.; ISBN 0-471-17096-8.
- [12]. Léo Thourel, Calcul et Conception de Dispositifs en Ondes Centimétriques et Millimétriques, Tome I : Circuits Passifs, Cepadues Ed.
- [13]. Paul-François Combes et Raymond Crampagne, *Circuits passifs hyperfréquences - Éléments passifs réciproques*, Tech. Ing., Dossier E1403, 08/2003.
- [14]. S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves & Antennas*, Chapitre 12.

---

# **Chapitre 3**

## **Techniques de la modélisation du problème direct**

---

### 3.1 Introduction

Quand Laplace eut publié sa Mécanique Céleste, l'empereur le fit venir. L'empereur était furieux: Napoléon: Monsieur de Laplace, je ne trouve pas dans votre système mention de Dieu?! Laplace : Sire, je n'ai pas eu besoin de cette hypothèse. Cette hypothèse, Sire, explique en effet tout, mais ne permet de prédire rien. En tant que savant, je me dois de vous fournir des travaux permettant des prédictions...

Prédire le comportement d'un système c'est le rôle de la simulation qui désigne le procédé selon lequel on exécute un programme sur un ordinateur en vue de représenter un phénomène physique. Dans notre cas, le but primordial de la modélisation du problème direct est la résolution du problème inverse en optimisant la comparaison entre les données mesurées et celles simulées afin d'extraire les défauts affectant le réseau. La modélisation du phénomène de propagation d'une onde électromagnétique le long d'un réseau électrique avec ou sans la présence des défauts impose l'utilisation d'un modèle adéquat de calcul.

### 3.2 Intérêt du choix d'une méthode de modélisation du problème direct

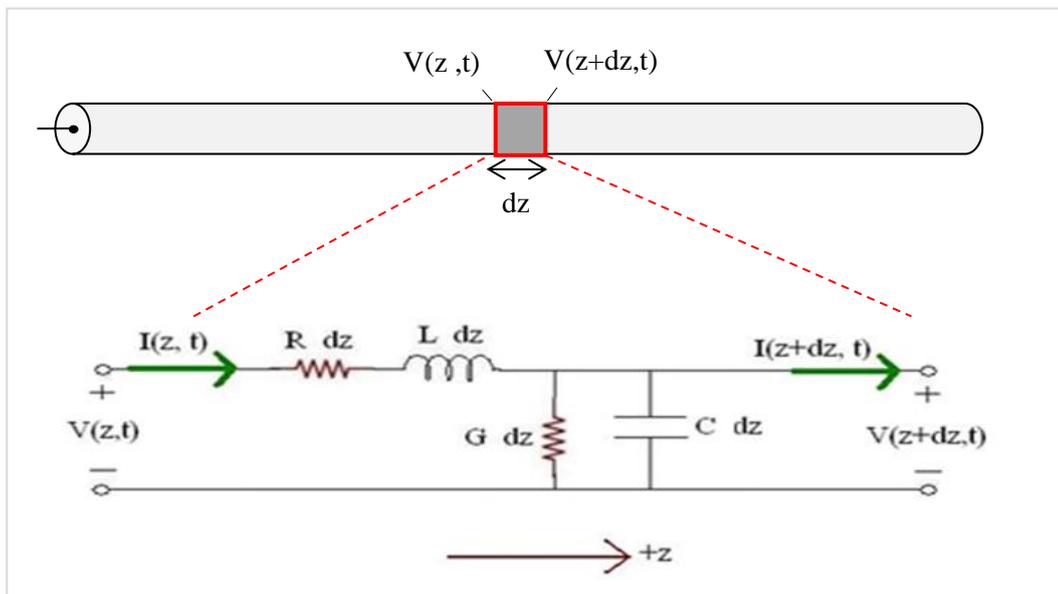
Le choix d'une méthode de modélisation doit être effectué en fonction de l'application et de l'objectif de conception poursuivi. Dans notre cas, l'objectif est d'extraire tous les défauts qui affectent un DST (réseau câblé). Pour cela, on va résoudre un modèle inverse avec une méthode itérative. Une inversion itérative peut être rapide et efficace si on dispose d'un modèle analytique [1]. Cependant, si le modèle analytique n'est pas disponible, la même procédure peut être exécutée en utilisant un modèle numérique comme modèle direct. L'inconvénient de ce type d'inversion est son temps d'exécution. En effet, un modèle numérique peut être coûteux en calcul, et le temps mis pour un calcul dépend fortement de la complexité de la structure et de sa taille par rapport à la longueur d'onde du système d'étude. Par conséquent, le temps de résolution du problème direct peut-être très élevé. Sachant que la résolution du problème inverse requiert la minimisation de la fonction d'erreur entre les données mesurées et celles calculées par le modèle, le modèle direct est sollicité plusieurs fois avant d'atteindre la précision demandée. Par conséquent, la minimisation de la fonction d'erreur doit être répétée pour chaque configuration. Ceci a pour conséquence d'avoir un temps d'inversion qui devient prohibitif [2-6].

Il existe un certain nombre des méthodes de modélisation. Le choix de la méthode dépend généralement du compromis entre la précision nécessaire et le temps de calcul souhaité [1]. Dans notre cas, pour modéliser le modèle direct, trois différentes méthodes ont été utilisé; une méthode numérique qui est la méthode des différences finies dans le domaine temporel

(FDTD), un logiciel commercial Advanced Design System (ADS) et finalement une nouvelle méthode analytique basée sur le principe des lignes de transmission qu'on l'a développée en collaboration avec l'équipe du professeur Antonio Orlandi Editor in chief du revue "Transaction on Electromagnetic Compatibility" et directeur du laboratoire de la compatibilité électromagnétique de l'université de L'Aquila en Italie. La technique proposée a été testée avec succès par rapport à la méthode numérique FDTD (Finite Difference Time Domain), au logiciel (ADS) et aux mesures, pour différentes configurations. Les temps de CPU sont analysés pour évaluer cette nouvelle méthode.

### 3.3 Modélisation de la propagation d'une onde électromagnétique le long d'un réseau électrique

En hautes fréquences, si la longueur d'onde devient petite devant la longueur des lignes, la tension et le courant varient le long de la ligne [7]. On ne peut pas donc modéliser une ligne de transmission par une cellule unique (LC+ pertes) reliant le générateur à la charge. Ainsi, on remplace chaque élément de longueur  $dz$  par une telle cellule. La longueur  $dz$  doit être petite devant la longueur d'onde pour que l'on puisse y considérer la tension et le courant uniforme (voir figure 3.1).



**Figure.3.1:** Model d'un élément infinitésimal d'un câble en haute fréquence.

Selon la figure 3.1, le câble de longueur  $L$  est découpé en éléments de longueur  $dz$  modélisés par des quadripôles constitués de quatre paramètres linéiques, l'inductance  $Ldz$  qui représente les effets magnétiques liés au passage du courant dans les conducteurs, la capacité  $Cdz$  qui

représente l'effet capacitif, la résistance  $R.dz$  représente les pertes par effet joule dans les conducteurs et enfin la conductance  $G.dz$  qui représente les pertes diélectriques.

La propagation d'une onde électromagnétique le long d'un réseau de transmission est donnée par le modèle des télégraphistes suivant [7] :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -RI(z, t) - L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial I(z, t)}{\partial x} = -GV(z, t) - C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (3.1)$$

### 3.3.1 Méthode de résolution numérique FDTD

La solution analytique du système des équations (3.1) est la somme de deux ondes, l'un qui se propage dans le sens croissant (onde progressive) et l'autre dans le sens décroissant (onde rétrograde).

$$\begin{cases} V(z, t) = V_i^+(z, t) + V_r^-(z, t) \\ I(z, t) = I_i^+(z, t) + I_r^-(z, t) \end{cases} \quad (3.2)$$

Il existe plusieurs méthodes qui permettent de modéliser les réseaux filaires [8-9]. Pour résoudre le système d'équation (3.1), nous avons appliqué dans un premier lieu la méthode numérique des différences finies en temporel à point centrés (FDTD). Cette dernière permet de résoudre numériquement les équations de couplage après conversion des dérivées par des différences finies, il s'agit tout d'abord de subdiviser alternativement notre câble à des nœuds de tension et des nœuds de courants, pour déduire des équations de récurrences en tension et en courant en chaque nœud [2], [7].

Notons que la discrétisation spatio-temporelle alterne un nœud tension et un nœud courant séparé par un pas  $\Delta z/2$  dans l'espace et un pas  $\Delta t/2$  dans le temps. Les deux nœuds d'extrémités sont des nœuds de tensions comme le montre la figure 3.2.

Alors, il est nécessaire de définir un pas temporel  $\Delta t$  pour discrétiser le temps et un pas spatial pour discrétiser l'espace.

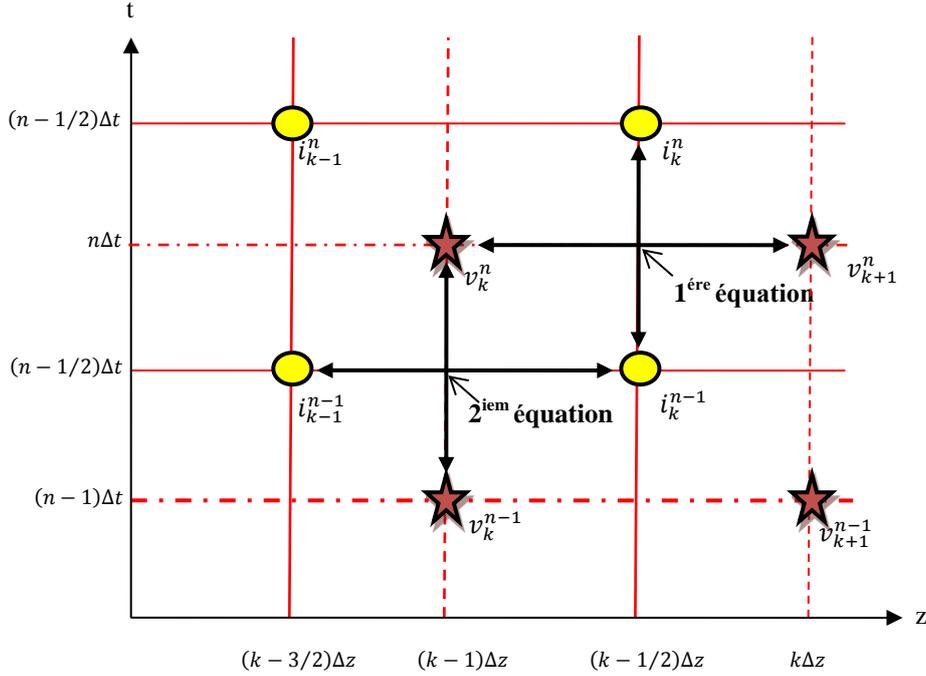
#### 3.3.1.1 Discrétisation spatiotemporelle

La discrétisation spatiotemporelle du système d'équations (3.1) est donné par la formule présentée dans l'équation (3.3) :

$$\begin{cases} [V_n^k] = [V [(k-1)\Delta z, n\Delta t]] \\ [i_n^k] = [i [(k-\frac{1}{2})\Delta z, n+\frac{1}{2}\Delta t]] \end{cases} \quad (3.3)$$

Les indices  $n$  et  $k$  respectivement la variation du temps et de l'espace. Le schéma de la méthode FDTD à points centrés est représenté sur la figure 3.2.

La discrétisation spatio-temporelle des équations du système (1) donne [7] :



**Figure 3.2 :** Discretisation spatio-temporelle des équations de télégraphistes

$$\begin{aligned} \frac{V_{k+1}^n - V_k^n}{\Delta z} &= -R \frac{I_k^{n+1} + I_k^n}{2} - L \frac{I_k^{n+1} - I_k^n}{\Delta t} \\ \frac{I_{k+1}^n - I_k^n}{\Delta z} &= -G \frac{V_k^{n+1} + V_k^n}{2} - C \frac{V_k^{n+1} - V_k^n}{\Delta t} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Tout calcul fait, on trouve pour  $k=2,3,\dots, Ndz$

$$V_k^{n+1} = \frac{\begin{bmatrix} C & -G \\ \Delta t & 2 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} C & G \\ \Delta t & 2 \end{bmatrix}} V_k^n - \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} \end{bmatrix} \frac{I_{k+1}^n - I_k^n}{\Delta z} \quad (3.5)$$

Et pour  $k=1,3,\dots, Ndz$

$$I_k^{n+1} = \left[ \frac{\frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2}}{\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}} \right] I_k^n - \left[ \frac{1}{\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}} \right] \frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} \quad (3.6)$$

Les deux équations (3.5) et (3.6) sont applicables pour tous les nœuds de la ligne à l'exception des deux nœuds des extrémités.

### 3.3.1.2 Les conditions aux limites

#### a) Le cas d'une ligne simple

Dans ce cas, pour la première maille, la source de Thevenin (voir figure 3.3) peut être remplacée par une source de Norton équivalente [7].

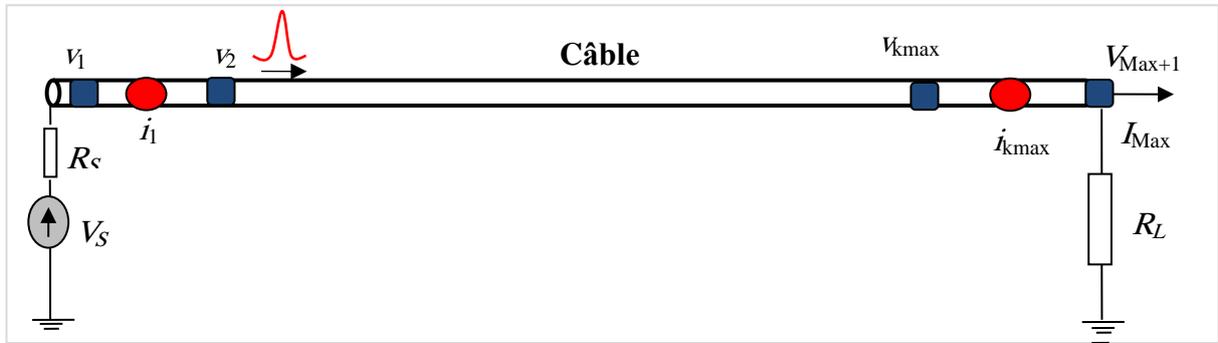


Figure 3.3 : Discretisation FDTD d'un câble coaxial

L'application de la loi de Kirchhoff permet d'avoir :

$$\frac{V_s^n}{R_s} = \frac{V_1^n}{R_s} + C \Delta z \frac{\partial V_1^n}{\partial t} + I_1^n \quad (3.7)$$

De (7) on peut aboutir à :

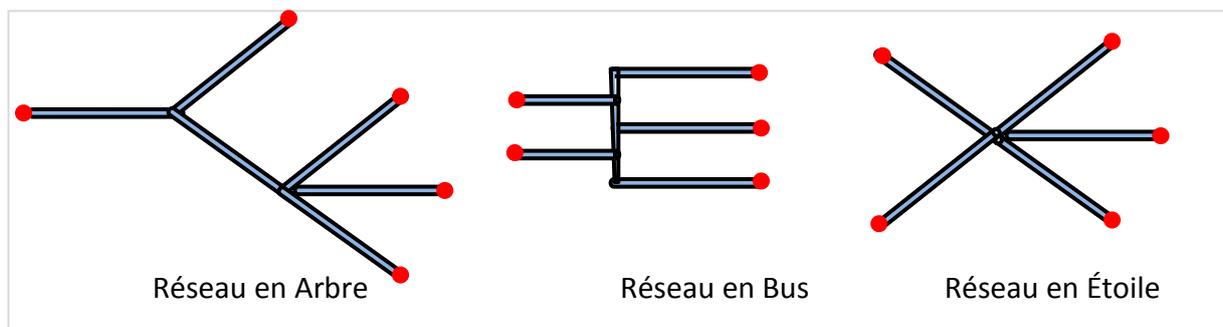
$$V_1^{n+1} = \left( R_s C \frac{\Delta z}{\Delta t} + 1 \right)^{-1} \left\{ \left( R_s C \frac{\Delta z}{\Delta t} + 1 \right) V_1^n - 2R_s I_1^n + (V_s^{n+1} + V_s^n) \right\} \quad (3.8)$$

Le même raisonnement est appliqué pour calculer la tension au dernier nœud (coté charge), on trouve aussi :

$$V_{Max+1}^{n+1} = \left( R_L C \frac{\Delta z}{\Delta t} + 1 \right)^{-1} \left\{ \left( R_L C \frac{\Delta z}{\Delta t} + 1 \right) V_{Max+1}^n + 2R_L I_{Max}^n \right\} \quad (3.9)$$

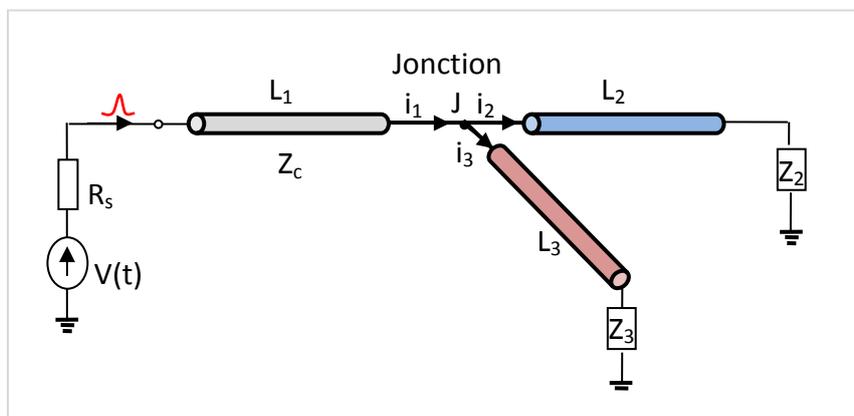
### b) Cas des réseaux complexes

Analyser des lignes simples est important mais dans les environnements réels, comme l'automobile ou l'aéronautique, on trouve des réseaux de câble complexes. La méthode FDTD offre la possibilité de simuler des réseaux complexes dans le domaine temporel. Elle peut être utilisée aussi pour discrétiser les équations aux dérivées partielles temporelles des lignes multifilaires de la même manière que la ligne monofilaire [2], [7]. L'apparition et le développement croissant des systèmes interactifs ont nécessité de mettre en place des réseaux de communication de topologies plus ou moins complexes. Nous sommes bien loin par exemple du simple câble qui relie une pile électrique à une ampoule. Aujourd'hui, un réseau filaire interconnecte plusieurs dizaines voire plusieurs centaines de systèmes entre eux. Les réseaux filaires sont constitués d'un ensemble de câbles, en général de même type, interconnectés entre eux suivant des normes de topologie bien définies, (voir figure 3.4).



**Figure 3.4 :** Topologies de réseaux filaires

Dans ce travail, la méthode FDTD sera mise en œuvre seulement pour un cas de réseau élément à configuration Y où une ligne  $L_1$  relie deux autres lignes  $L_2$  et  $L_3$  à longueurs différents mais à impédances identiques. Le modèle électrique de tel réseau est montré dans la figure 3.5.



**Figure 3.5 :** Réseaux filaire en Y

Nous supposons que la source localisée sur la branche principale  $L_1$  est adaptée et que chaque branche est parfaitement identique du point de vue de ses paramètres primaires.

La jonction  $J$  de ce réseau provoque une discontinuité d'impédance. Par exemple, si un signal incident se propage dans un réseau  $Y$ , il observe une impédance de  $(Z_{c2}/Z_{c3})$  avec  $Z_{c2}$  et  $Z_{c3}$  l'impédance caractéristique des branches  $L_2$  et  $L_3$  respectivement. L'impédance résultante de l'association parallèle de  $Z_{c2}$  et  $Z_{c3}$  est considérée comme une impédance de charge  $Z_{23}$  de la branche  $L_1$ . Les tronçons de câbles ( $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$ ) sont de même impédance caractéristique  $Z_c$  et le coefficient de réflexion  $\sigma_j$  au niveau de la jonction est égal à :

$$\sigma_j = \frac{Z_{23} - Z_c}{Z_{23} + Z_c} \quad (3.10)$$

Pour les valeurs identiques  $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{c3} = 50\Omega$ , le coefficient de réflexion sera égale à  $\sigma_j = -1/3$ .

En général, la valeur de  $\sigma_j$  dépend du nombre de branches  $n$  à la jonction. Si, toutes les branches ont la même impédance caractéristique que celle de la branche principale  $L_1$ , la valeur de  $Z_{23}$  sera égale à  $Z_c/n$ . L'équation générale de coefficient de réflexion sera donc :

$$\sigma_j = \frac{\frac{Z_c}{n} - Z_c}{\frac{Z_c}{n} + Z_c} = \frac{1-n}{1+n} \quad (3.11)$$

Cette équation n'est valable que pour les branches ayant la même impédance caractéristique. Pour les branches à impédances caractéristiques différentes, le calcul de  $\sigma_j$  nécessite la prise en compte l'impédance individuelle de chaque branche.

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

$$V_1(\text{NDZ1}) = V_2(1) = V_3(1) \quad (3.12)$$

$$I_1(\text{NDZ1}) = I_2(1) + I_3(1) \quad (3.13)$$

Tel que NDZ1 est le dernier nœud de la ligne  $L_1$ . La FDTD peut être appliquée à des réseaux filaires de topologie plus complexe, et ce modèle peut leur être adapté assez simplement.

### 3.3.1.3 Stabilité et dispersion numérique

La convergence du schéma numérique est assurée si la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans la grille est bornée. L'information (l'onde EM) doit circuler à une vitesse inférieure à la vitesse physique maximale autorisée réellement par le milieu. La contrainte initiale de convergence consiste à s'assurer que la valeur absolue du rapport du champ à deux instants successifs est inférieure à 1. L'application de cette contrainte, aux opérateurs de dérivées discrétisés au sens des différences finies mène directement aux relations entre les pas de discrétisation temporel et spatial assurant la convergence de l'ensemble du schéma numérique.

La stabilité de la solution est généralement affectée si la condition imposée sur la vitesse de propagation  $V$  n'est pas remplie [7]:

$$V \leq \frac{\Delta z}{\Delta t} \quad (3.14)$$

### 3.3.1.4 La source d'excitation

La différence entre les méthodes de réflectométrie citées dans le chapitre 1 réside dans le type de signal qu'elles transmettent sur la ligne de transmission. La réflectométrie dans le domaine temporel (TDR) utilise une impulsion ou un échelon. La réflectométrie dans le domaine fréquentiel (FDR) utilise une onde sinusoïdale [10], et la réflectométrie dans le domaine temporel par étalement de spectre (SSTDR) utilise un train d'impulsions ou des impulsions modulées [11]. En définissant le signal source, la FDTD nous permet de simuler la réponse de l'ensemble de ces méthodes.

Dans notre cas, on a utilisé une excitation impulsionnelle. Il s'agit d'une impulsion sinusoïdale donnée par :

$$V(t) = \begin{cases} 2 \cdot (1 - \cos(2\pi \cdot f \cdot n \Delta t)), & 0 \leq n \Delta t \leq \frac{1}{f} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (3.15)$$

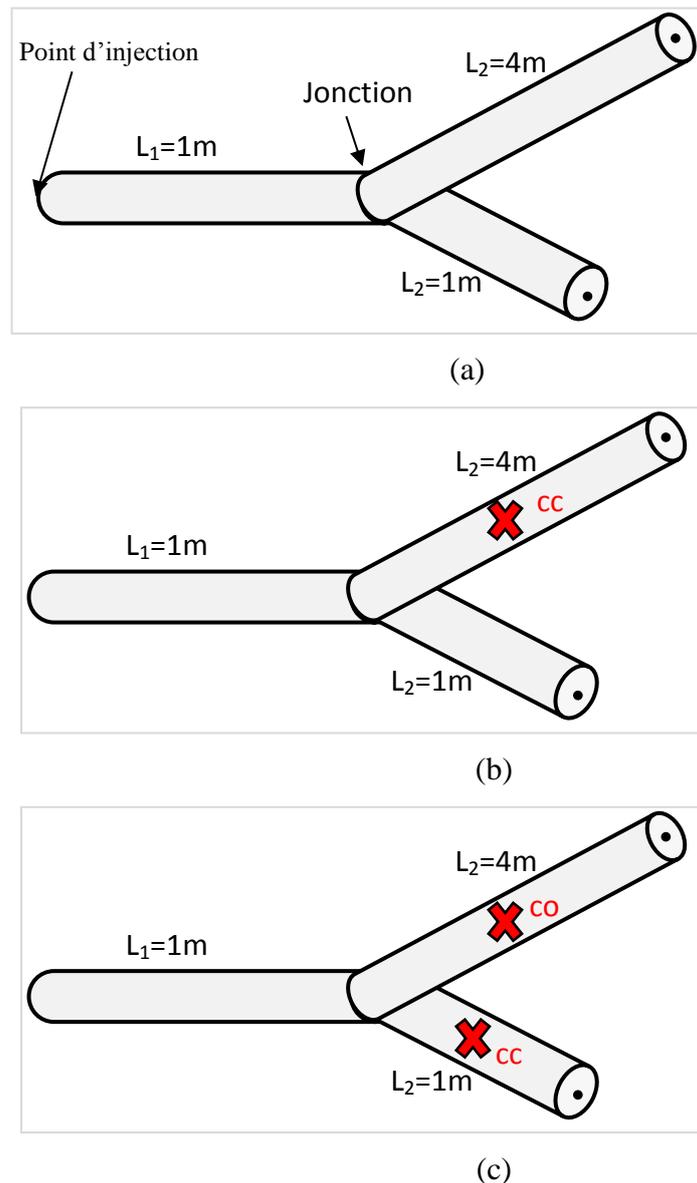
Plus de détails sur l'utilisation de la méthode FDTD pour le diagnostic des réseaux filaire est données au [3-6]. L'implémentation la source d'excitation (3.15) ainsi que le code de calcul développé sous l'environnement Matlab sont détaillés dans l'annexe1.

### 3.3.1.5 Application et résultats de simulation

Pour tester la robustesse de la méthode FDTD, nous l'avons appliqué sur différentes configurations de réseau sain ou affecté par un ou plusieurs défauts.

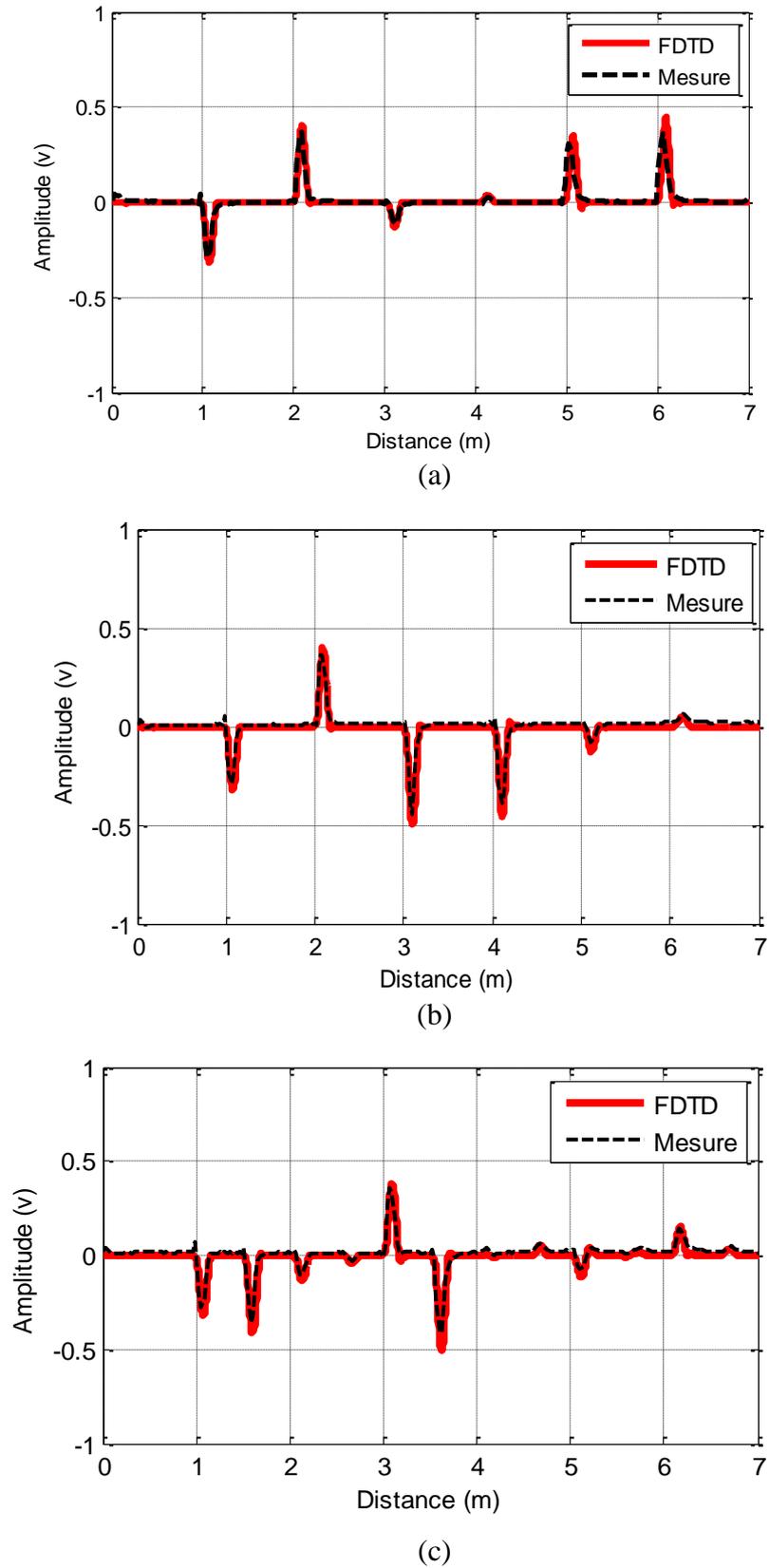
### a) Cas d'un réseau en Y

Nous avons appliqué la FDTD sur un réseau en Y composé de trois câbles coaxiaux  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$ . Le premier câble  $L_1$  est alimenté par une source de tension (impulsion cosinus) à travers une résistance  $R_s$  de  $50 \Omega$ . Trois cas sont étudiés, réseau sain, réseau affecté par un court-circuit à une distance  $l=2\text{m}$  de la jonction et un réseau affecté par deux défauts francs, un court-circuit à  $l=0.5\text{m}$  et un circuit-ouvert à  $l=2\text{m}$  (voir figure 3.6).



**Figure 3.6 :** Réseau Y, réseau sain (a), réseau affecté par un défaut (b), réseau affecté par deux défauts (c)

Les mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel sur une bande de fréquences allant de 10 MHz à 2 GHz. La méthode FDTD est codée sous l'environnement Matlab (annexe 1). Les résultats de mesure et de simulation sont représentés sur la figure 3.7.



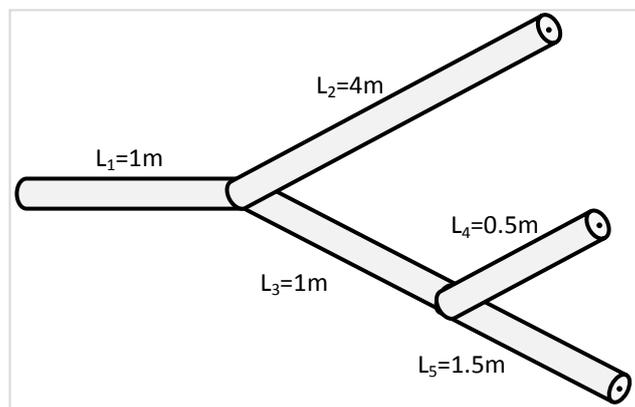
**Figure 3.7 :** Réflectogrammes mesurés et simulés par FDTD du réseau en Y considéré. a) réseau sain, b) réseau avec un défaut, c) réseau avec deux défauts

La Figure 3.7 montre une bonne similitude entre les réflectogrammes simulé et ceux mesurés. Les légères différences entre les mesures et les simulations sont dues d'une part au fait que la FDTD ne prends pas en considération la variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, et d'autre part à la variation de la vitesse de propagation en fonction de la fréquence.

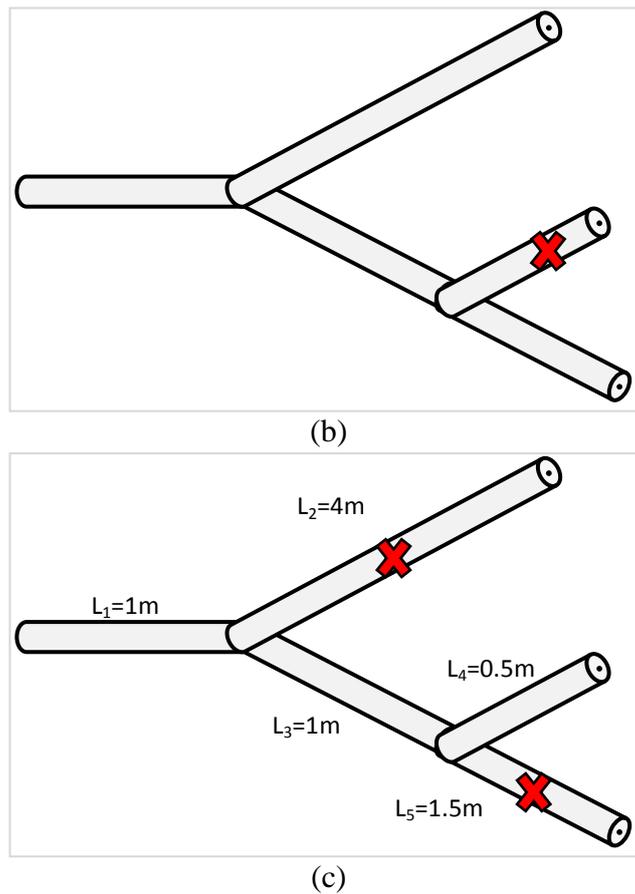
Dans les trois cas traités à la distance 1m du début de réseau, nous voyons une réflexion négative d'amplitude d'environ -0,3. Ce pic n'est autre qu'une réflexion due à la présence de la jonction. Cela peut être vérifié en appliquant l'équation (3.10). Les autres pics sont dus aux défauts et aux désadaptation ou bouts de chaque branche.

### b) Réseau à configuration YY

Pour le cas du réseau en YY, nous considérons la configuration montrée dans la figure 3.8. Il s'agit d'un réseau composé de cinq câbles coaxiaux  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$  et  $L_5$ . La première branche  $L_1$  est alimentée par une source de tension (impulsion cosinus) à travers une résistance  $R_s$  de  $50 \Omega$ , les autres branches sont terminées par des circuits ouverts. Comme on a vu précédemment, trois cas ont été traités, Le premier cas, c'est un réseau en YY sain dont les longueurs de chaque branche sont définies à la figure 3.8. Le deuxième cas, c'est un réseau en YY affecté par un court-circuit à  $L_2=2m$ . Dans le dernier cas, nous avons investi un réseau en YY affecté par deux défauts francs, un court-circuit à  $L_4=0.5m$  et un circuit-ouvert à  $L_2=2m$ .

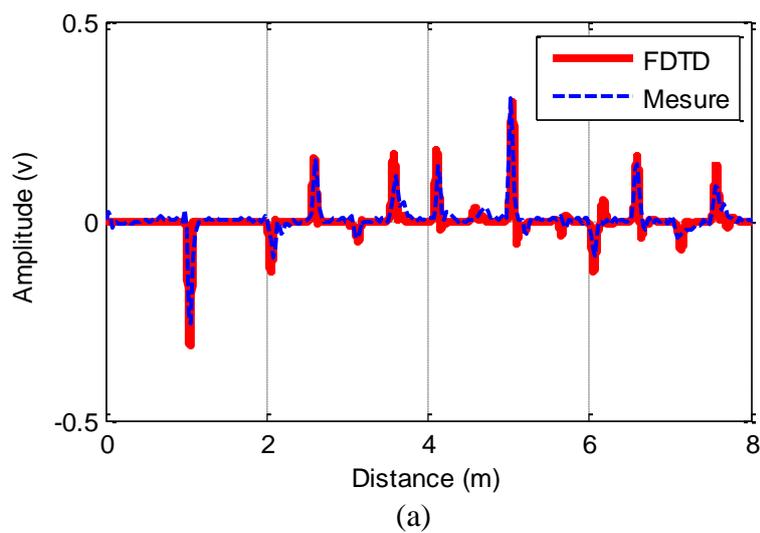


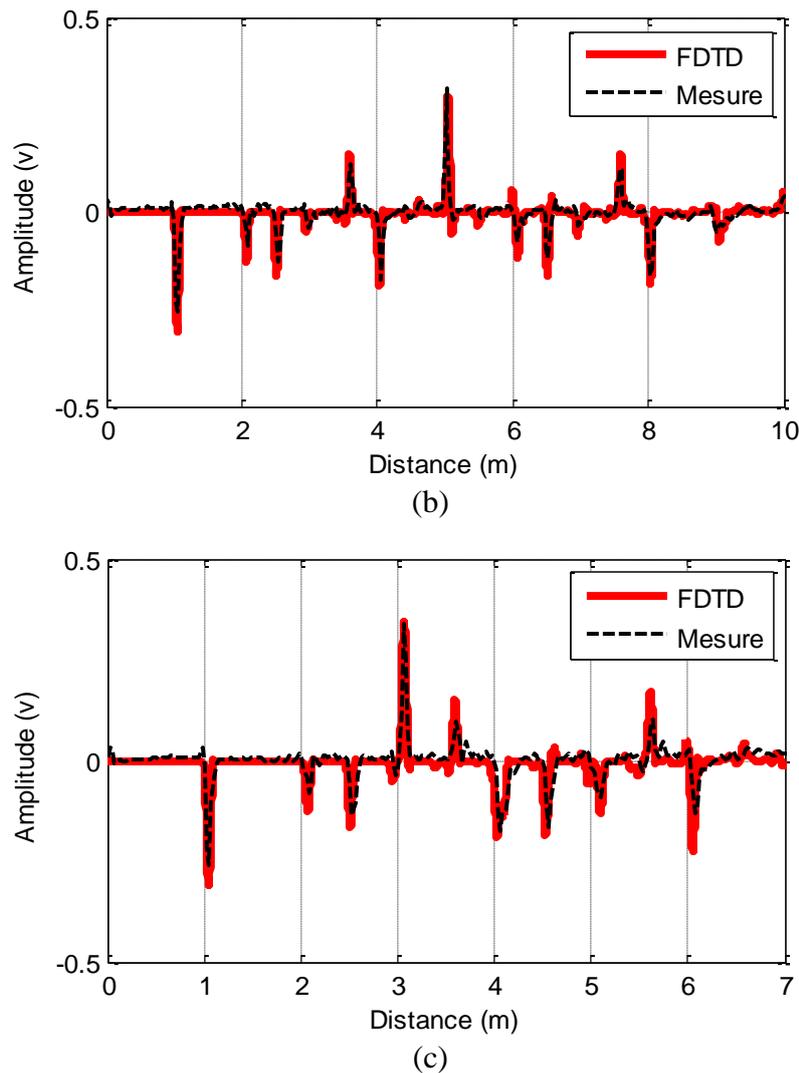
(a)



**Figure 3.8 :** Réseau en YY, a) réseau sain, b) réseau affecté par un défaut, c) réseau affecté par deux défauts.

Les résultats de la résolution directe ainsi que ses configurations avec les résultats expérimentaux sont présentés dans la figure 3.9.





**Figure 3.9 :** Confrontation des réflectogrammes mesurés et simulés pour les trois cas traités d'un réseau en YY

La Figure 3.9 montre une bonne similitude entre les réflectogrammes simulés et ceux mesurés. Les légères différences sont dues à la difficulté de prise en considération de la variation des paramètres linéiques  $R$ ,  $L$ ,  $G$  et  $C$  en fonction de la fréquence.

La discrétisation consomme la mémoire du ordinateur et la résolution de ces équations prend un temps de calcul CPU très important et ralentit considérablement le processus. Cela est plus vrai pour les câbles longs avec de très petits défauts où une haute résolution est nécessaire. Un autre problème pour la méthode FDTD est que la modélisation est souvent effectuée dans le domaine temporel, tant de paramètres dépendants de la fréquence ne sont pas correctement pris en compte [12]. La négligence de ces éléments affecte la réponse au domaine temporel et perd de l'exactitude qui est indispensable pour le modèle d'inversion.

### 3.3.2 Logiciel de simulations hyperfréquence “Advanced Design System” (ADS)

#### 3.3.3.1 Définition

Le logiciel Keysight Advanced Design System ADS, développé par Keysight (Agilent) est un logiciel de conception et de modélisation des systèmes électroniques pour les micro-ondes et les radiofréquences. Il est utilisé spécialement pour simuler le comportement du signal dans tous les étages d'un système de communication [13].

Les applications visées sont vastes et comprennent le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Ce logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en deux modules, le module Analog RF Designer et le module Digital Signal Processing Designer qui peuvent interagir [13].

Dans sa forme, ADS a des fonctionnalités qui sont similaires à celle d'autres programmes comme PSPICE et comme beaucoup de programmes commerciaux. Il est fourni avec un grand nombre de bibliothèques prédéfinies concentrées sur la conception des circuits RF et micro-ondes.

ADS peut effectuer différents types/modes de simulations. Les modes les plus utilisées sont [13] :

- Analyse en continu DC: La première étape de tout circuit de simulation est la détermination du point de polarisation. Cette simulation prend en compte les comportements nonlinéaires des transistors et d'autres éléments de circuit.
- Analyse en alternatif AC : Ce mode effectue essentiellement l'analyse des circuits en petit signal. L'analyse DC est effectuée pour déterminer le point de repos où des transistors et d'autres éléments non-linéaires de circuit sont linéarisés.
- Analyse des paramètres S: Il s'agit essentiellement de l'équivalente micro-onde de l'analyse AC et les mêmes commentaires s'appliquent. Cette analyse est fréquemment utilisée dans la conception de circuits micro-ondes.
- Analyse transitoire: l'analyse AC et S linéarisent les paramètres du circuit et opèrent dans le domaine des fréquences. Ce mode prédit la performance du circuit dans le domaine temporel. Il comprend donc toutes les propriétés non linéaires des composants.
- L'équilibre harmonique (HB): Lors de la conception d'un circuit avec des éléments non linéaires, habituellement, nous nous sommes seulement intéressés à l'interaction d'un couple de fréquences. Cette analyse prend en compte les éléments non linéaires du circuit et limite l'analyse à plusieurs fréquences. Ceci est généralement plus rapide

que de faire une analyse transitoire, puis d'extraire les informations temporelles du signal par transformée de Fourier.

- Simulateur d'enveloppe du circuit (CE): La simulation d'enveloppe simule des amplificateurs, des mélangeurs, oscillateurs à haute fréquence et des sous-systèmes qui comportent une analyse transitoire ou modulées par des signaux RF.

Les applications typiques pour la simulation d'enveloppe des circuits comprennent l'extraction de données dans le domaine temporel, la sélection d'harmonique spectrale désirée et l'extraction de données dans le domaine fréquentiel par application de la FFT.

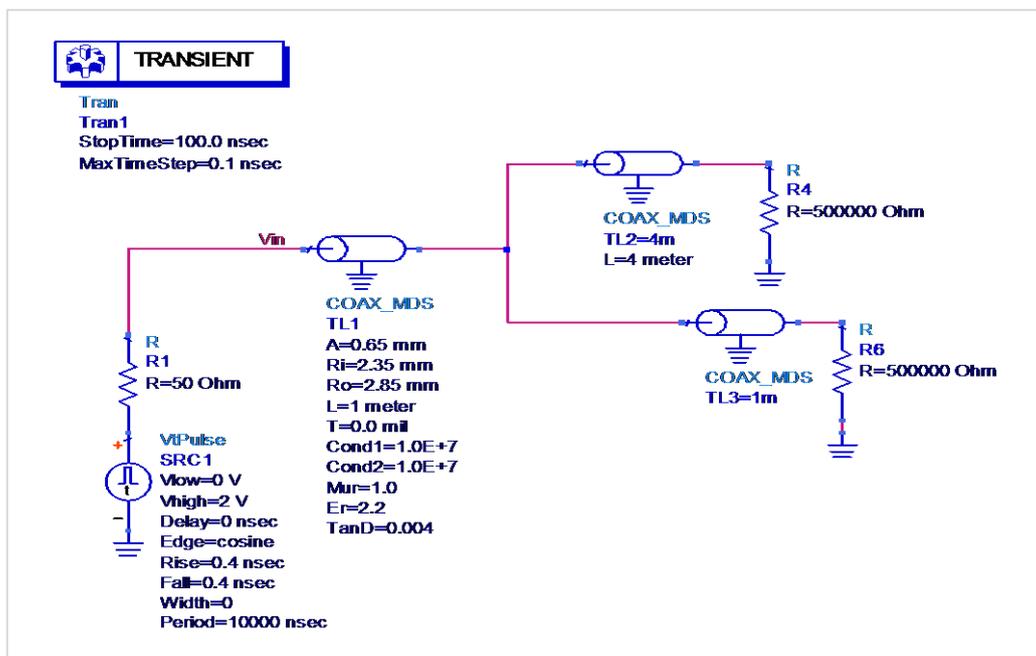
- Ecoulement des données (Data Flow) : ce mode de simulation permet de contrôler le flux d'un mélange de signaux numériques et temporels pour tous types de simulations sous ADS.

### 3.3.3.2 Exploitation du logiciel ADS pour la simulation des réseaux de transmission

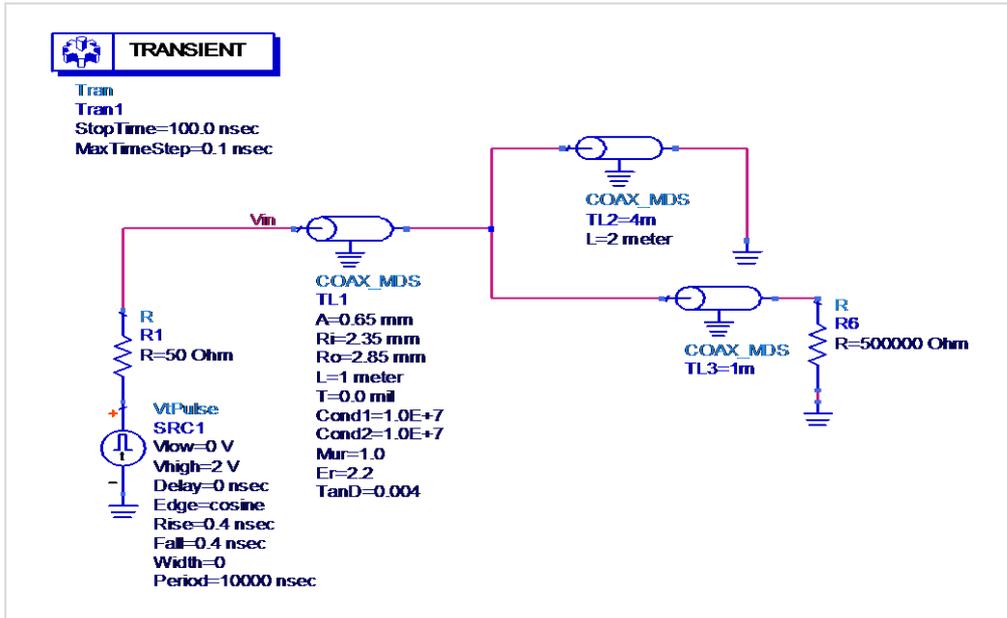
Le logiciel ADS décrit précédemment a été utilisé pour simuler des réseaux de différente configurations Y et YY en état sain et en présence des défauts.

#### a) Réseau à configuration Y

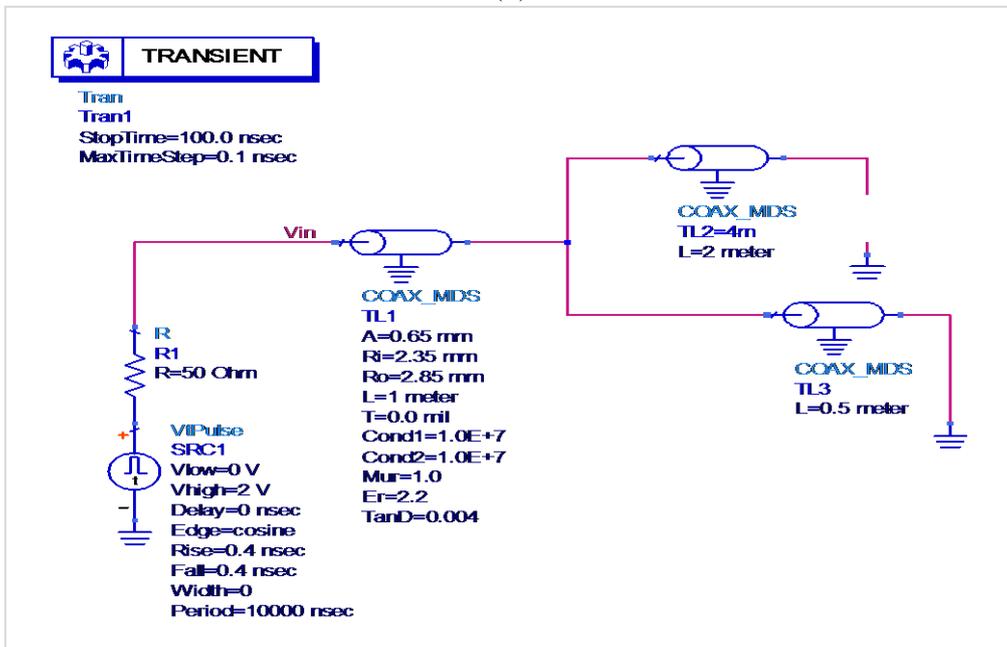
Pour un réseau en Y, nous avons traité le cas d'un réseau sain, avec un défaut et avec deux défauts. Les schémas de simulations liées aux cas traités sont présentés dans la figure 3.10.



(a)



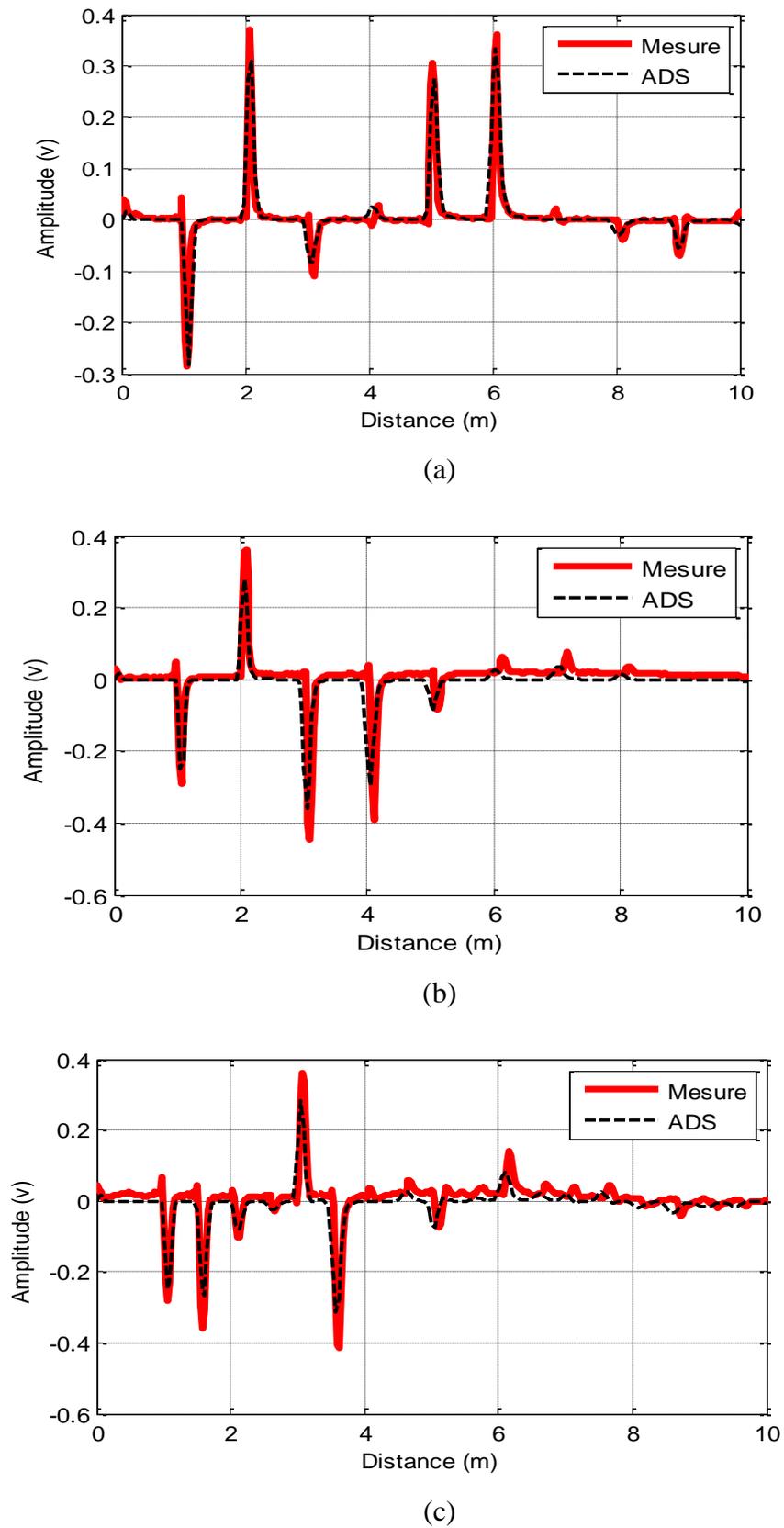
(b)



(c)

**Figure 3.10 :** Schémas ADS permettant de simuler un réseau en Y, a) réseau sain, b) réseau affecté par un défaut, c) réseau affecté par deux défauts

Les résultats concernant les réflectogrammes obtenus par les cas traités sont présentés dans la figure 3.11

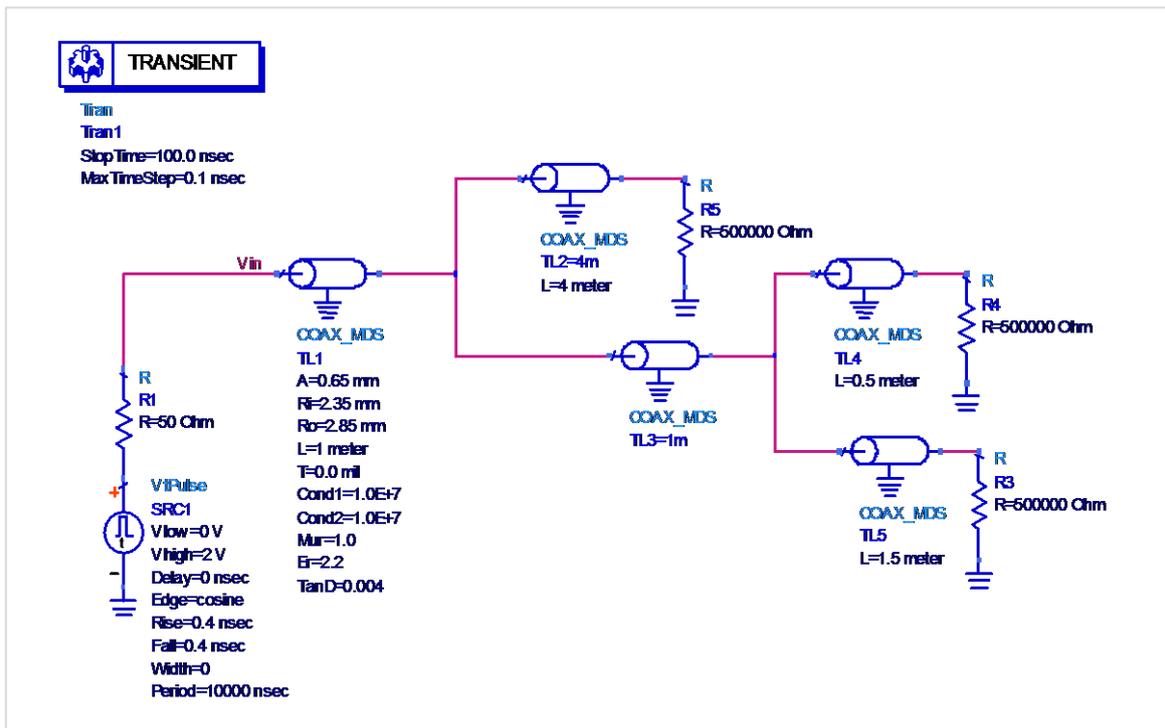


**Figure 3.11** : Réflectogrammes mesurés et simulés par ADS pour les trois cas d'un réseau en Y. a) Réseau sain, b) réseau en CC à  $L_2=2\text{m}$ , c) réseau en circuit-ouvert à  $L_2=2\text{m}$  et en CO à  $L_3=0.5\text{m}$ .

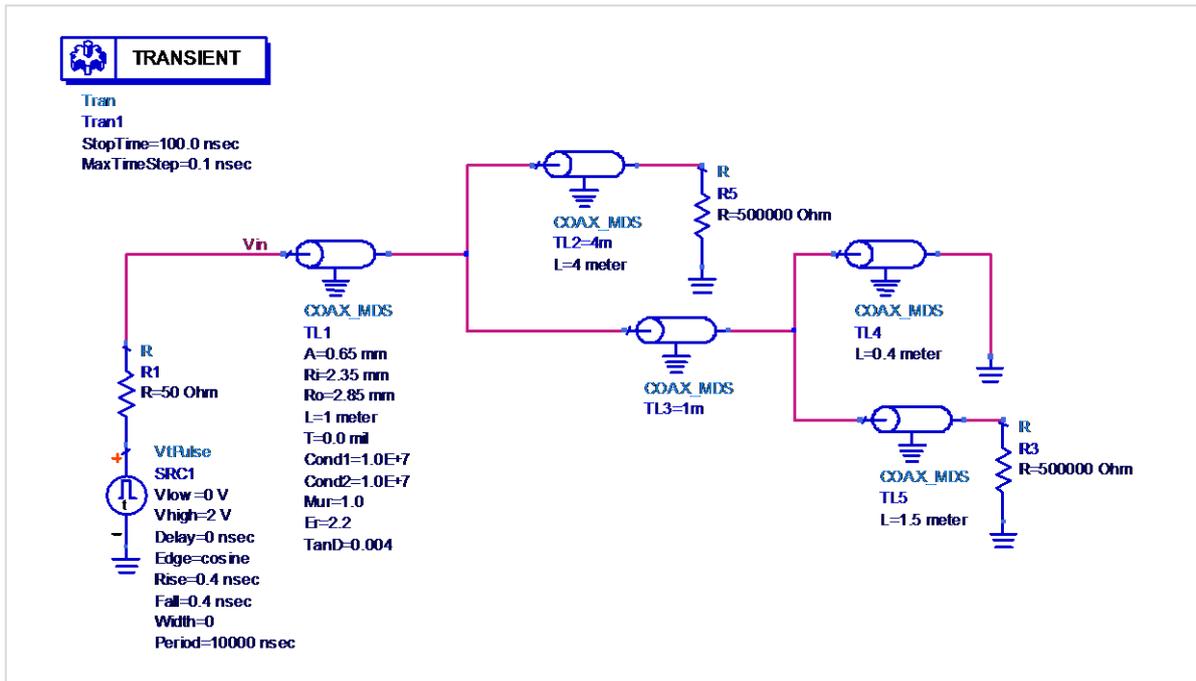
L'inspection de la figure 3.11, nous laisse remarquer une bonne concordance entre les résultats de simulations et expérimentaux. Cela vérifié l'exactitude et la fiabilité du logiciel ADS utilisé.

### b) Réseau en YY

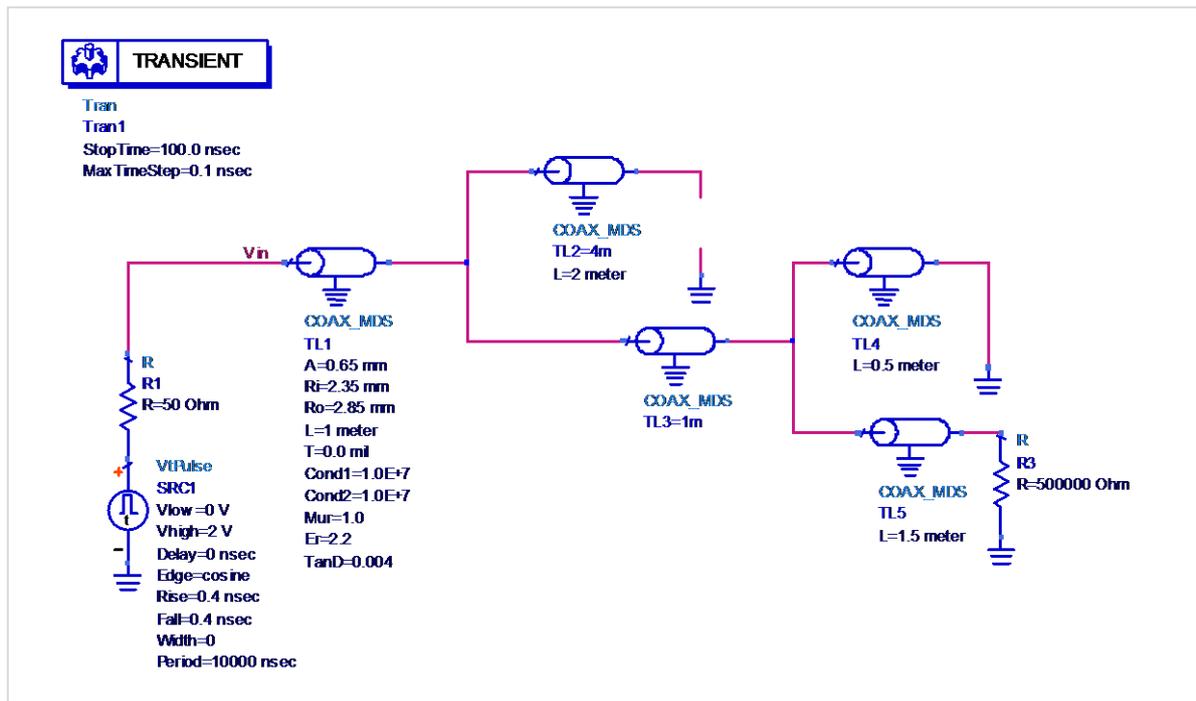
De la même manière que précédemment, on va appliquer le logiciel ADS pour simuler un réseau à configuration YY pour différents états : sain et en présence des défauts. Les différents schémas de simulation développer et mis en œuvre sont présentés dans la figure 3.12.



(a)



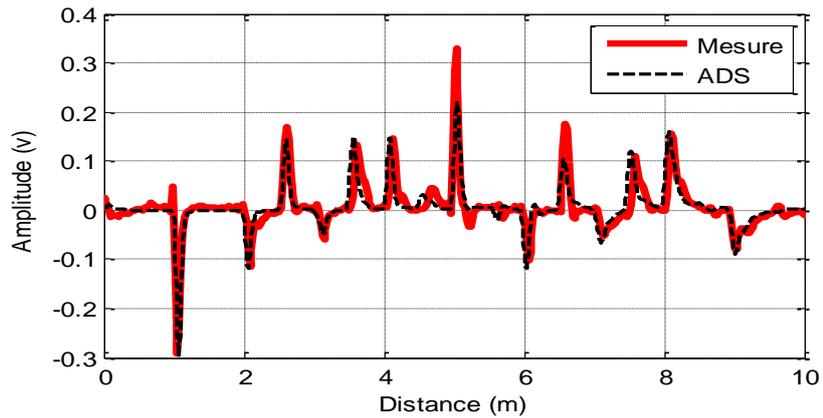
(b)



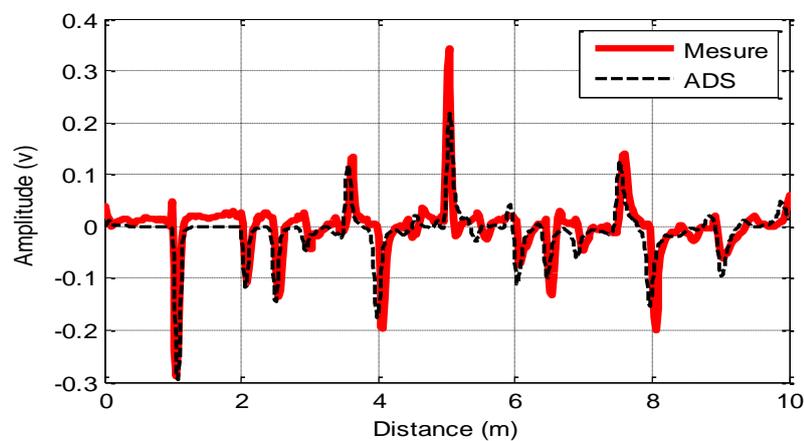
(c)

Figure 3.12 : Schémas ADS permettant de simuler un réseau en YY, a) réseau sain, b) réseau affecté par un défaut, c) réseau affecté par deux défauts.

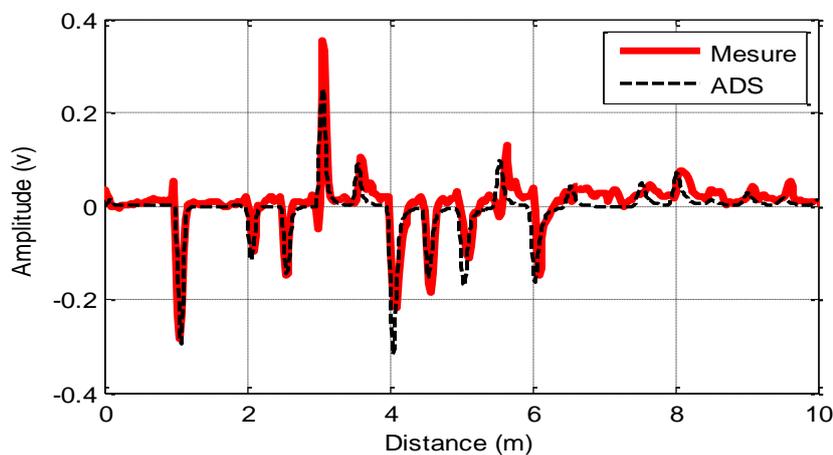
Les réflectogrammes obtenus par mesure et par simulation sont présentés dans la figure 3.13.



(a)



(b)



(c)

**Figure 3.13 :** Réflectogrammes mesurés et simulés par le logiciel ADS pour les trois cas d'un réseau à configuration YY

La Figure 3.13 montre une bonne similitude entre les réflectogrammes fournis par le logiciel ADS et ceux mesurés. L'utilisation de ce logiciel est très souple et rapide, ce qui nous permet de simuler des réseaux très complexes dans un temps très court.

### 3.3.4 La méthode Analytique des Lignes de Transmission ATL

#### 3.3.4.1 Introduction

La méthode FDTD utilisée précédemment a donné de bons résultats. Cependant, son inconvénient majeur réside dans le cout d'exécution élevé et son incapacité de prendre en considération la dépendance fréquentielle des paramètres linéiques des lignes, ce qui est très important pour résoudre le problème inverse. L'utilisation du logiciel ADS est utile et très souple mais il ne permet pas une interactivité avec Matlab qu'on cherche à réaliser pour résoudre le problème inverse. Pour contourner le dépasser tous ces handicaps et permettre la prise en considération la dépendance fréquentielle, une nouvelle technique analytique (ATL) est introduite dans cette thèse, elle repose sur l'utilisation d'une approche rapide et efficace basée sur la théorie des lignes de transmission. En particulier, le câble coaxial, supportant un mode de propagation de type TEM, peut être facilement modélisé en utilisant la solution des équations télégraphiques de la ligne de transmission [5]. Étant donné que la précision de l'algorithme d'optimisation dans l'identification de l'emplacement et de la topologie correcte des défauts nécessite que le modèle à optimiser ressemble autant que possible au réseau réel, l'étape clé est l'évaluation précise des paramètres linéiques R, L, G et C du câble. Une autre amélioration de la précision du modèle consiste en la modélisation de l'inductance parasite associée à la jonction en T [22].

#### 3.3.4.2 Prise en compte de la dépendance fréquentielle

La première étape de l'évaluation des paramètres R, L, G, et C est la détermination des valeurs exactes des propriétés diélectriques et métalliques du câble, basée sur des modèles causaux pour une simulation fiable du domaine temporel. La perméabilité diélectrique du câble coaxial doit être définie par un modèle causal [15]: elle peut être soit le modèle Debye [16] - [17] ou le modèle de Svensson/Djordjevic [18-19]. Bien que les valeurs constantes soient données par le fournisseur de câbles et qu'elles puissent être présumées exactes dans la plage de fréquences de travail (0-2 GHz), le modèle dépendant de la fréquence est nécessaire pour une conversion précise et causale du domaine fréquence-temps [15]. Le modèle développé est comparé aux résultats obtenus par le simulateur commercial de circuit ADS [13] qui met en œuvre le modèle Svensson/Djordjevic. En général, la permittivité diélectrique complexe est définie comme dans (3.16),

$$\varepsilon = \varepsilon_r - j \cdot (\varepsilon_r \cdot tg\delta) \quad (3.16)$$

Selon le modèle Svensson/Djordjevic la permittivité diélectrique fréquentielle est donnée par (3.17).

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_\infty + a \cdot \ln \frac{f_H + j \cdot f}{f_L + j \cdot f} \quad (3.17)$$

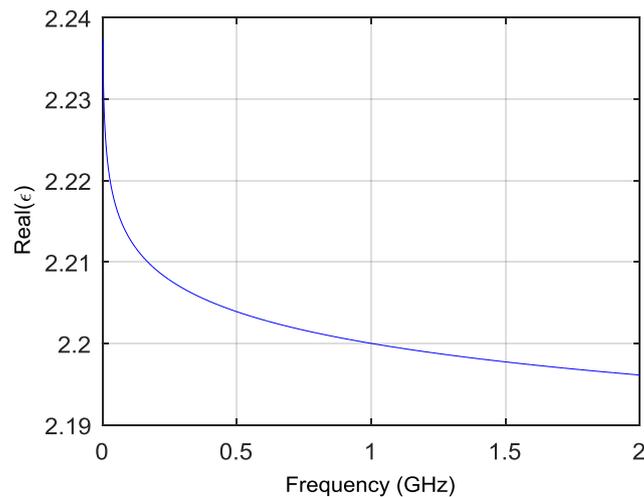
$f$  est la fréquence,  $\varepsilon_\infty$  la permittivité quand la fréquence tant vers l'infini,  $a$  est un facteur constant,  $f_H$  et  $f_L$  les deux valeurs de fréquences qui règlent les limites de variation de la permittivité.

Pour une fréquence  $f_\varepsilon = 1\text{GHz}$ , la permittivité diélectrique nominale et le facteur de perte prennent respectivement les valeurs  $\varepsilon_r = 2.2$  et  $\text{tg}\delta = 0.004$ . De même, à cette fréquence, les deux équations (3.16) et (3.17) fournissent naturellement deux équations, une pour la partie réelle, et l'autre pour la partie imaginaire. Ces deux équations conduisent à  $\varepsilon_\infty$  et  $a$  comme sont (3.18) et (3.19).

$$\varepsilon_\infty = \varepsilon_r - \frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \text{tg}\delta \frac{\ln(f_L^2 + f_\varepsilon^2) - \ln(f_H^2 + f_\varepsilon^2)}{\tan^{-1} \left[ -f_\varepsilon (f_H - f_L) / (f_H f_L + f_\varepsilon^2) \right]} \quad (3.18)$$

$$a = - \frac{\varepsilon_r \cdot \text{tg}\delta}{\tan^{-1} \left[ -f_\varepsilon (f_H - f_L) / (f_H f_L + f_\varepsilon^2) \right]} \quad (3.19)$$

Pour les valeurs  $f_H = 1\text{THz}$  et  $f_L = 1\text{kHz}$ , on aura  $\varepsilon_\infty = 2.1613$  et  $a = 0.0056$ . Cependant, la partie réelle et imaginaire de la permittivité du modèle fournie par (3.17) conduisent aux variations suivant la courbe de la figure 3.14



(a)

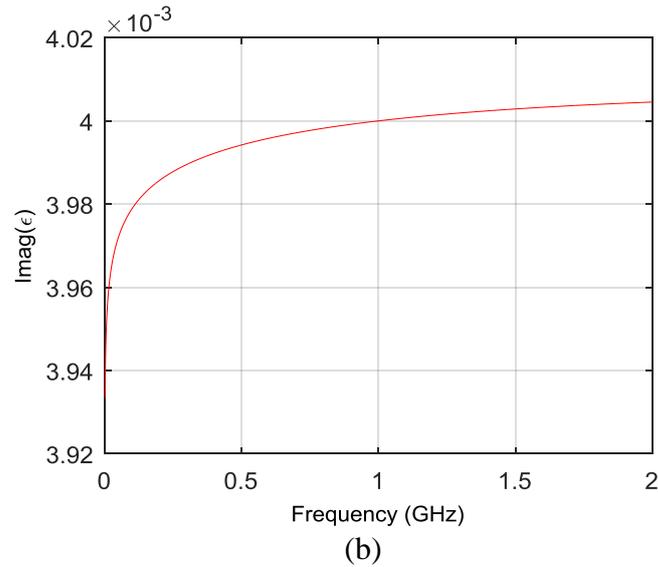


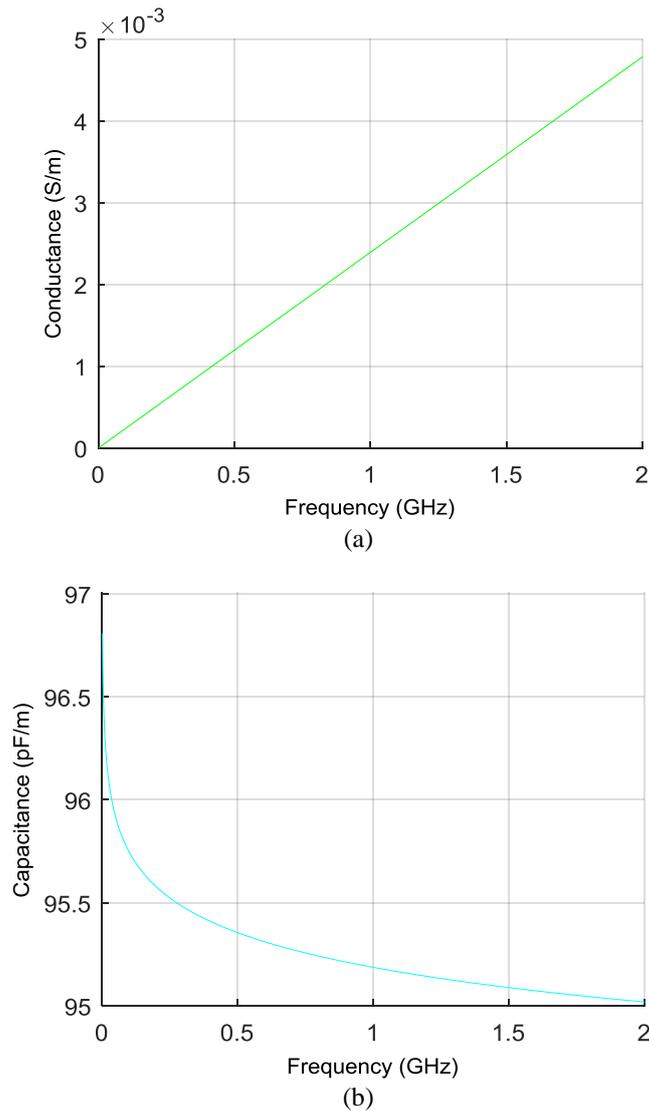
Figure 3.14: Partie réelle et imaginaire de la permittivité selon le modèle Svensson/Djordjevic. A) partie réelle, b) partie imaginaire.

Afin d'évaluer les paramètres  $C$  et  $G$ , nous avons appliqué le model diélectrique pour la géométrie du câble coaxial

Le model diélectrique est appliqué pour la géométrie du câble coaxial afin d'évaluer les paramètres  $C$  et  $G$  comme dans (3.20) et (3.21). La section transversale du câble est constituée du conducteur intérieur de rayon  $A = 0.65$  mm, le rayon interne et externe du conducteur extérieur sont  $R_i = 2.35$  mm and  $R_o = 2.85$  mm, respectivement (notant ici que  $R_i$  est différente de la résistance de charge définit précédemment). Les paramètres linéiques dépendent de la fréquence  $C$  et  $G$  sont présentés dans la Fig. 3.15.

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0 \cdot \text{Re}(\epsilon)}{\ln(R_i/A)} \quad (3.20)$$

$$G = C \cdot \omega \cdot \text{tg}\delta \quad (3.21)$$



**Figure 3.15:** variation fréquentielle de la conductance et de la capacitance d'un câble coaxial. a) Conductance G, b) capacitance C.

Tenant en compte l'effet de peau, la résistance R est dérivée des équations (3.22) et (3.23). Notant que  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m et  $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$  S/m sont la perméabilité magnétique du vide la conductivité du cuivre respectivement.

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left( \frac{1}{A} + \frac{1}{R_i} \right) \quad (3.22)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (3.23)$$

Le calcul de l'inductance prend en considération la pénétration du flux magnétique à l'intérieur des conducteurs, commençant à partir de l'impédance des conducteurs intérieurs

( $Z_{inn}$ ) et extérieurs ( $Z_{out}$ ) décrits dans [20-21], et définis au (3.24) et (3.25).

$$Z_{inn} = \frac{\eta}{2\pi A} \left[ \frac{J_0(\gamma A)}{J_1(\gamma A)} \right] \quad (3.24)$$

$$Z_{out} = \frac{\eta}{2\pi R_i} \left[ \frac{J_0(\gamma R_i) K_1(\gamma R_o) + J_1(\gamma R_o) K_0(\gamma R_i)}{J_1(\gamma R_o) K_1(\gamma R_i) - J_1(\gamma R_i) K_1(\gamma R_o)} \right] \quad (3.25)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}} \quad (3.26)$$

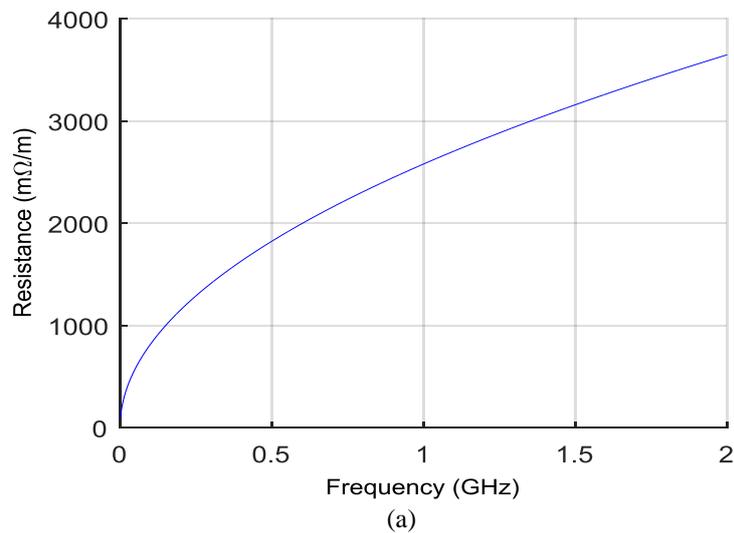
$$\gamma = \sqrt{j\omega\sigma\mu_0} \quad (3.27)$$

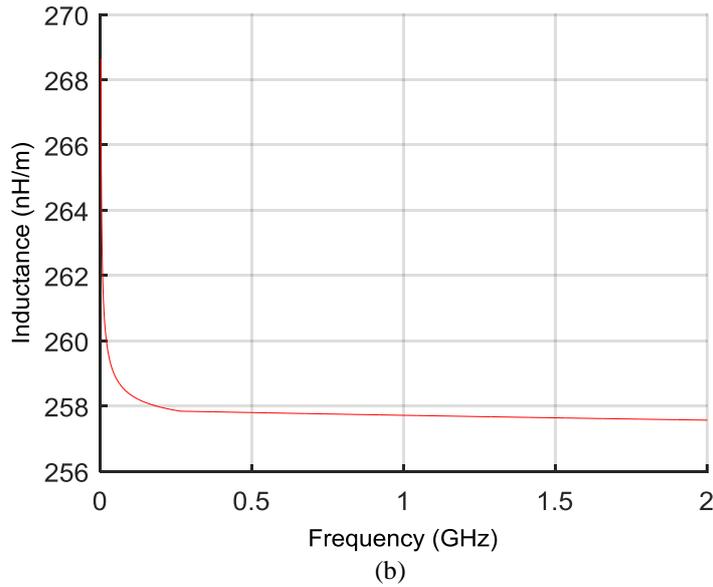
L'inductance linéique est la somme de l'impédance interne évaluée de (3.24)-(3.27) comme dans (3.28), et l'inductance externe donnée à (3.29).

$$L_{int} = \frac{\text{Im}\{Z_{inn} + Z_{out}\}}{\omega} \quad (3.28)$$

$$L_{out} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{R_o}{A}\right) \quad (3.29)$$

Les paramètres linéiques R et L dépendent de la fréquence sont présentés dans la figure 3.16.

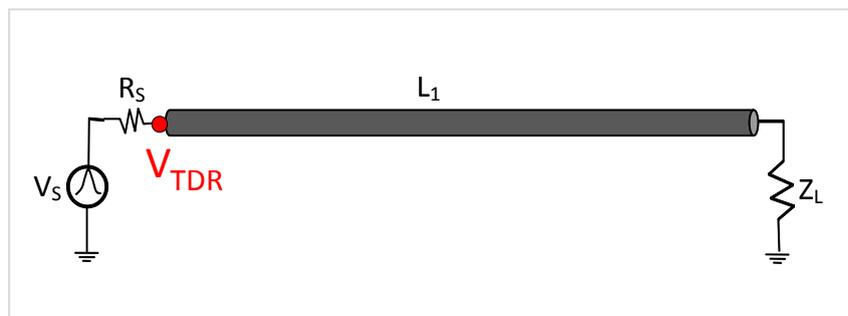




**Figure 3.16:** (a) La résistance  $R$  et (b) l'inductance  $L$  d'un câble coaxial.

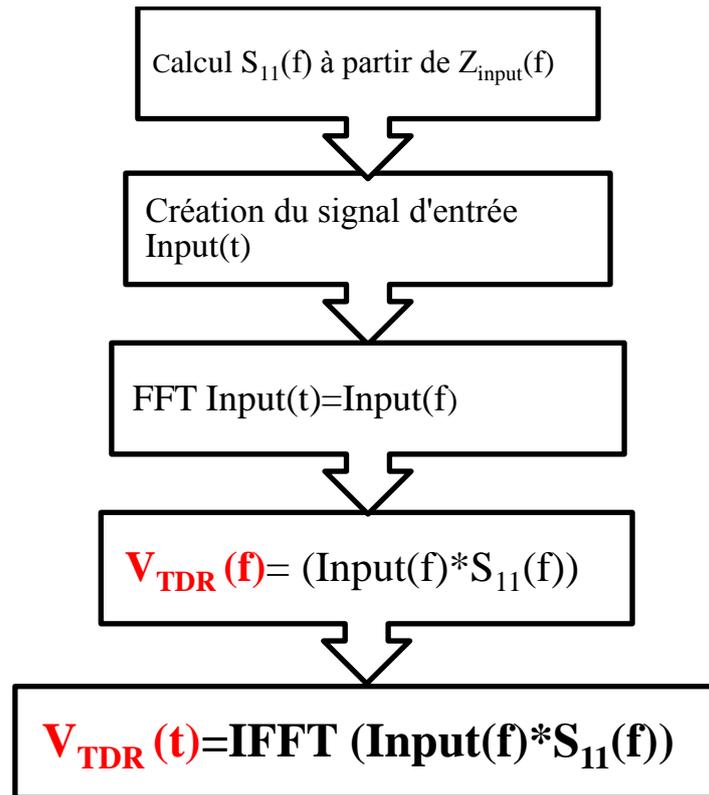
### 3.3.4.3 Principe de fonctionnement de la méthode ATL

Le principe d'application de la méthode ATL repose sur le calcul du paramètre  $S_{11}$  à partir du calcul de l'impédance ramenée à l'entrée du réseau. Considérant un câble coaxial chargé par une impédance  $Z_L$  (figure 3.17) :



**Figure 3.17:** Câble coaxial RG58 excité par une impulsion en cosinus.

L'objectif est de trouver la réponse réflectométrique en temporel  $V_{TDR}(t)$  d'un câble coaxial chargé par une impédance quelconque  $Z_L$ . Pour atteindre cet objectif on a procédé comme suit :



**Figure 3.18 :** Processus de résolution du problème direct par la méthode ATL.

L'astuce donc réside dans l'exploitation de l'impédance ramenée à l'entrée du câble pour calculer  $S_{11}$ . Cette dernière est donnée par cette formule [20], [22] :

$$Z_{in}(\ell, f) = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh(\gamma\ell)}{Z_c + jZ_L \tanh(\gamma\ell)}. \quad (3.30)$$

Après avoir calculé l'impédance ramenée à l'entrée du câble  $Z_{in}$ , le paramètre  $S_{11}$  peut être calculé en utilisant la formule suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (3.31)$$

Avec:

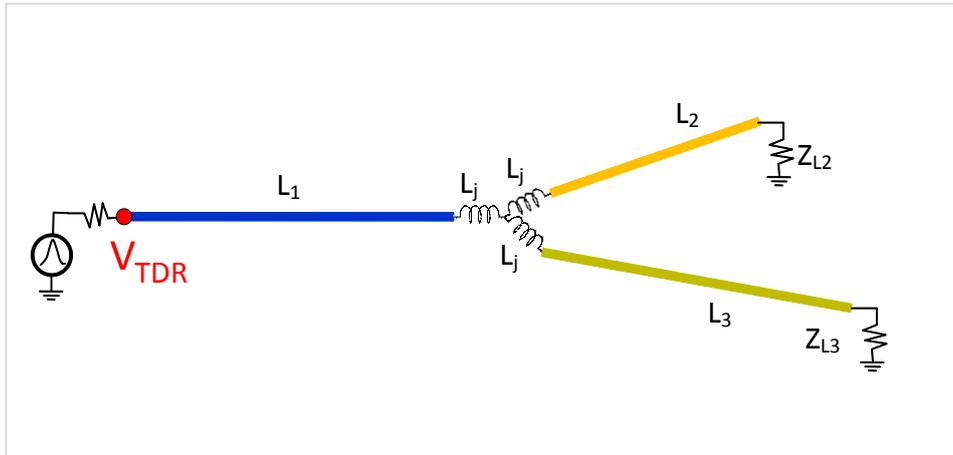
$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.32)$$

et

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.33)$$

### 3.3.4.1.1 Le cas d'un réseau en Y

La dernière étape consiste à obtenir la description du réseau câblé complet dans le domaine fréquentiel. En particulier, il faut évaluer l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  en regardant le point de départ du réseau, point d'injection de la tension  $V_{TDR}$  (voir la figure 3.19).



**Figure. 3.19 :** Schéma d'un réseau en Y

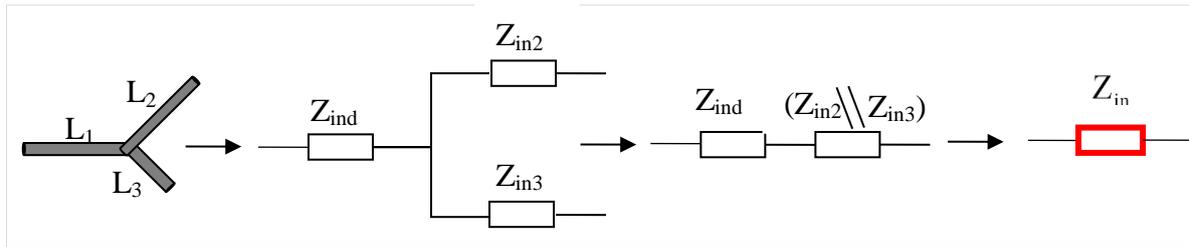
Les impédances d'entrée  $Z_{in2}$  et  $Z_{in3}$  aux branches 2 et 3, respectivement, peuvent être évaluées, également en tenant compte de l'inductance de la jonction. La jonction en T utilisée pour connecter la branche 1 aux branches 2 et 3 est un dispositif commercial dont l'inductance parasite est modélisée par trois inductances montées en étoile comme le montre la Figure 3.19. Cette inductance  $L_j$  est quantifiée à 2 nH par branche en accordant le modèle ATL sain avec la réponse mesurée correspondante. Une fois que le parallèle entre  $Z_{in2}$  et  $Z_{in3}$ , appelé  $Z_{inj}$ , est calculé, il devient la charge de la branche 1. L'impédance d'entrée réseau globale  $Z_{in1}$  peut être calculée et convertie en paramètres S en utilisant la formule (3.30). Les paramètres requis pour l'évaluation de l'impédance d'entrée sont l'impédance caractéristique du câble  $Z_c$  et la constante de propagation  $\gamma$  données respectivement en (3.32) et (3.33). Le paramètre  $S_{11}$  peut être directement comparé à la réponse expérimentale du domaine fréquentiel mesurée par l'analyseur vectoriel des réseaux (VNA). Ensuite, il doit être converti dans le domaine temporel par la transformée de Fourier rapide pour obtenir la réponse du réseau TDR.

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_0}{Z_{in1} + Z_0} \quad (3.34)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.35)$$

$$\gamma_L = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.36)$$

Donc l'astuce de notre ATL technique réside dans le calcul de l'impédance d'entrée totale  $Z_{in}$  du réseau vu par la source, pour atteindre cet objectif on a procédé comme suit :



**Figure.3.20** : Procédure de calcul de l'impédance ramenée à l'entrée du réseau

Nous avons déjà vu qu'en fréquentiel l'impédance ramenée à l'entrée en fréquentiel d'une branche de longueur  $\ell$  et terminée par une charge  $Z_L$ ,  $Z_{in}(\ell, f)$  est donnée par :

$$Z_{in}(\ell, f) = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh(\gamma\ell)}{Z_c + jZ_L \tanh(\gamma\ell)}. \quad (3.37)$$

Alors, on peut avoir pour les différentes impédances figurées dans le schéma de la figure 3.20 :

$$Z_{in2} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh(\gamma\ell_2)}{Z_c + jZ_L \tanh(\gamma\ell_2)} + Z_{ind} \quad (3.38)$$

$$Z_{in3} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh(\gamma\ell_3)}{Z_c + jZ_L \tanh(\gamma\ell_3)} + Z_{ind} \quad (3.39)$$

$$Z_{ind} = j\omega L_j \quad (3.40)$$

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh(\gamma\ell_1)}{Z_c + jZ_L \tanh(\gamma\ell_1)} + Z_{ind} \quad (3.41)$$

Finalement, pour le cas d'un réseau en Y, l'impédance d'entrée du réseau vu par la source est donnée par :

$$Z_{in} = Z_{in1} + (Z_{in2} // Z_{in3}) \quad (3.42)$$

Le paramètre  $S_{11}$  qui présente le facteur de réflexion à la première extrémité du réseau est ainsi calculé par [22]:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (3.43)$$

La réponse fréquentielle du signal réfléchi est :

$$v(f) = S_{11}(f) \times E(f) \quad (3.44)$$

Où  $E(f)$  est le signal injecté au bout du réseau.

Pour avoir le signal réfléchi en temporel, il suffit d'appliquer la transformé de Fourier inverse (IFFT):

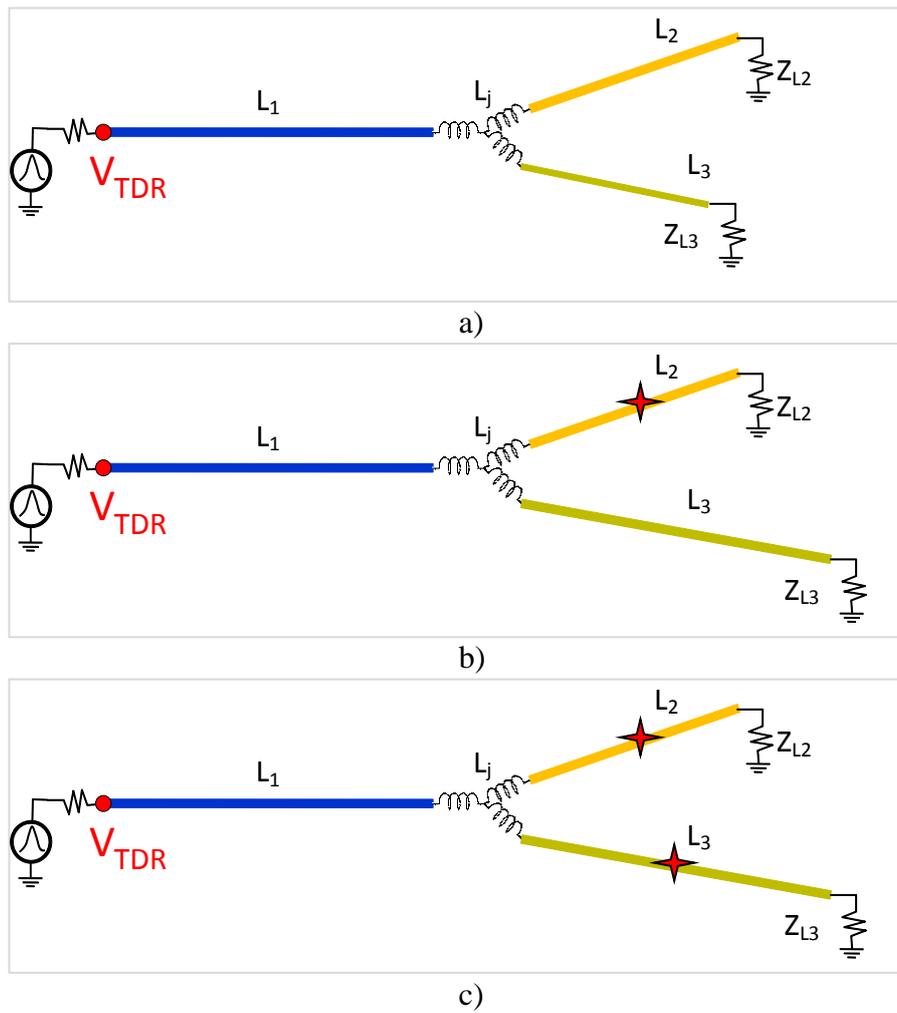
$$v(t) = IFFT \{S_{11}(f) \times E(f)\} \quad (3.45)$$

#### 3.3.4.4 Application de la méthode ATL

Afin de prouver la robustesse, la rapidité et l'exactitude de la méthode ATL, nous l'appliquons sur deux configurations, un réseau de câbles coaxiaux de forme Y et un autre plus complexe de forme YY. Trois cas ont été traités pour chaque configuration, réseau sain, réseau affecté par un défaut et réseau affecté par deux défauts.

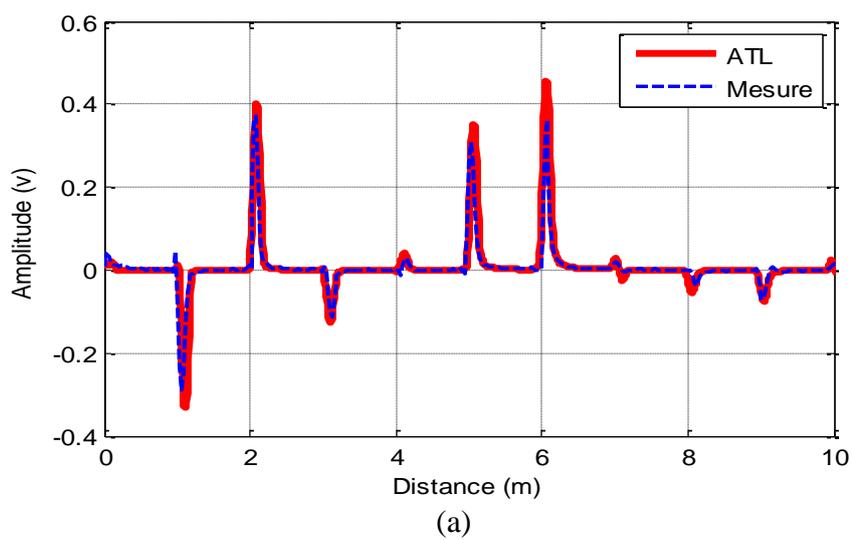
##### a) Cas du réseau en Y

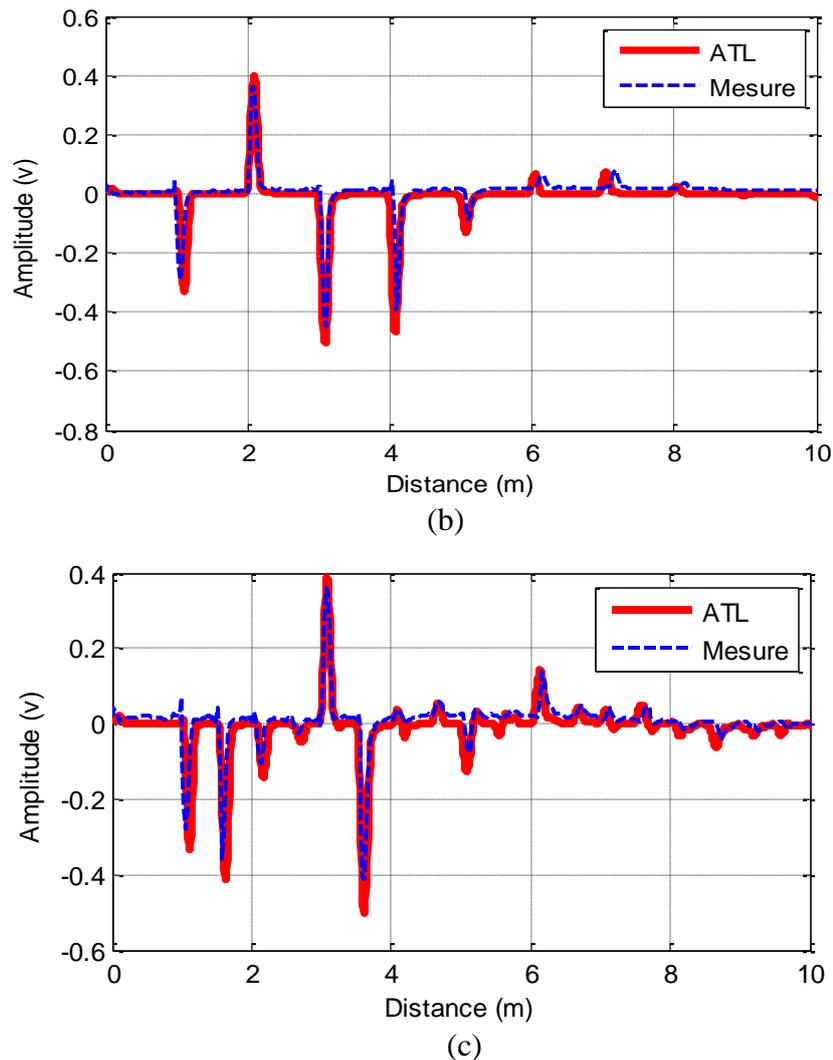
Ce réseau est composé de trois branches,  $L_1=1m$ ,  $L_2=4m$  et  $L_3=1m$ . Le réseau est alimenté par une source de tension à travers une résistance, les deux branches  $L_2$  et  $L_3$  sont terminées par deux résistances  $Z_{L2}$  et  $Z_{L3}$ . Les trois cas traités pour cette configuration sont montrés dans la figure 3.21. Le premier cas il s'agit d'un réseau Y sain, le deuxième cas est un réseau Y affecté par un court-circuit à  $L_2=2m$  et dans le dernier cas le réseau est affecté par deux défauts francs ; un circuit-ouvert à  $L_2=2m$  et un court-circuit à  $L_3=0.5m$ .



**Figure 3.21 :** Réseau Y, sain (a), affecté par un défaut (b), affecté par deux défauts (c)

Les résultats obtenus pour les trois cas sont présentés dans la figure 3.22.



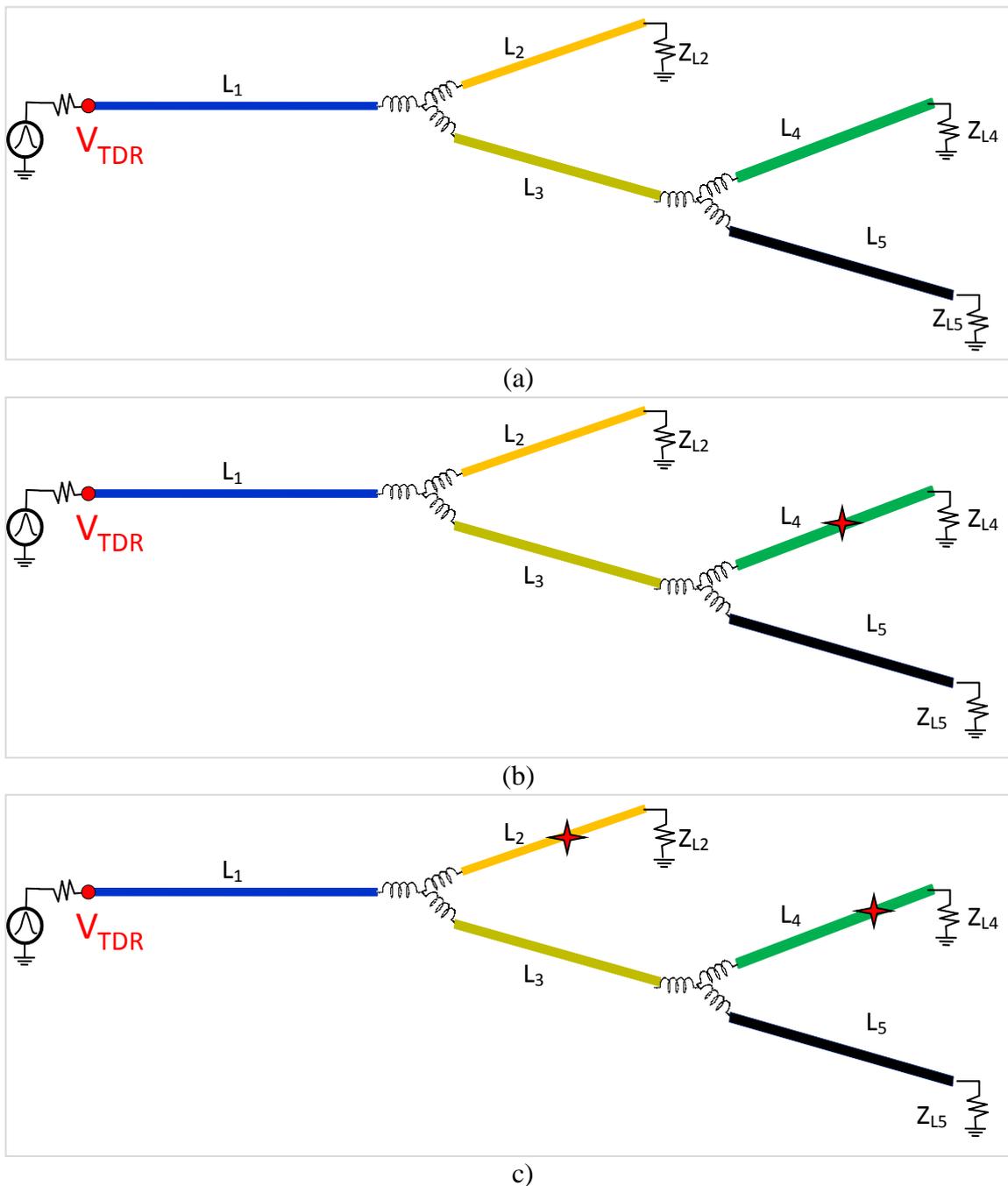


**Figure 3.22 :** Réfectogrammes du réseau Y, (a) sain, (b) affecté par un défaut, (c) affecté par deux défauts.

Ces résultats montrent une très bonne concordance entre les courbes simulées par la méthode ATL et celle obtenues par la mesure.

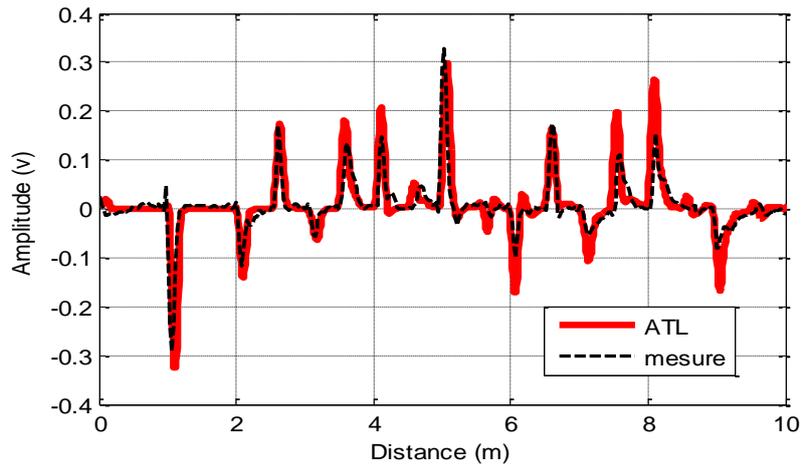
### b) Cas d'un réseau en YY

Ce réseau est composé de cinq branches,  $L_1=1\text{m}$ ,  $L_2=4\text{m}$ ,  $L_3=1\text{m}$ ,  $L_4=0.5\text{m}$  et  $L_5=1.5\text{m}$ . Le réseau est alimenté par une source de tension à travers une résistance, les deux branches  $L_2$ ,  $L_4$  et  $L_5$  sont terminées par les résistances  $Z_{L_2}$ ,  $Z_{L_4}$  et  $Z_{L_5}$ . Les trois cas traités pour cette configuration sont montrés dans la figure 3.23. Le premier cas il s'agit d'un réseau YY sain, le deuxième cas est un réseau YY affecté par un court-circuit à  $L_4=0.4\text{m}$  et dans le dernier cas le réseau est affecté par deux défauts francs ; un circuit-ouvert à  $L_2=2\text{m}$  et un court-circuit à  $L_5=1.5\text{m}$ .

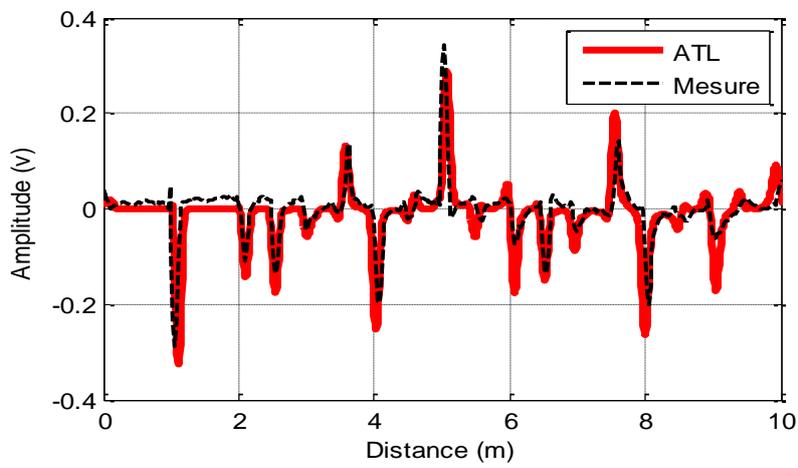


**Figure 3.23 :** Réseau YY, sain (a), affecté par un défaut (b), affecté par deux défauts (c)

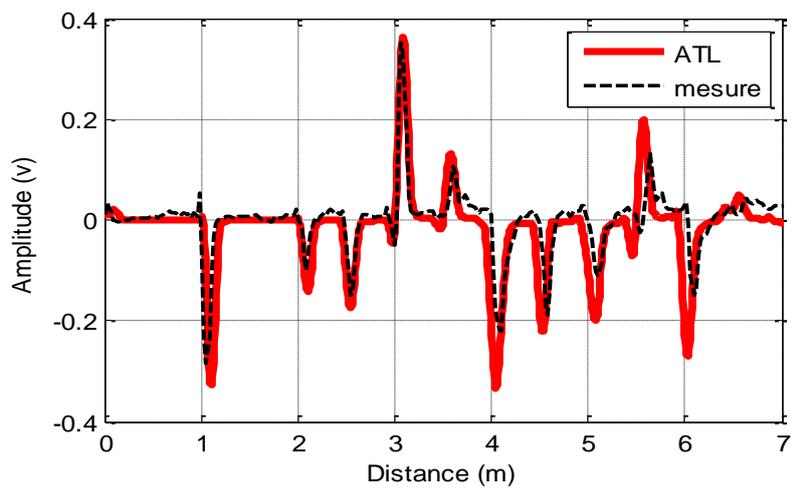
Les résultats obtenus pour les trois cas sont présentés dans la figure 3.24.



(a)



(b)



**Figure 3.24** : Réflectogrammes du réseau Y, sain (a), affecté par un défaut (b), affecté par deux défauts (c)

Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure ce qui prouve la robustesse de la méthode ATL. Dans la partie suivante et pour valoriser la méthode ATL, on va la comparer avec la méthode FDTD et le logiciel ADS.

### 3.4 Comparaison entre les trois méthodes appliquées

Dans cette dernière partie de ce chapitre, on procède à la comparaison entre les performances des trois méthodes appliquées pour traiter le problème direct. De telle comparaison a été basée sur le traitement de différentes configurations de réseaux, câble coaxial, réseau en Y et réseau en YY.

#### 3.4.1 Câble coaxial simple RG45

La première comparaison concerne l'application de trois méthodes pour simuler un câble coaxial de longueurs différentes, 10m et 100m. Ce câble est supposé à extrémités ouverts.

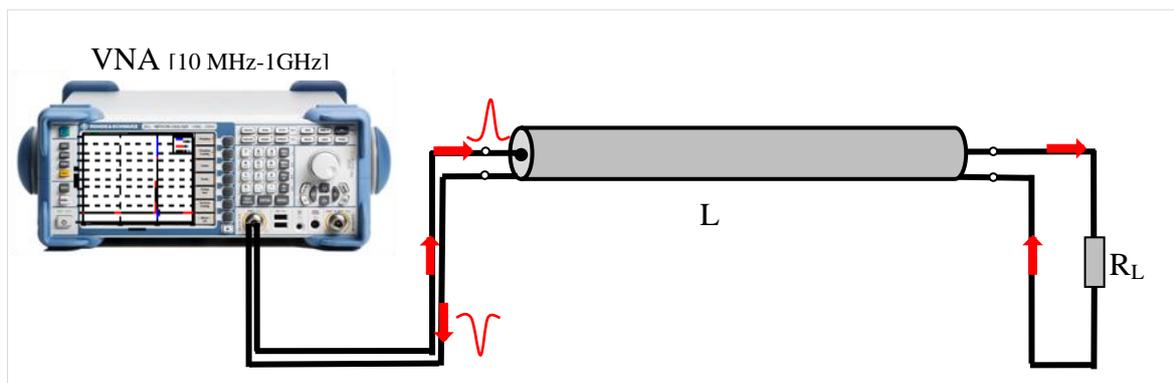


Figure 3.25: Test d'un câble coaxial

Pour une longueur  $L=10\text{m}$ , nous avons obtenu le réflectogramme présenté dans la figure 3.26.

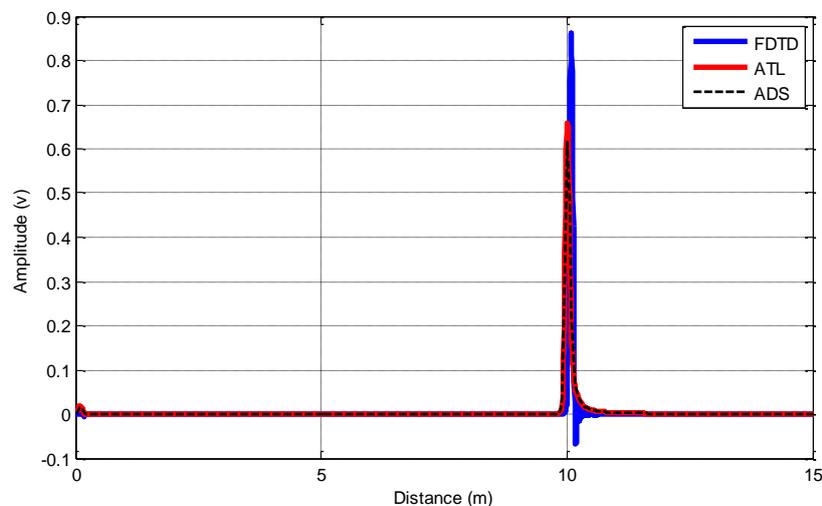
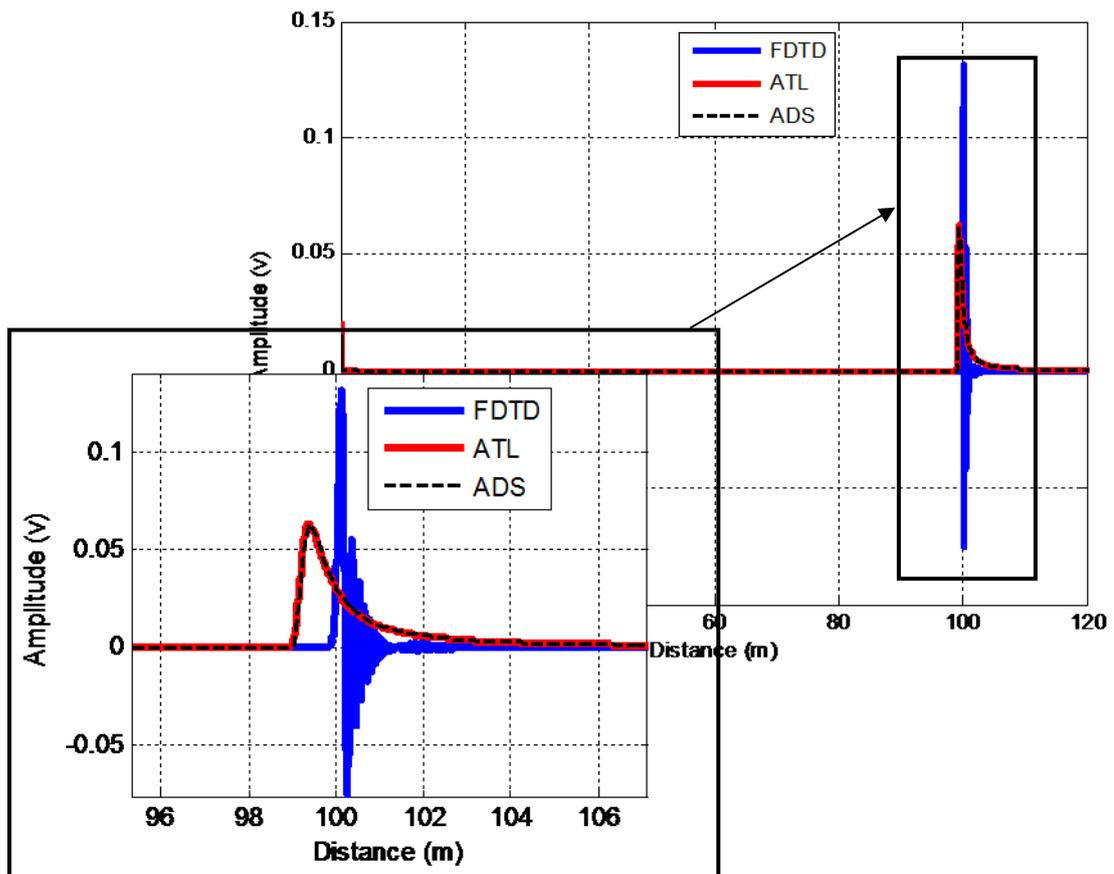


Figure 3.26: Réflectogramme d'un câble d'une longueur  $L=10\text{ m}$

Le réflectogramme montre une grande similitude des résultats obtenus par les trois méthodes. Concernant la localisation du circuit-ouvert, cela est traduit par la position des trois pics positifs apparaissent à une distance  $D=10\text{m}$ . Par contre les trois méthodes donnent des amplitudes différentes. Les deux méthodes ADS et ATL semblent en bonne concordance puisque elles prennent en considération la variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, par contre la FDTD néglige cette dépendance fréquentielle.

Pour une longueur  $L=100\text{m}$ , nous avons obtenus les résultats de la figure 3.27.



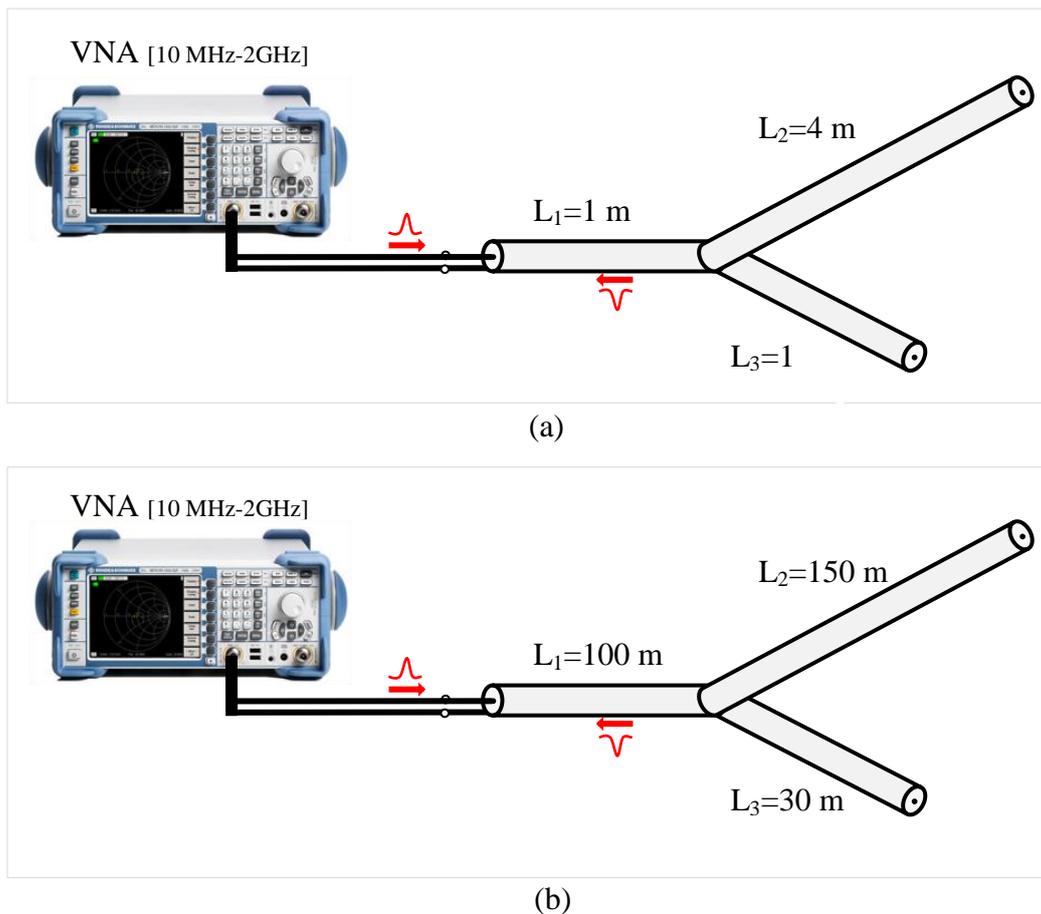
**Figure 3.27** : Réflectogramme d'un câble d'une longueur de 100 m

Les mêmes constatations sont obtenus pour le cas d'un câble de longueur  $L=100\text{m}$ . Les trois méthodes donnent la même localisation du défaut (circuit-ouvert) et cela se traduit par les trois pic positifs à la distance  $D=100\text{m}$ . Cependant, les amplitudes des trois pics sont différentes, on voit qu'il y a une très bonne concordance entre la méthode ATL et ADS puisque les deux techniques prennent en considération la variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, par contre la FDTD néglige cette dépendance fréquentielle et

commence à diverger puisque si on respecte la condition de stabilité qui se traduit par la minimisation du pas spatial, la mémoire du calculateur sera insuffisante.

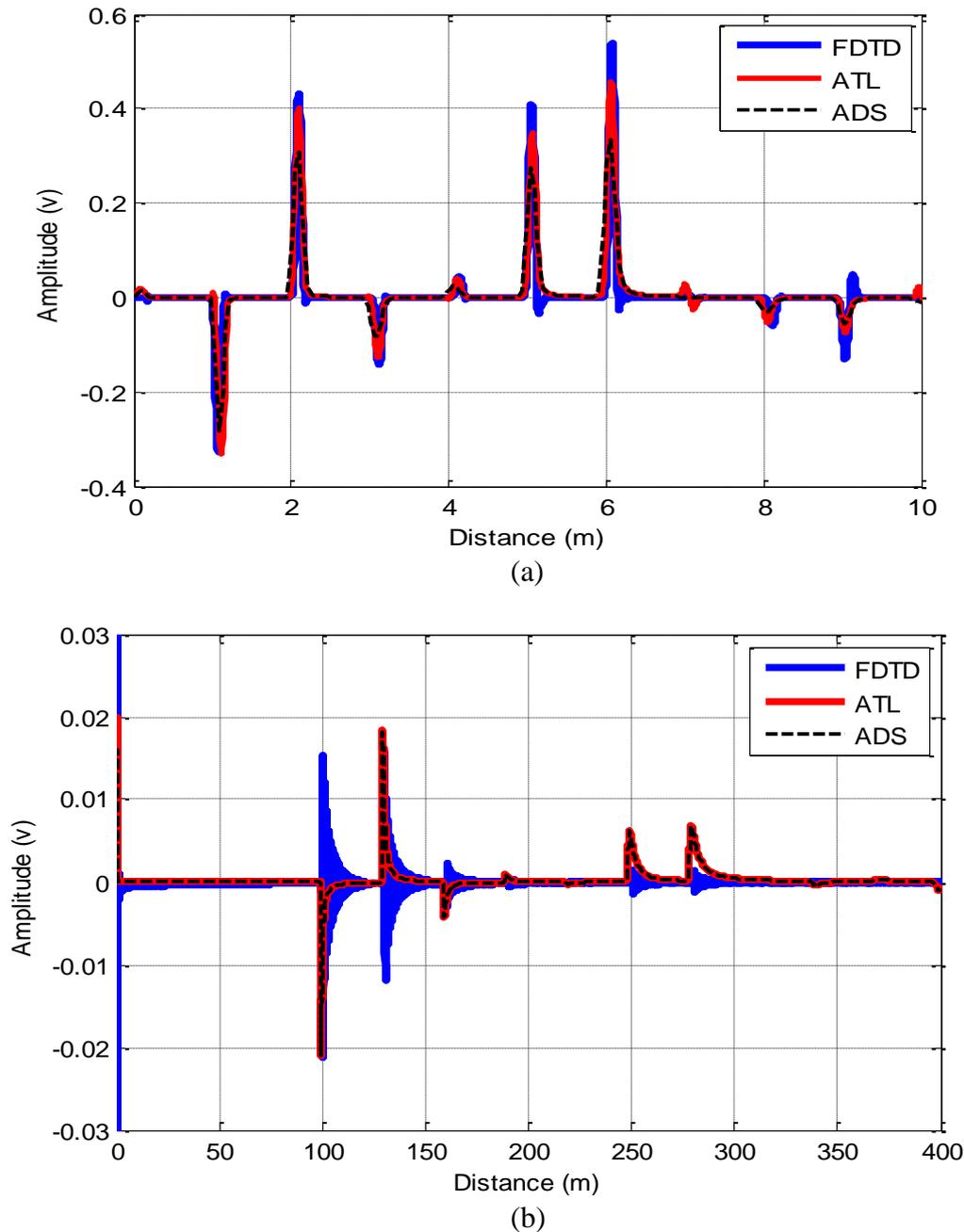
### 3.4.2 Cas d'un réseau en Y

La deuxième comparaison concerne un réseau à configuration, le premier cas concerne des branches de distances courtes et le deuxième cas concerne des branches longues (voir figure 3.28).



**Figure 3.28 :** Investigation d'un réseau en Y, (a) réseau longueur courte, (b) réseau longueur importante.

Les résultats donnés par les trois méthodes sont présentés dans la figure 3.29.

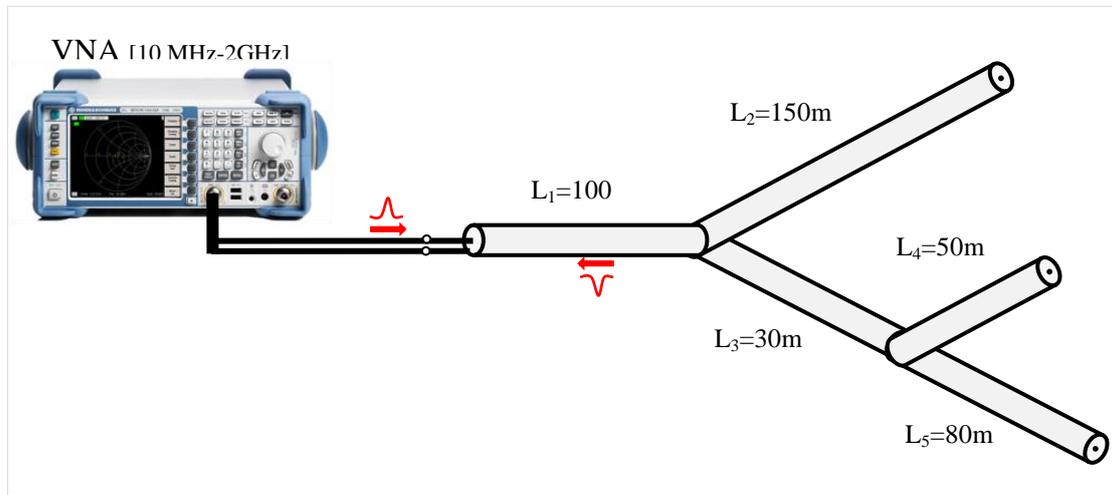


**Figure 3.29** : Réponse TDR d'un réseau en Y. a) réflectogrammes d'un réseau Y court, b) réflectogramme d'un réseau Y long.

Dans le cas du réseau Y court, les réflectogrammes montrent une grande similitude. Cela est traduit par la position et l'amplitude des pics. Par contre dans le cas d'un réseau Y longs, les deux méthodes ADS et ATL semblent en bonne concordance puisque elles prennent en considération la variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, par contre la FDTD néglige cette dépendance fréquentielle et commence à diverger.

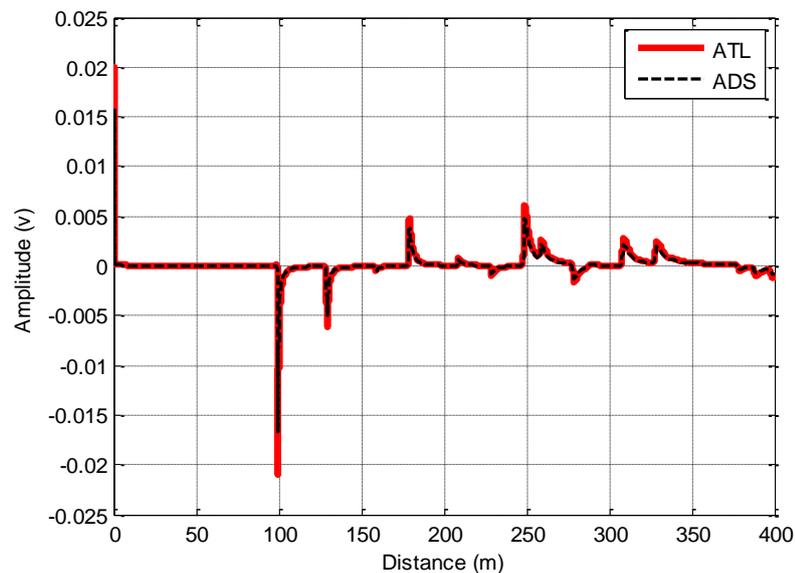
### 3.4.3 Cas d'un réseau en YY

La configuration du réseau étudié ainsi que la longueur des branches considérées sont montrées dans la figure 3.30.



**Figure 3.30** : Investigation d'un réseau en YY long

Les résultats de ces cas sont présentés dans la figure 3.31.



**Figure 3.31** : Réponses TDR d'un réseau en YY long

D'après les résultats obtenus, nous constatons que la méthode FDTD a moins d'exactitude en comparant avec la méthode ATL et le logiciel ADS, elle est très lourde en temps de calcul et elle ne peut pas être appliquée dans le cas des réseaux longs.

Les résultats sont résumés dans le tableau suivant :

**Tableau 1:** temps de calcul CPU pour différentes configurations et différentes méthodes.

	<b>Temps CPU (s)</b>				
	L <sub>1</sub> (10m)	L <sub>1</sub> (100m)	Y(court)	Y(long)	YY(long)
<b>FDTD</b>	5 s	27 s	2.4 s	Out Memory	Out Memory
<b>ADS</b>	2 s	17 s	1.5 s	22 s	35 s
<b>ATL</b>	0.2 s	0.2 s	0.15 s	0.2 s	0.2 s

D'après le tableau ci-dessus, on voit que la méthode ATL présente les meilleures performances, rapidité, robustesse et prise en considération de l'atténuation du signal. La méthode FDTD est très coûteuse en matière de temps de calcul et espace mémoire d'une part, et d'autre part, elle présente son inaptitude de modéliser les réseaux longs.

## Conclusion

L'étude effectuée dans ce chapitre a été consacrée à la résolution du problème direct de la propagation d'une onde le long d'un réseau filaire. Trois méthodes ont été mise en œuvre ; la FDTD, ADS et ATL. Le traitement des réseaux à différents configurations et en présence de plusieurs types de défauts a mené à des résultats qui ont montré que la méthode ATL présente les meilleures performances en terme de meilleure présentation de la théorie des lignes et visualisation de phénomène de la propagation, la prise en considération de la dépendance fréquentielle des paramètres linéiques et la possibilité de simulation de type de réseaux câblés tenant en compte de la présence de tout type de défauts. Les performances que présente la méthode ATL l'ont donné l'avantage d'être utilisé dans le chapitre suivant qui concerne la résolution inverse du problème de la réflectométrie.

## Références bibliographiques

- [1]. M. Schmidt, Use TDR for cable testing, MS. Thesis, *Dep Elect Comp Eng*, Utah State Univ., Lagan, UT, 2002, (available from <http://wwwlib.umi.com/dissertations/>).
- [2]. M.K. Smail, “Développement d’une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire,” PhD thesis, Faculté des Sciences d’Orsay, 2010.
- [3]. H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H. Boucekara, F. de Paulis, and M. K. Smail, “Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization,” *Electromagnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–24, Dec. 2015.
- [4]. H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, R. Mehasni, M. K. Smail, A. Orlandi, and F. De Paulis, “Wire fault diagnosis using time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” in *Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2015, vol. 2015-May.
- [5]. H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, F. De Paulis, M. K. Smail, A. Orlandi, and R. Mehasni, “Wire fault diagnosis based on time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 31, no. 4, 2016.
- [6]. M.K. Smail, H.R.E.H. Boucekara, L. Pichon, H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, “Diagnosis of wiring networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms”, Vol. 40, pp. 2236–2245, 2014.
- [7]. C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2008.
- [8]. Frickey D.A. Conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters which are valid for complex source and load impedances. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on (1994). 49, 50.
- [9]. Levent Sevgi and Cagatay Uluisik. A matlab-based transmission-line virtual tool: finite difference time-domain reflectometer. *IEEE, Antennas and Propagation Magazine* (2006). 49, 57.
- [10]. C. Furse, Y.C. Chung, R. Dangol, M. Nielsen, G. Mabey and R. Woodward, Frequency Domain Reflectometry for On Board Testing of Aging Aircraft Wiring, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 45, No. 2,306–315, May 2003.
- [11]. P. Smith, C. Furse and J.Gunther, Fault Location on Aircraft Wiring Using Spread Spectrum Time Domain Reflectometry, *IEEE Sensors Journal*, Vol.5, No. 6, pp. 1469–1478, 2005.

- [12]. Shang Chieh Wu, "An iterative inversion method for transmission line fault location", PhD. Thesis, *Dep Elect Comp Eng*, Utah State Univ., Lagan, UT, August 2011.
- [13]. Keysight *Advanced Design System*, ADS 2013, available at [www.keysight.com](http://www.keysight.com).
- [14]. Keysight *Advanced Design System*, ADS 2016, available at [www.keysight.com](http://www.keysight.com)
- [15]. F. de Paulis, M. H. Nisanci, M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak, and A. Orlandi, "Derivation of homogeneous permittivity of composite materials with aligned cylindrical inclusions for causal electromagnetic simulations," in *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 37, 205-235, 2012.
- [16]. A. Von Hippel, *Dielectrics and Waves*. Boston, London: Artech House, 1995.
- [17]. F. de Paulis, M. H. Nisanci, M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak and A. Orlandi, "From Maxwell Garnett to Debye Model for Electromagnetic Simulation of Composite Dielectrics Part I: Random Spherical Inclusions," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 4, pp. 933-942, Nov. 2011.
- [18]. C. Svensson and G. E. Dermer, "Time Domain Modeling of Lossy Interconnects," in *IEEE Trans. Advanced Packaging*, Vol. 24, No. 2, May 2001.
- [19]. A. R. Djordjevic, R. M. Biljic, V. D. Likar-Smiljanic, and T. K. Sarkar, "Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality," in *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. 43, No. 4, November 2001.
- [20]. Q. Shi, A. Kanoun, "Analysis of the Parameters of a Lossy Coaxial Cable for Cable Fault Detection" *Trans. on Systems, Signals and Devices*, vol.7, no.4, pp. 311-325, 2012.
- [21]. S.A. Schelkunoff "The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields" *Bell System Technical Journal*, vol.13, no.4, pp. 532-579, 1934.
- [22]. H. Boudjefdjouf, F. de Paulis, H.R.E.H. Bouchekara, A. Orlandi, "Performance Improvements of Wire Fault Diagnosis Approach Based on Time-Domain Reflectometry", *IET Science, Measurement and Technology*, Mar 2017

---

# **Chapitre 4**

## **Résolution du problème inverse de la réflectométrie**

---

## 4.1 Introduction

Résoudre un problème inverse consiste à déterminer des causes connaissant des effets. Ainsi, ce problème est l'inverse de celui appelé problème direct consistant à déduire les effets en connaissant les causes [1]. Dans ce chapitre nous présentons la troisième étape de la méthode de diagnostic développée. Elle est basée sur l'inversion de la réponse temporelle obtenue (réflectogramme) par le modèle direct ou mesuré pour remonter à des informations sur l'état du réseau de câblage sous test.

Pour assurer la résolution du problème inverse, nous avons adopté la méthode TLBO (Teaching Learning Based Optimisation) [2].

## 4.2 Exemples de problèmes inverses

Parmi les domaines dans lesquels les problèmes inverses jouent un rôle important nous pouvons citer :

- l'imagerie médicale (échographie, scanners, rayons X, ...),
- l'ingénierie pétrolière (prospection par des méthodes sismiques, magnétiques, identification des perméabilités dans un réservoir ...),
- l'hydrogéologie (identification des perméabilités hydrauliques),
- la chimie (détermination des constantes de réaction),
- le radar (détermination de la forme d'un obstacle),
- l'acoustique sous-marine,
- la mécanique quantique (détermination du potentiel),
- le traitement d'image (restauration d'images floues).

Du point de vue mathématique, ces problèmes se répartissent en deux grands groupes :

- les problèmes linéaires (échographie, traitement d'image, . . .), qui se ramènent à la résolution d'une équation intégrale de première espèce ;
- les problèmes non-linéaires, qui sont le plus souvent des questions d'estimation de paramètres dans des équations différentielles ou aux dérivées partielles.

La seconde catégorie peut elle-même se subdiviser en deux sous-catégories selon que le paramètre que l'on cherche à estimer est un vecteur (donc de dimension finie), où une fonction. Le second cas est évidemment plus difficile que le premier, puisqu'il faut en particulier décider de la paramétrisation de cette fonction avant de résoudre numériquement le problème en dimension finie.

### 4.3 Problème inverse dans le diagnostic des réseaux filaires

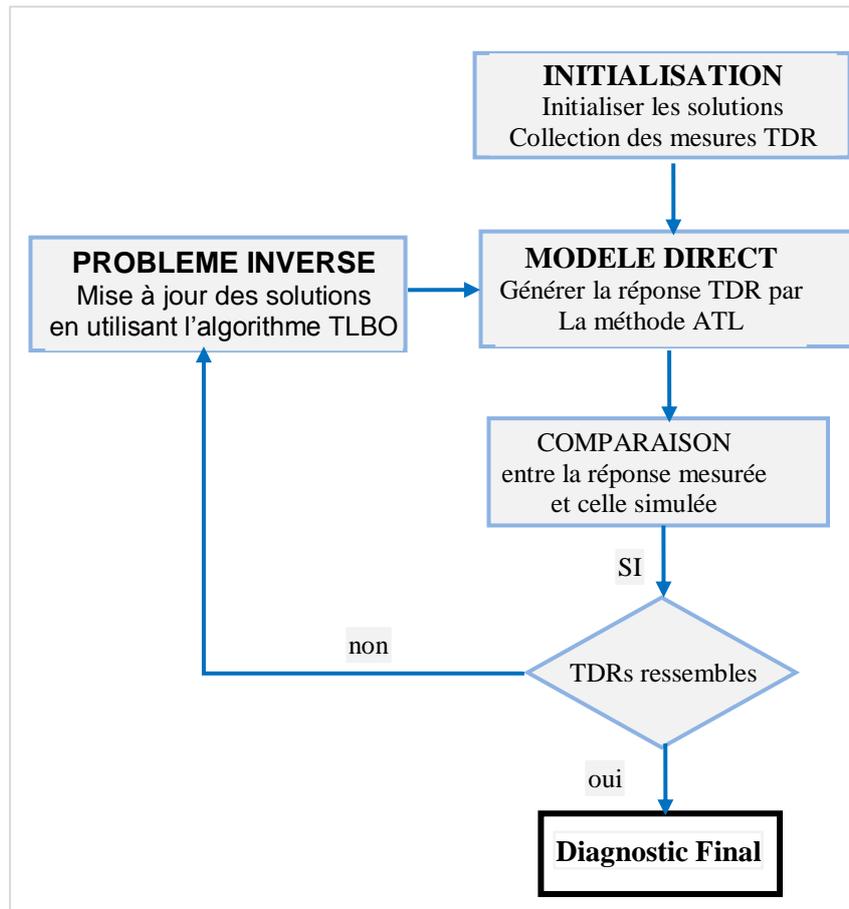
Dans ce travail de thèse, on entend par « inversion » le fait de remonter aux paramètres utiles de la cible (défauts) qui sont les longueurs des branches, les charges des tronçons secondaires et la position des défauts à partir des mesures ou simulations fournies par le réseau sous test [2].

Les phénomènes électromagnétiques sont généralement non linéaires vis-à-vis des paramètres physiques et géométriques de l'objet à étudier. Par conséquent, les modèles adoptés sont généralement également non linéaires. La complexité des modèles directs fait qu'ils sont rarement inversibles : il n'est pas possible d'exprimer les paramètres en fonction du coefficient de réflexion (réflectogramme). L'estimation des paramètres de la ligne est alors réalisée en insérant le modèle direct dans le processus itératif d'inversion par l'utilisation d'un algorithme d'optimisation [3-4].

### 4.4 L'approche ATL-TLBO proposée

Le processus de résolution du problème inverse est une approche basée sur le couplage des deux méthodes ATL et TLBO. L'ATL est utilisé pour résoudre le problème direct conduisant à la génération des réponses TDR sur la base d'une impulsion gaussienne injectée à l'entrée du réseau. Le TLBO est un processus inverse qui compare la réponse TDR générée avec la réponse mesurée. En cas d'une divergence entre les deux réponses, l'algorithme TLBO opère par modifier la topologie du réseau défaillant. Ce processus est itéré jusqu'à l'obtention d'une bonne convergence des réponses simulées et mesurés. Ainsi, les paramètres du réseau final vérifiant cette condition seront la solution recherchée. Lors de la résolution du problème direct, les branches extrêmes du réseau sont toutes supposées terminées par un circuit-ouvert. De même, la réponse obtenue par l'ATL doit correspondre à celle mesurée dans le cas d'un réseau sain pour toutes configurations générées.

Le processus de résolution itératif est clarifié par le schéma synoptique de la figure 4.1



**Figure 4.1:** Schéma synoptique représentant le processus itératif ATL-TLBO

#### 4.4.1 Algorithme d'enseignement-apprentissage d'optimisation TLBO

##### a) Définition

La méthode d'optimisation basée sur l'enseignement-apprentissage TLBO est une méthode métaheuristique inspirée du processus d'enseignement apprentissage introduite récemment par Rao et ses collègues [5]. Contrairement aux autres techniques, TLBO ne nécessite aucun paramètre spécifique à l'algorithme et ne nécessite que des paramètres de contrôle tels que *la taille de la population* et *le nombre de générations* pour son fonctionnement [6]. Comme d'autres algorithmes inspirés par la nature, TLBO utilise une population de solutions pour évoluer vers la solution optimale [5]. Il est inspiré par le processus de l'apprentissage, où les apprenants acquièrent d'abord les connaissances d'un enseignant puis entre eux [7]. Par analogie avec d'autres techniques d'optimisation basées sur la population. Dans le TLBO la population est considérée comme un groupe ou une classe d'apprenants; les variables de conception sont analogues aux sujets proposés aux apprenants et le résultat des apprenants est analogue à la «forme physique». Le professeur est considéré comme la meilleure solution

obtenue jusqu'à présent [5]. Par conséquent, le TLBO travaille sur l'influence d'un enseignant sur les apprenants, et l'influence des apprenants sur leurs collègues. L'influence se manifeste généralement par les résultats ou les résultats des apprenants. Les meilleurs résultats d'une classe sont généralement représentés par la note moyenne des élèves. En général, l'enseignant tente de répartir les connaissances entre les apprenants pour augmenter leur niveau de connaissances et les aider à améliorer leurs notes. Par conséquent, l'enseignant augmentera la note moyenne de la classe en fonction de ses capacités. Cependant, malgré le grand effort fourni par l'enseignant, les élèves acquerront non seulement des connaissances basées sur la qualité de son enseignement, mais aussi sur la qualité des élèves assis dans la classe. La qualité des élèves est évaluée à travers la valeur moyenne de la population. De plus, l'enseignant fait des efforts pour augmenter la moyenne des élèves à un niveau plus élevé, au cours duquel les élèves auront besoin d'un autre enseignant de meilleure qualité pour leur enseigner [5], [8]. Par rapport aux autres algorithmes évolutionnaires, TLBO a moins de paramètres qui doivent être déterminés au cours du processus de renouvellement, et il est très efficace pour certains problèmes d'optimisation (Voir annexe B).

#### **b) Fonctionnement du TLBO**

Comme d'autres algorithmes basés sur la population, TLBO commence avec une phase d'initialisation où les populations générées aléatoirement de solutions candidates sont placées dans l'espace de recherche du problème constitué de  $n$  dimensions. Chaque dimension est limitée par une limite supérieure et une limite inférieure. Après, le processus de TLBO est divisé en deux parties dont la première partie représente la «Phase de l'enseignant» qui signifie l'apprentissage de l'enseignant et la deuxième représente la «Phase de l'apprenant» qui signifie l'apprentissage par l'interaction entre les apprenants.

#### **c) Phase de l'enseignant**

La connaissance d'une classe augmente en fonction d'un bon enseignant parce qu'il amène le niveau de ses apprenants à son niveau de connaissance. Cependant, dans la réalité, ce n'est pas toujours le cas car le niveau des apprenants dépend d'autres facteurs tels que leurs aptitudes, leurs efforts et leur engagement à apprendre. Ainsi, un enseignant ne peut qu'augmenter le niveau moyen de ses apprenants [5].

#### **d) Phase de l'apprenant**

Dans cette phase, les apprenants améliorent leurs connaissances en interagissant avec d'autres apprenants, c'est-à-dire entre eux. Un apprenant  $i$  interagit avec un autre apprenant  $j$  choisi au hasard en utilisant le *randi*. Un apprenant apprend quelque chose de nouveau, c'est-

à-dire augmente ses connaissances si le deuxième apprenant a plus de connaissances que lui [5].

### 4.4.3 Formulation du problème

#### 1. La fonction objectif

Dans ce chapitre, la résolution du problème inverse est formulée comme un problème d'optimisation. Mathématiquement, il peut être défini comme suit:

$$\min F(x) = |TDR_M - TDR_G|$$

$F$  est la fonction objectif,  $x$  est le vecteur des variables de conception (design variables),  $TDR_M$  et  $TDR_G$  sont les réponses mesurées et les réponses générées par le modèle direct.

#### 2. Les paramètres à optimiser (Design variables)

Les variables de conception ici sont les longueurs de branches  $L_i$  et les terminaisons des branches  $R_i$ .  $L_i$  sont des variables continues et sont limitées par des valeurs max et min, par contre  $R_i$  sont des variables discrets et peuvent prendre 0 ou 1 seulement. Rappelons que  $R_i = 1$  ça veut dire que la branche  $i$  est terminée par un circuit-ouvert, tant dis que  $R_i = 0$  indique que la branche  $i$  est terminée par un court-circuit.

### 4.5 Mise en œuvre de la méthode et résultats obtenus

Dans les réseaux filaires, les défauts francs conduisant à des conséquences catastrophiques [9]. Dans ce qui suit, on va présenter l'étude effectuée en mettant en œuvre la méthode proposée pour diagnostiquer deux types de réseaux YY et YYY.

Pour chaque configuration, trois cas sont étudiés, réseau sain, réseau affecté par un seul défaut et réseau affecté par plus d'un défaut.

L'objectif de cette résolution de problème inverse, connaissant la topologie du réseau sain, est de reconstruire la topologie des réseaux en anomalie et définir les charges des branches secondaires afin de localiser et caractériser les défauts francs en trouvant la longueur ( $L_i$ ) et la résistance ( $R_i$ ) de chaque branche. L'emplacement de chaque défaut supposé est caractérisé par deux paramètres: l'indice de sa branche et sa distance par rapport à l'entrée alors que la caractérisation peut être un court-circuit ou un circuit ouvert. Pour cela, les deux topologies de réseaux filaires complexes présentés précédemment sont considérées. Les entrées de l'algorithme d'optimisation TLBO, sont les réflectogrammes issus des mesures de réseaux filaires affectées par un ou plusieurs défauts francs.

Le nombre de paramètres à optimiser dépend de la topologie de réseau. Par exemple, dans le cas du réseau filaire complexe de la Figure 4.2, nous avons sept paramètres (les longueurs des quatre branches, et les trois charges des branches secondaires ;  $L_2$ ,  $L_3$ , et  $L_4$ ).

Pour la deuxième configuration de réseau (Figure 4.9), nous avons huit paramètres (les cinq branches plus les trois terminaux).

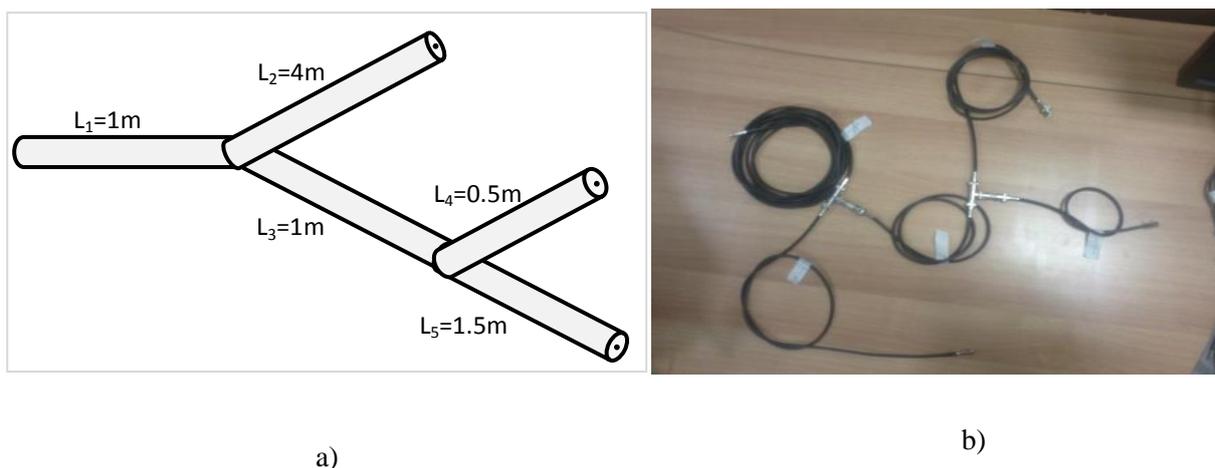
Les bornes de variation de chaque paramètre sont entre 0 et  $L_i$  pour les longueurs des branches, avec  $i = 1, 2, \dots, 5$  et soit court-circuit ou circuit ouvert pour la nature des défauts.

Il convient de mentionner que toutes les réponses TDR représentées dans cet article sont tracées en fonction de la distance du point de test (ou d'origine) afin de faciliter la mise en relation des pics principaux avec la configuration du réseau.

#### 4.5.1 Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YY

Le réseau YY étudié est constitué de câble coaxial ayant une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . La configuration du réseau ainsi que les longueurs des différentes branches sont illustrées dans la figure 4.2.

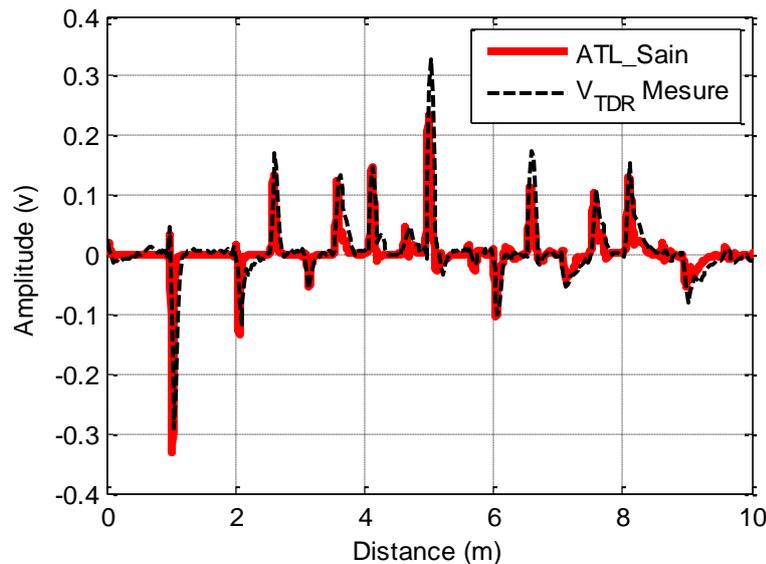
Dans cette partie, nous allons appliquer la méthode de diagnostic développée sur un réseau filaire en YY constitué à base de câbles coaxiaux d'impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Les longueurs des branches ( $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$ ) sont illustrées sur la Figure 4.2 (a). Dans un premier temps, nous n'introduisons aucun défaut dans le réseau. Ensuite nous étudierons les deux cas avec des défauts francs, utilisant la méthode d'inversion ATL-TLBO.



**Figure 4.2:** Réseau en YY. a) schéma de principe, b) cas réel de configuration YY

##### a) Cas d'un réseau sain

Dans le cas d'un réseau YY sain, nous avons obtenu le réflectogramme de la figure 4.3.



**Figure 4.3:** Comparaison entre la réponse TDR mesurée et simulée d'un réseau complexe de forme YY sans défaut

La Figure 4.3 montre le réflectogramme obtenu à partir des résultats de simulations et de mesure d'un réseau en YY sain. Les résultats montrent une bonne similitude entre la mesure et la simulation. Le premier pic négatif (amplitude égale à  $-0.3V$  et positionné à  $1m$ ) correspond à la position de la jonction T. Les autres pics atténués et retardés présentent les différentes particularités existantes sur le trajet du réseau.

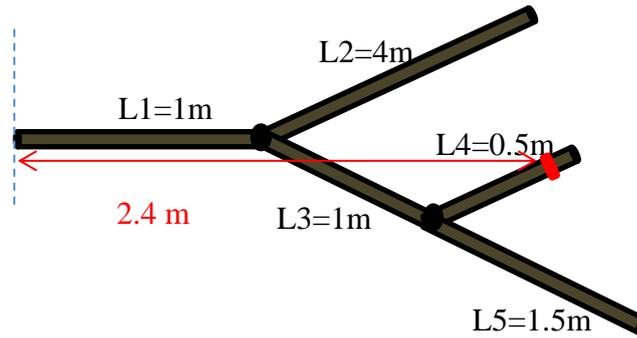
#### b) Etude de réseau en YY affecté par des défauts francs

Deux cas de défauts ont été traités. Cas d'un seul défaut de court-circuit et le cas de deux défauts court-circuit et circuit-ouvert dans des branches différentes. Les variables à optimiser sont  $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, R_1, R_2, R_3, R_4$  et  $R_5$ .

Deux cas sont investigués, (CAS 1 et CAS 2).

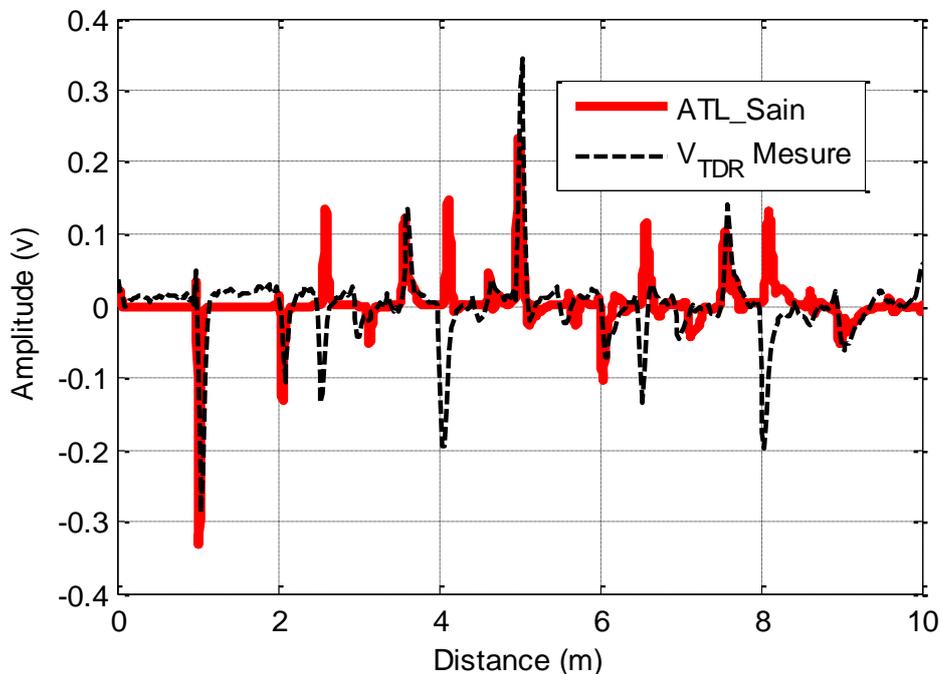
#### CASE 1:

Dans un premier temps nous considérons que le réseau filaire en YY est affecté par un seul défaut franc (court-circuit) sur l'une de ces branches. Le schéma du réseau traité ainsi que les paramètres géométrique considérés sont présentés dans la figure 4.4.



**Figure 4.4:** Schéma représentatif du CAS 1.

Le réflectogramme obtenu pour ce cas est montré dans la figure 4.4.



**Figure 4.5:** Comparaison entre la réponse TDR simulée d'un réseau YY sans défaut et la réponse mesurée du CAS 1.

La figure 4.5 montre clairement que la réponse mesurée du CAS 1 est différente de celle simulée du même réseau en état sain. Donc, on conclut que le réseau sous test est affecté par des défauts.

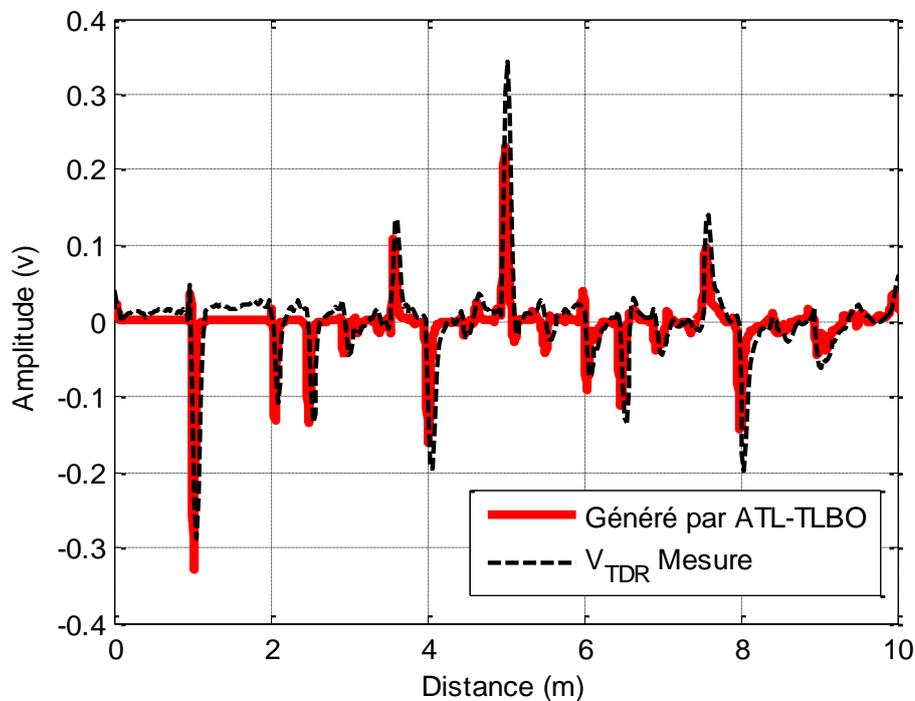
La comparaison montre la présence d'un défaut franc à 2,5 mètre, mais on n'est pas capable de dire la branche affectée L2 ou L3. De même, on ne peut pas savoir s'il y a d'autres défauts plus loin du point 2.5m par cette simple comparaison des réponses. Pour cela il faut appliquer l'approche ATL-TLBO. De telle approche a donné :  $L_1=1\text{m}$ ,  $L_2=4.02\text{m}$ ,  $L_3=1.02$ ,  $L_4=0.42$ ,

$L_5=1.53$ ,  $R_1=1$ ,  $R_2=1$ ,  $R_3=1$ ,  $R_4=0$  et  $R_5=1$ . La comparaison de ces paramètres avec ceux du réseau sain nous conduit à la conclusion résumée dans le tableau 4.1.

**Table 4.1:** Résultat du CAS 1.

<b>Détection</b>	Le réseau testé est non sain. Il est affecté par un défaut franc
<b>Caractérisation</b>	La nature du défaut est un court-circuit.
<b>Localisation</b>	Le défaut est localisé dans $L_4$ à 2.42 m de l'origine.

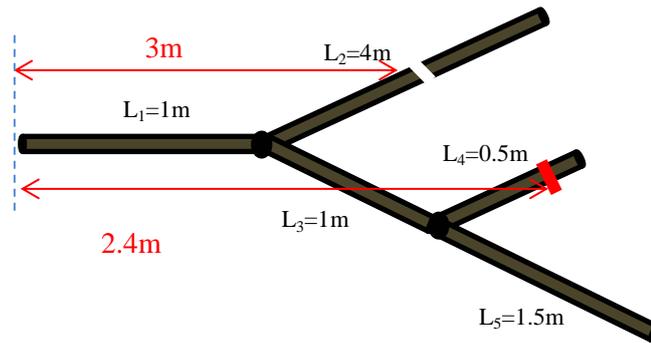
Les réflectogrammes du réseau YY affecté par un défaut franc obtenu par la mesure ( $V_{TDR}$ ) et reconstruit par TLBO sont montrés dans la figure 4.6. On constate une bonne concordance des réponses pour les principaux pics en amplitudes et en positions.



**Figure 4.6:** Comparaison entre la réponse TDR mesurée et TDR reconstruite par l'approche ATL-TLBO pour le CAS 1.

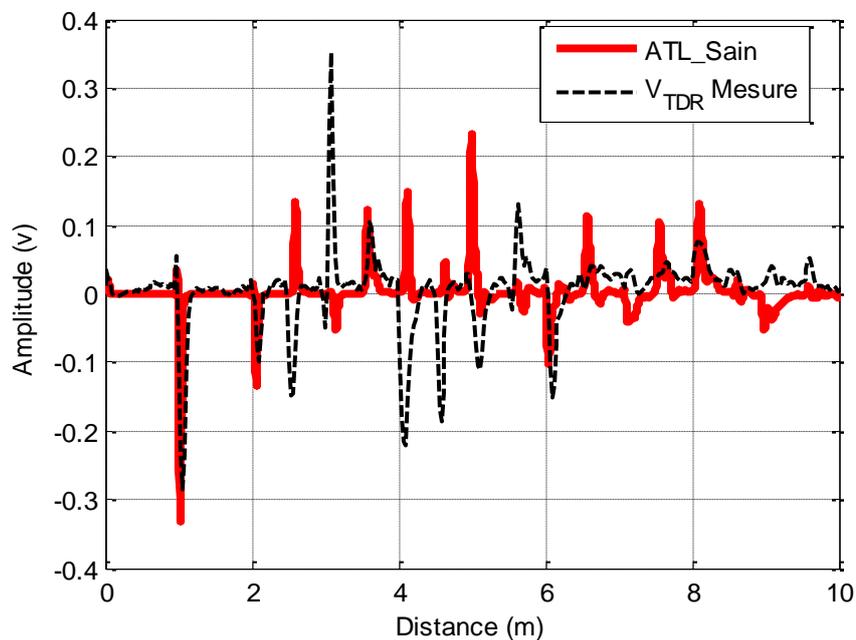
## CAS 2

Il s'agit ici de l'addition au cas précédent un deuxième défaut sur autre branche comme le montre la Figure 4.7. Le premier défaut c'est un circuit-ouvert situé à  $L_D=3m$  de la source et sur la branche  $L_2$ , le deuxième c'est un court-circuit situé à  $L_D=2.4$  mètre de la source et sur la branche  $L_4$ .



**Figure 4.7:** Schéma du réseau YY affecté par deux défauts différents

Les réflectogrammes obtenus pour ce cas sont présentés dans la figure 4.8.



**Figure 4.8:** Comparaison entre la réponse TDR simulé d'un réseau YY sans défaut et la réponse mesurée du CAS 2.

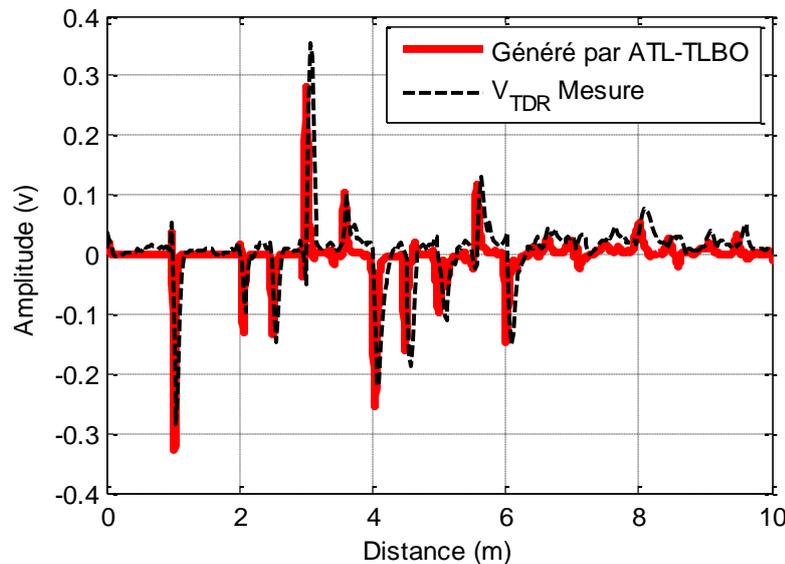
Les réflectogrammes présentés sur la Figure 4.8 correspondent à une comparaison de la réponse liée au réseau en YY sans et avec deux défauts francs sur deux branches différentes à des distances différentes par rapport à la source. La comparaison montre la présence d'un défaut franc à 2.5m, sans connaître son lieu sur  $L_2$  ou  $L_3$ . De même on ne peut pas s'assurer à partir de cette comparaison de l'existence d'autre défaut un peu loin sur le réseau.

Après l'exécution du processus d'inversion ATL-TLBO, les résultats obtenus sont:  $L_1=1m$ ,  $L_2=2.03m$ ,  $L_3=1.02$ ,  $L_4=0.42$ ,  $L_5=1.53$ ,  $R_1=1$ ,  $R_2=1$ ,  $R_3=1$ ,  $R_4=0$  and  $R_5=1$ . La comparaison entre ces résultats obtenus et le réseau réel sain nous a permis d'avoir la conclusion présentée dans le tableau 4.2.

**Table 4.2:** Résultat du CAS 2.

<b>Détection</b>	Le réseau testé n'est pas sain. Il est affecté par deux défauts
<b>Caractérisation</b>	Le Défaut1 est un circuit-ouvert tandis que le Défaut2 est un court-circuit.
<b>Localisation</b>	Les défauts sont localisés dans L2 à 3.03m et dans L4 à 2.42m de la source, respectivement.

L'erreur relative de localisation du premier et du deuxième défaut est: 1% and 0.9%, respectivement. En plus, la figure 4.9 présente la bonne concordance entre les deux réponses TDR: celle mesuré et celle reconstruite par l'approche ATL-TLBO.



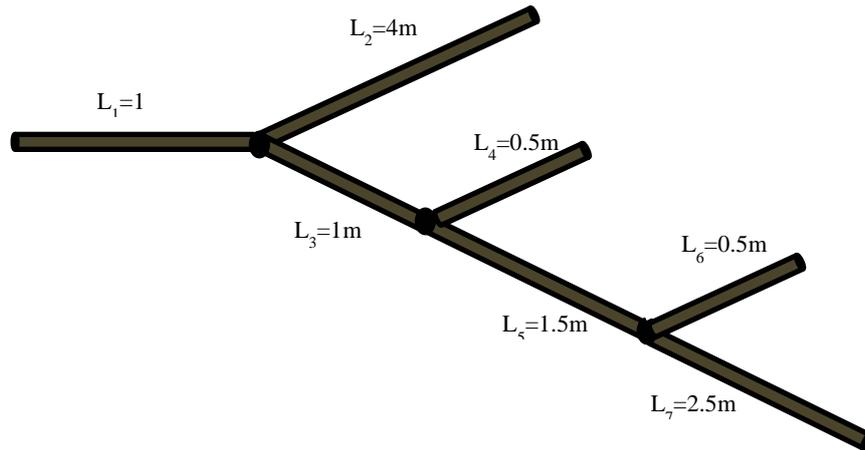
**Figure 4.9:** Comparaison entre la réponse TDR mesurée et TDR reconstruite par l'approche ATL-TLBO pour le CAS 2.

Cette comparaison confirme de nouveau les performances de l'approche ATL-TLBO pour l'optimisation des paramètres des défauts.

### Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YYY

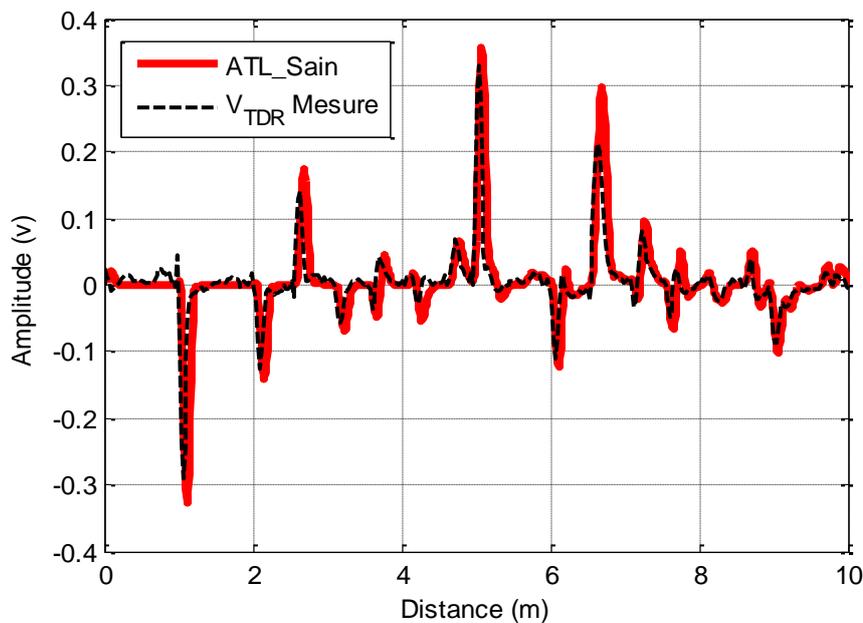
#### a) Réseau sain

Après avoir vérifié l'efficacité et la précision de l'approche ATL-TLBO développé pour résoudre le problème inverse ; nous l'avons mis en œuvre pour diagnostiquer l'état d'un réseau à configuration plus complexe montrer la robustesse, l'efficacité et la précision de l'approche développée, un réseau très complexe, il s'agit d'un réseau en YYY. Le schéma ainsi que les différentes dimensions de ce réseau sont présentés dans la figure 4.10.



**Figure 4.10:** Schéma représentatif du réseau en YYY étudié.

Pour un état sain du réseau ci-dessus ; nous avons comparé les résultats obtenus par le modèle direct avec ceux expérimentaux (voir figure 4.11).



**Figure 4.11:** Comparaison entre la réponse TDR mesurée et simulée par le modèle direct d'un réseau complexe de forme YYY sans défaut

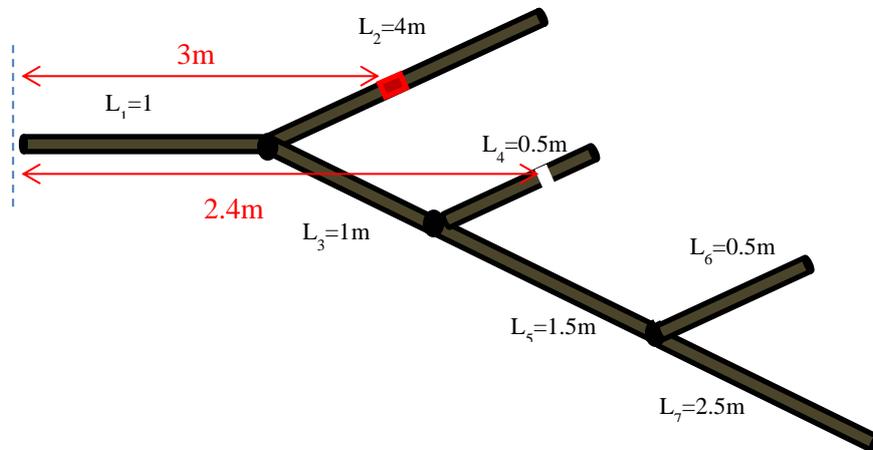
La figure montre une grande convergence des résultats calculé et mesuré.

### b) Etude de réseau en YYY affectés par des défauts francs

Dans ce cas, on considère un réseau YYY en présence de deux et trois défauts. Les variables à optimiser sont:  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ ,  $L_5$ ,  $L_6$ ,  $L_7$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ , et  $R_7$ .

**CAS 1:** Dans ce cas le réseau sous test est affecté par deux défauts francs, un court-circuit

dans la branche  $L_2$  à 3m et un circuit-ouvert dans la branche  $L_4$  à 2.4m à partir du point d'injection comme illustré dans la figure 4.12.



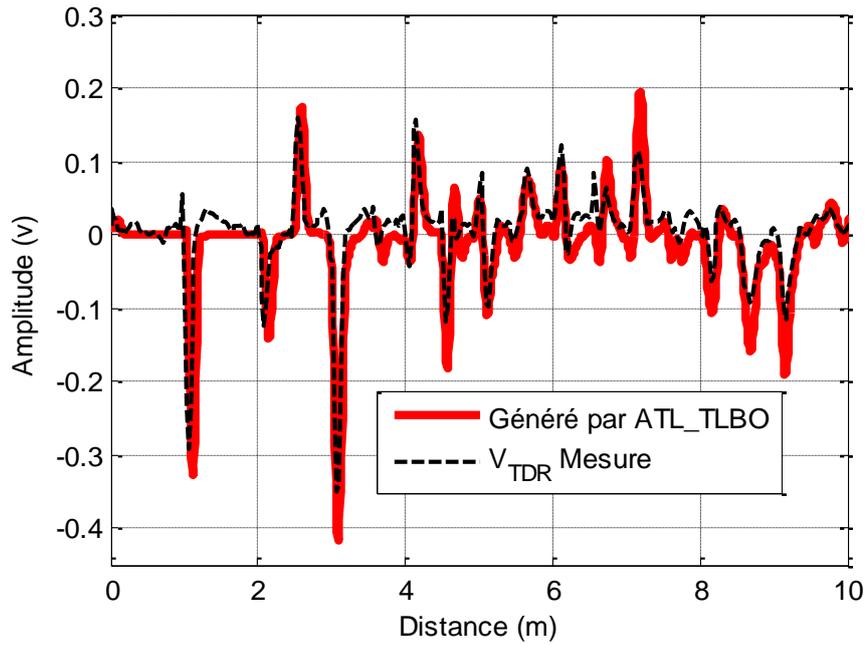
**Figure 4.12:** Schéma représentatif du CAS 1

Après l'exécution du processus d'inversion ATL-TLBO, les résultats obtenus sont:  $L_1=1\text{m}$ ,  $L_2=2.03\text{m}$ ,  $L_3=1.02\text{m}$ ,  $L_4=0.46\text{m}$ ,  $L_5=1.53\text{m}$ ,  $L_6=0.53\text{m}$ ,  $L_7=2.53\text{m}$ ,  $R_1=1$ ,  $R_2=0$ ,  $R_3=1$ ,  $R_4=1$  and  $R_5=R_6=R_7=1$ . La comparaison entre ces résultats obtenus et la topologie du réseau sain nous a permis d'avoir la conclusion présentée dans le tableau 4.3

**Table 4.3:** Résultat du CAS 1.

<b>Détection</b>	Le réseau sous-test est affecté par deux défauts francs.
<b>Caractérisation</b>	Le premier défaut est un court-circuit, tant dis que le deuxième est un circuit-ouvert
<b>Location</b>	Ils sont localisés dans L2 à 3.03m et dans L4 à 2.46m, respectivement.

La figure 4.13 montre la bonne concordance entre les deux réponses TDR: celle mesuré et celle reconstruite par l'approche ATL-TLBO.

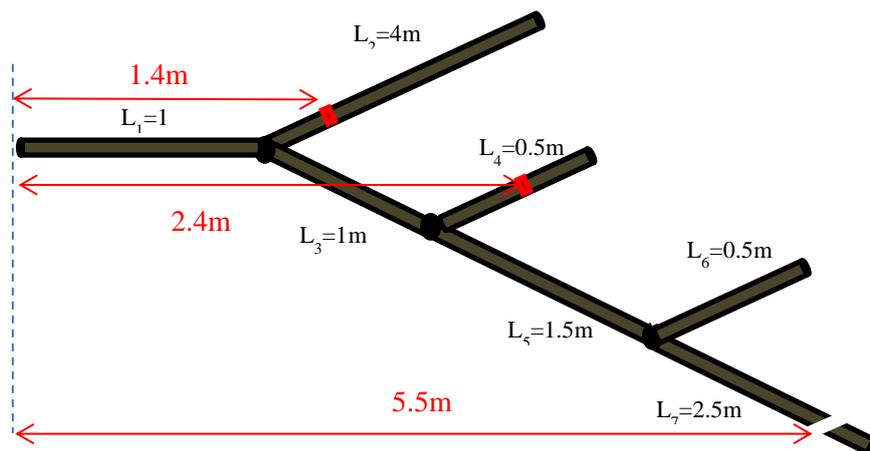


**Figure 4.13:** Comparaison entre la réponse TDR mesuré et TDR reconstruite par l'approche ATL-TLBO pour le CAS 1.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants. Une reconstruction du réseau nous a permis de déterminer la position et la nature du défaut.

#### CAS 2 :

Il s'agit d'un réseau câblé affecté par trois défauts francs; court-circuit dans  $L_2$  à 1.4m, un autre dans  $L_4$  à 2.4m et un circuit-ouvert dans  $L_7$  à 5.5m à partir du point d'injection figure 4.14.



**Figure 4.14:** Schéma représentatif du CAS 2.

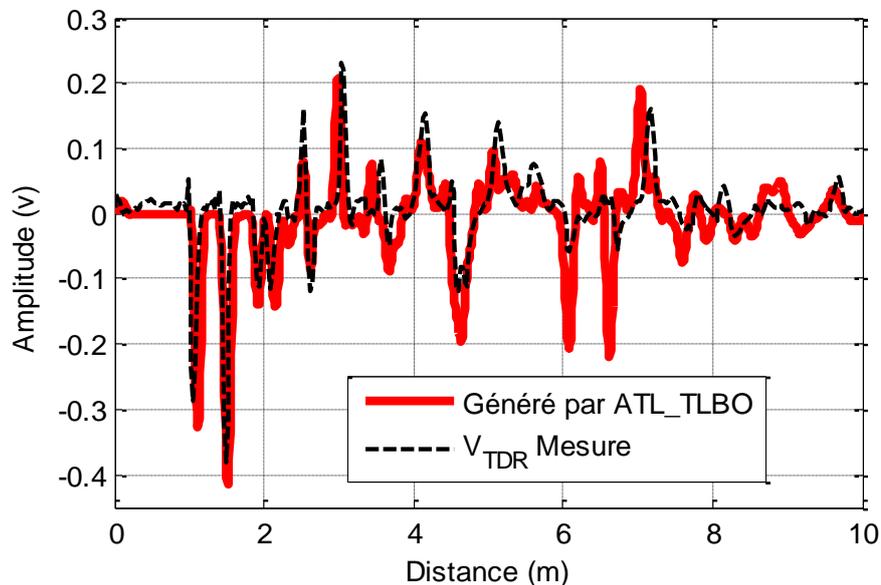
Après 100 itérations de l'exécution du processus ATL-TLBO, nous avons obtenu les paramètres suivants:  $L_1=1\text{m}$ ,  $L_2=0.43\text{m}$ ,  $L_3=1.02\text{m}$ ,  $L_4=0.46\text{m}$ ,  $L_5=1.53\text{m}$ ,  $L_6=0.5\text{m}$ ,  $L_7=2\text{m}$ ,

$R_1=1$ ,  $R_2=0$ ,  $R_3=1$ ,  $R_4=0$  and  $R_5=R_6=R_7=1$ . La comparaison des résultats obtenus avec la topologie du réseau sain permis d'avoir la conclusion résumé dans le tableau 4.4.

**Table 4.4:** Résultats du CAS2.

<b>Détection</b>	Le réseau sous-test est affecté par trois défauts francs.
<b>Caractérisation</b>	Le premier et le deuxième défaut sont des courts-circuits, le troisième défaut est un circuit-ouvert.
<b>Localisation</b>	Les défauts son localisés dans L2 à 1.4m et dans L4 à 2.46m, et dans L7 à 5.5m respectivement.

La comparaison des réflectogrammes mesuré et calculé a conduit à une très bonne convergence des résultats ce qui consolide les constatations précédents (voir figure 4.15).



**Figure 4.15:** Comparaison entre la réponse TDR mesuré et TDR reconstruite par l'approche ATL-TLBO pour le CAS 2.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, une technique basée sur le couplage de deux méthodes ATL et TLBO a été développée et mise en œuvre pour résoudre le problème inverse permettant la vérification de l'existence de défaut, la connaissance de sa nature et la localisation du point d'impact.

Le traitement des réseaux de différentes configurations Y, YY, YYY en présence de différents types de défauts, court-circuit et circuit-ouvert a donné des résultats très satisfaisant en comparaison avec les réflectogrammes obtenus par les mesures. Cela vérifie clairement, la précision, la rapidité et la robustesse de l'approche ATL-TLBO développée pour le diagnostic des réseaux filaires quel que soit la configuration et la nature des défauts.

## Références bibliographiques

- [1]. J. B. Keller. Inverse problems. *Amer. Math. Monthly*, 83:107–118, 1976.
- [2]. H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H. Boucekara, F. de Paulis, and M. K. Smail, “Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization,” *Electromagnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–24, Dec. 2015.
- [3]. 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.
- [4]. 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.
- [5]. R.V. Rao, V.J. Savsani, D.P. Vakharia, Teaching–learning-based optimization: a novel method for constrained mechanical design optimization problems, *Computer-Aided Design* 43 (3) (2011) 303–315.
- [6]. R. V. Rao and V. Patel, "An elitist teaching learning based optimization algorithm for solving complex constrained optimization problems," *International Journal of Industrial Engineering Computations*, vol. 3, no. 4, pp. 535-560., 2012.
- [7]. M. Črepinšek, S.H. Liu, L. Mernik, A note on teaching-learning-based optimization algorithm, *Information Sciences*, 212, 79-93, 2012.
- [8]. H. R. E. H. Boucekara, M. A. Abido, and M. Boucherma, “Optimal power flow using Teaching-Learning-Based Optimization technique,” *Electric Power Systems Research*, vol. 114, pp. 49–59, Sep. 2014.
- [9]. M.K. Smail. Développement d’une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire. PhD thesis, Faculté des Sciences d’Orsay, 2010.

## Conclusion générale et perspectives

Pour conclure ce manuscrit, nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que le diagnostic de câbles électrique est un domaine de recherche assez actif comme nous l'avons expliqué en introduction. Les travaux réalisés durant cette thèse ont permis de développer une méthode de diagnostic de défauts dans des réseaux électriques filaires complexes, basées sur le principe de la réflectométrie.

Dans le premier chapitre, nous avons positionné nos travaux dans leurs contextes applicatif et académique, en présentant le besoin industriel et les différentes méthodes de diagnostic existantes. Nous avons introduit dans l'état de l'art les méthodes existantes pour le diagnostic des réseaux câblés, en signalant les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes. Nous avons fait le choix d'utiliser la réflectométrie dans le domaine temporel pour ses performances à s'intégrer dans des réseaux filaires complexes.

Un rappel sur la théorie des lignes de transmission, sur le développement des équations de propagation et sur le choix des principales méthodes de modélisation des lignes de transmission dans le domaine temporel avec le logiciel ADS, et la méthode FDTD a été présenté afin de choisir les bons outils théoriques à appliquer. Nous avons vu que ces deux méthodes de simulation du problème direct ont chacune des avantages et des inconvénients. Par conséquent la meilleure méthode de simulation est celle qui tire parti des qualités de chacune des méthodes disponibles et exploite leur complémentarité. De ce point de vue, une solution proposée dans cette thèse apporte de nouveaux indicateurs et donc une contribution à l'amélioration de l'état de l'art, il s'agit d'une nouvelle méthode analytique (ATL) qui repose sur l'exploitation de l'impédance ramenée au primaire du réseau sous test. Les résultats obtenus montrent clairement que la méthode ATL développée dans cette thèse permet de simuler soigneusement des réseaux ramifiés (arborescents) avec plus d'une dizaine de branches dans un temps très courts, ce qui constitue une avancée importante par rapport aux méthodes existantes.

Ce qui concerne la résolution du système inverse, c-à-dire l'extraction des informations à partir des réflectogrammes obtenus par la méthode ATL, les méthodes existantes dans l'état de l'art ne permettent pas d'avoir des bonnes résultats que pour des réseaux simples avec peu de branches, en raison de la difficulté liée à la gestion de réflexions multiples. Les résultats obtenus dans cette thèse montrent la robustesse et l'efficacité de la méthode itérative ATL-TLBO développée. Cette méthode permet de détecter et de localiser des défauts francs dans des réseaux de structure complexe.

Parmi les perspectives qui peuvent être envisagées à la suite de cette thèse, à plus ou moins longs termes, on envisage les directions suivantes :

- Réalisation d'un réflectomètre temporel simple avec une carte FPGA et son utilisation pour des mesures sur les câbles, cet appareil sera nous permet de connaitre :
  - à quelle distance se trouve une anomalie (court-circuit, coupure, changement d'impédance).
  - L'impédance caractéristique du câble.
  - La longueur du câble.
  - Mesurer la température.
- Diagnostic des différents systèmes d'auscultation (capteurs de température, capteurs de pression...).

## Production scientifique

### 1) Journaux:

- 1- H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H. Boucekara, F. de Paulis, and M. K. Smail, “Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization,” *Electromagnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 10–24, Dec. 2015.
- 2- H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, F. De Paulis, M. K. Smail, A. Orlandi, and R. Mehasni, “Wire fault diagnosis based on time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 31, no. 4, 2016.
- 3- H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, R. Mehasni, M. K. Smail, A. Orlandi, and F. De Paulis, “Wire fault diagnosis using time-domain reflectometry and backtracking search optimization algorithm,” in *Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2015, vol. 2015-May.
- 4- M.K. Smail, H.R.E.H. Boucekara, L. Pichon, H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, “Diagnosis of wiring networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms”, Vol. 40, pp. 2236–2245, 2014.

### 1) Conférences:

- 1- “Wire Fault Diagnosis using Time Domain Reflectometry and backtracking Search Optimization Algorithm”. In proceeding of 31st International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics. Virginia (ACES), USA. 22-26 Mars 2015.
- 2- “Non-Destructif Testing in Complexes Cabling Networks using TDR and Particle Swarm Optimisation”. In proceeding of the Federated Conference on Computer Science and Information Systems FedCSIS.Warsaw, Poland.September 2014.DOI: <http://dx.doi.org/1015439/978-83-60810-58-3>

## ANNEXE A

## Le code principal de la méthode FDTD pour la simulation de la propagation d'une impulsion le long d'un réseau en Y

```

%% =====***** Edited by HAMZA BOUDJEFDJOUF *****=====
%%April 2014
%% *** PROGRAMME PRINCIPAL QUI CALCULE LES TENSIONS ET LES COURANTS INDUITS
%% LE LONG D'UN RESEAU EN 'Y' AVEC ET SANS DEFAULTS ***
%% =====***** hamza.boudjefdjouf@lec-umc.org *****=====

clear all;
close all;
clc; tic;

%% LOAD Network Data %%
[Nx,Lx,Mx,R1,R2,R3,vp,L,R,dt,dx,tt,ff,a1,a2,a3,a4,b1,b2,b13,b23,f,s11]=YFDT
DMEASUREdata;
%%

%%%%%%%%%%%%%% from MEASUREMENTS %%%%%%%%%%%%%%%

% Input Pulse

t_max = 0.16e-6;
f_max = 600e6;
dt_min = 1/(2*(f(end)));
sample = (t_max/dt_min);
[t_gauss, amp_gauss] = input_signal_Hamza(t_max,sample,f_max);
amp_gauss = amp_gauss/2;

% Calculate the FFT of Gauss Pulse using fft_fn function
[freq_gaussfft_gauss] = fft_fn(t_gauss', amp_gauss');

% Interpolation process
df_gauss = freq_gauss(2)-freq_gauss(1) %Calculated the df for gauss pulse
df_s11 = f(2)-f(1); %Calculated the df for s11 signal
new_df = 1/(t_max);
user_f=(0:new_df:f(end)-new_df); %generate the new frequency axes using
%the minimum step found

%Interpolation process
[f_full s11_full] = create_0_10(f,squeeze(s11(1,1,:)),0,10e6);
interp_fft_gauss = interp_module_phase2(freq_gauss,fft_gauss,user_f);
interp_s11 = interp_module_phase2(f_full,s11_full,user_f);

%Calculate the output due COSINUS pulse
fft_out = zeros(1,length(user_f));
n=1;
while n<=length(user_f)
fft_out(n) = interp_fft_gauss(n)*interp_s11(n);
n=n+1;

```

```

end

%Inverse FFT of output data
[time_outamp_out] = inverse_fft_fn(user_f,fft_out);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% SIMULATION CODE %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

V=zeros(3,tt,Lx+1);
I=zeros(3,tt,Lx);
%%
for n=2:tt

V(1,1,1:Nx+1)=0; %initialisation vecteur tension.
V(2,1,1:Lx+1)=0; %initialisation vecteur tension.
V(3,1,1:Mx+1)=0; %initialisation vecteur tension.

I(1,1,1:Nx)=0; %initialisation vecteur courant.
I(2,1,1:Lx)=0; %initialisation vecteur courant.
I(3,1,1:Mx)=0; %initialisation vecteur courant.

b3=( (L/dt)+(R/2) );
    b4=( (L/dt)-(R/2) );

%% ***** Cosine pulse *****
    T=n*dt;
    T2=(n-1)*dt;
    if n*dt<1/ff

Vs1(n)=(1-cos(2*pi*T*ff));
Vs2(n)=(1-cos(2*pi*T2*ff));
else
Vs1(n)=0;
Vs2(n)=0;
end

%% ***** THE Y SHAPE NETWORK BOUNDARY CONDITIONS *****

% THE FIRST NODE OF THE 1st BRANCHE
    V(1,n,1)=a1\ (a2*V(1,n-1,1)-R1*I(1,n-1,1)+(Vs1(n)+Vs2(n))/2);
% THE LAST NODE OF THE 2nd BRANCHE
    V(2,n,Lx+1)=b1\ (b2*V(2,n-1,Lx+1)+R2*I(2,n-1,Lx));
% THE LAST NODE OF THE 2nd BRANCHE
    V(3,n,Mx+1)=b13\ (b23*V(3,n-1,Mx+1)+R3*I(3,n-1,Mx));

%% ***** DISCRETIZATION BY FDTD OF THE MTL EQUATIONS *****

%% VOLTAGES

for k1=2:Nx % THE 1st BRANCHE
    V(1,n,k1)=a3\ (a4*V(1,n-1,k1)-(1/dx)*(I(1,n-1,k1)-I(1,n-1,k1-1)));
end

V(2,n,1)=V(1,n,Nx);

```

```

V(3,n,1)=V(1,n,Nx);

for k2=2:Lx % THE 2nd BRANCHE
    V(2,n,k2)=a3\ (a4*V(2,n-1,k2)-(1/dx)*(I(2,n-1,k2)-I(2,n-1,k2-1)));
end
for k3=2:Mx % THE 2nd BRANCHE
    V(3,n,k3)=a3\ (a4*V(3,n-1,k3)-(1/dx)*(I(3,n-1,k3)-I(3,n-1,k3-1)));
end

%% CURRENTS
for k4=1:Nx-1
    I(1,n,k4)=b3\ (b4*I(1,n-1,k4)-(1/dx)*(V(1,n,k4+1)-V(1,n,k4)));
end

for k5=1:Lx
    I(2,n,k5)=b3\ (b4*I(2,n-1,k5)-(1/dx)*(V(2,n,k5+1)-V(2,n,k5)));
end

for k6=1:Mx
    I(3,n,k6)=b3\ (b4*I(3,n-1,k6)-(1/dx)*(V(3,n,k6+1)-V(3,n,k6)));
end

I(1,n,Nx)=I(2,n,1)+I(3,n,1);
end
ii=1:1:n;kk=1:1:Nx+1;
VY=V(1,.,1)-Vs1/2;

%%%%%%%%%% PLOT RESULT %%%%%%%%%%
VFmeasure=amp_out;
figure(1);

plot(ii*dt*vp/2,VY,'r','LineWidth',2.5);
hold on;

plot(time_out*vp/2, VFmeasure,'b--','LineWidth',1.5);
hold on;

xlabel('Distance (m)')
ylabel('Amplitude (v) ')
grid on; hold on;
xlim([0 10])
ylim([-0.6 0.6])
legend('Healthy\_Simulation','Faulty\_Measure')
temps=toc

```

### Le sous programme des données du réseau en Y :

```

%% =====***** Edited byHAMZA BOUDJEFDJOUF *****=====
%%April 2014

```

```

function[Nx,Lx,Mx,R1,R2,R3,vp,L,R,dt,dx,tt,ff,a1,a2,a3,a4,b1,b2,b13,b23,f,s
11]=YFDTDMEASUREdata
G=10*pi*1e-5;
ff=600e+6;
C=100e-12;
L=250e-9;
Zc=sqrt(L/C);

```

```

vp=1/sqrt(L*C);
dx=0.01;
tmax=0.6e-6;
dt=dx/(1.2*vp);
R=0.02;

disp(' find the type of the fault')
type=input('healthy ''1''; SC in the second branch at L2=2m ''2''; SC at
L3=0.5m and OC at L2=2m ''3'' ');

if type==1
branchu=[1 4 1]; rr=[Zc 5000000 5000000];[f,s11] =
fromtouchn('Y_H_10M2G.S1P');
elseif type==2
branchu=[1 2.02 1.02]; rr=[Zc 0 5000000]; [f,s11,n] =
fromtouchn('Y_FL2S_10M2G.S1P');
elseif type==3
branchu=[1 2.02 0.53]; rr=[Zc 5000000 0]; [f,s11,n] =
fromtouchn('Y_FL32_10M2G.S1P');
end

R1=50;
R2=50000;
R3=50000;
Nx=fix(branchu(1)/dx);
Lx=fix(branchu(2)/dx);
Mx=fix(branchu(3)/dx);
R1=rr(1);
R2=rr(2);
R3=rr(3);

%%
t=dt*(0:fix(tmax/dt));
tt=length(t)+1;
a1=((R1*C*dx/(2*dt))+1/2);
a2=((R1*C*dx/(2*dt))-1/2);
a3=((C/dt)+(G/2));
a4=((C/dt)-(G/2));
b1=((R2*C*dx/(2*dt))+1/2);
b2=((R2*C*dx/(2*dt))-1/2);
b13=((R3*C*dx/(2*dt))+1/2);
b23=((R3*C*dx/(2*dt))-1/2);

```

### Le sous programme de la source (signal injecté) :

```

%% =====***** Edited by HAMZA BOUDJEFDJOUF *****=====
%%April 2014

```

```

function[time amplitude] = input_signal_Hamza(t_max,sample,f)

dt = t_max/(sample);
n=2;
time =(0:dt:t_max);
amplitude = zeros(1,length(time));

```

```

while n<=sample
    T = (n)*dt;

    if T<1/f
    amplitude(n)=(1-cos(2*pi*T*f));
    else
    amplitude(n)=0;
    end
    n=n+1;
end

```

### Le sous programme de l'interpolation (0-10 MHz) de la source (signal injecté) :

```

%% =====***** Edited by HAMZA BOUDJEFDJOUF *****=====
%%April 2014

function[new_freturn_copmplex] =
create_0_10(f,amplitude_complex,f_start,f_end)

df = f(2)-f(1);
module = zeros(1,length(amplitude_complex));
phase = zeros(1,length(amplitude_complex));

for(i=1:length(amplitude_complex))
    module(i) = sqrt(real(amplitude_complex(i))^2
+imag(amplitude_complex(i))^2 );
    phase(i) = angle(amplitude_complex(i));
end

phase = unwrap(phase) - 2*pi;

freq = [f_start:df:f_end];

new_module = zeros(1,length(freq));
new_phase = zeros(1,length(freq));

m_module = ((module(1))-1)/(f(1)-0);
q_module = ((module(1))-m_module*f(1));

m_phase = (phase(1)-0)/(f(1)-0);
q_phase = (phase(1)-m_phase*f(1));
i=1;

while (i<=length(freq))
new_module(i) = freq(i)*m_module+q_module;
new_phase(i) = freq(i)*m_phase+q_phase;
i=i+1;
end

new_module_inter = [new_module module];
new_phase_interp = [new_phase phase];
new_f = [freq f];
return_copmplex =zeros(1,length(new_module_inter));
return_copmplex = (new_module_inter).*exp(1i*new_phase_interp);

```

**Le sous programme FFT :**

```

%% =====***** Edited by Francesco de Paulis *****=====
%%May 2007, UMR-EMC Laboratory, Rolla

function [f, fftx] = fft_fn(t, x)

%FFT_FN.
% [f, fftx] = fft_fn(t, x) returns the frequency vector F and a complex
% vector FFTX containing the Fourier Transform of the input sequence x in
the
% time domain (t is the time axes).
%
% T is the time (column vector) axes associated to the sequence.
% X is the vector of the input waveform (column vector);
% F is a column vector associated to the Fourier Transform extracted from
% the input time vector T.
% FFTX is a complex column vector defining the spectrum of the input
% sequence X.
%
% See also FFT.

% This program has been developed by Francesco de Paulis on May 2007 at the
% UMR-EMC Laboratory, Rolla.

% To perform the fft always with an even number of points
if rem(length(x),2) == 0
numeven = 1;
else
    x = [x; x(end)];
numeven = 0;
end

% Perform the fft of the input sequence
pts = length(x); % x is always even
ptsfft = (pts/2)+1;
fftx = fft(x);
fftx = fftx(1:ptsfft)/pts;

    dt1 = t(2) - t(1);

fmax = 1/dt1; % max freq is related to time step and time starts from 0s
(time(1)=0)
    f = linspace(0,fmax/2,ptsfft); % Create the frequency axes from the dt
    f = f.';

% Put away the last samples if has been added
ifnumeven == 1
else
fftx = fftx(1:end-1);
    f = f(1:end-1);
end

Le sous programme IFFT :

function [time, amp] = inverse_fft_fn(freq, amplitude_monolateral)
user_fmax = freq(end);

```

```
%this function make inverse fourier transform

out_neg_open = amplitude_monolateral(2 : end-1); % Remove the first(DC) and
last(fmax/2) values
out_neg_open = fliplr(out_neg_open); % Flip the spectrum since the
magnitude is an even function
out_neg_open = conj(out_neg_open); % Conjugate the flipped part since the
phase is an odd function
out_tot_open = [amplitude_monolateralout_neg_open];

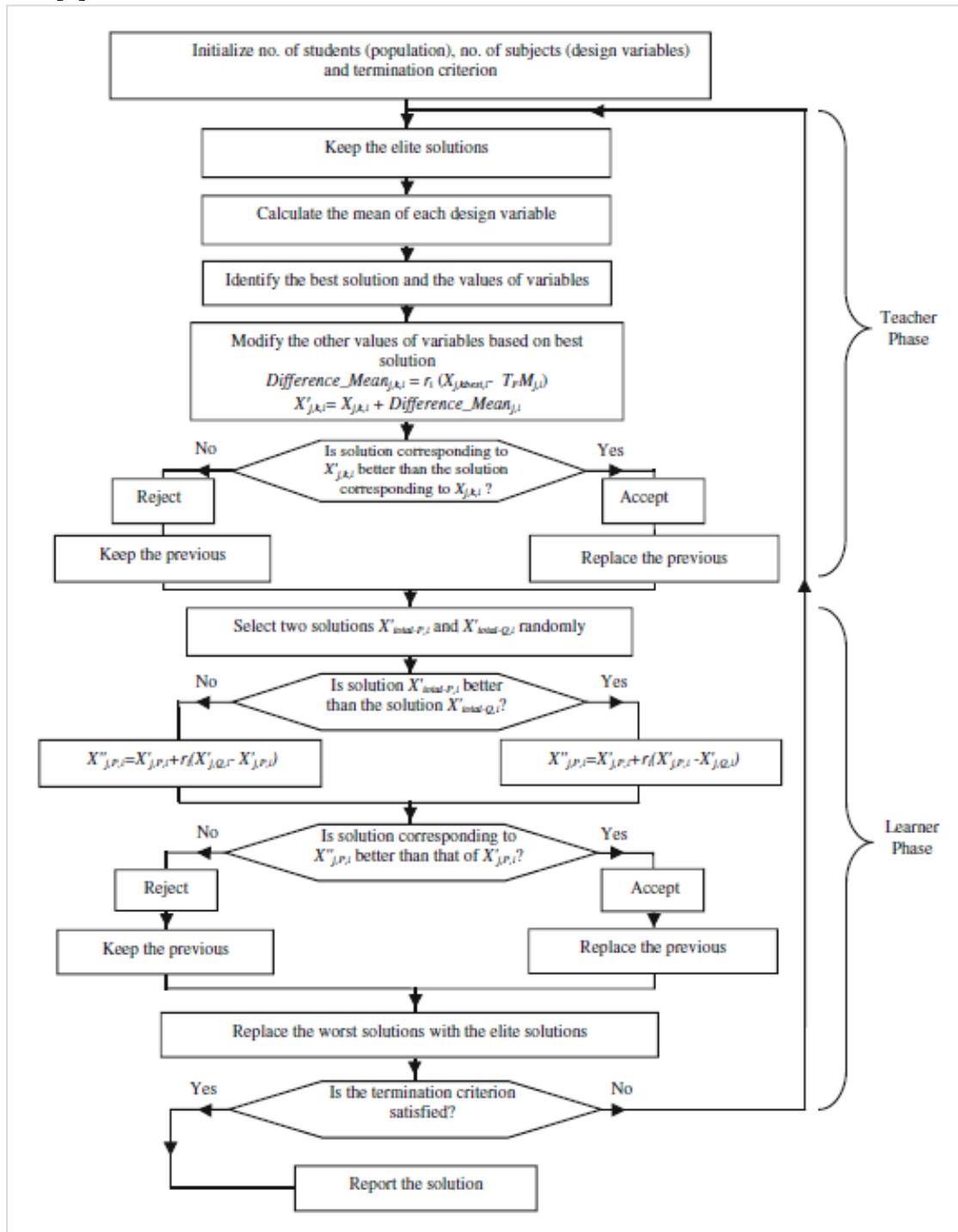
% Inverse fft to go back to the time domain

amp = real(ifft(out_tot_open)*length(out_tot_open)); % The spectrum has
been constructed to be real. real(...) is just to make sure
time = 0 : 1/(2*user_fmax) : (length(amp)-1)/(2*user_fmax);
```

## ANNEXE B

## L'algorithme TLBO

Les différentes étapes de l'algorithme TLBO sont données dans l'organigramme ci-dessous [5]:



Organigramme 1: Schéma synoptique de l'algorithme TLBO [5]