



HAL
open science

Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du diagnostic

Anthony Manet

► **To cite this version:**

Anthony Manet. Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du diagnostic. Electronique. Université Paris-Est, 2016. Français. NNT : 2016PESC1054 . tel-01482059

HAL Id: tel-01482059

<https://theses.hal.science/tel-01482059v1>

Submitted on 3 Mar 2017

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

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

UNIVERSITE PARIS-EST
ECOLE DOCTORALE Mathématiques et STIC (MSTIC)

Thèse de doctorat

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes

Présentée par
Anthony Manet

Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du diagnostic

Thèse dirigée par :
Prof. Odile Picon (ESYCOM, UPEM)

Co- dirigée par :
Lionel Pichon (GeePs, Génie électrique et électronique de Paris)

Co- encadrée par :
Abélin Kameni (GeePs, Génie électrique et électronique de Paris)
Jérôme Genoulaz (Safran Electrical & Power)
Florent Loete (GeePs, Génie électrique et électronique de Paris)

Soutenance : le 21 juin 2016

Jury :

Mr. F. Rachidi	Professeur à l'EPFL	Rapporteur
Mr. M. Kadi	Professeur à l'ESIGELEC	Rapporteur
Mr. A. Reineix	Directeur de Recherche CNRS (XLIM)	Présidente de jury
Mme. S. Mostarshedi	Maître de Conférence (UPEM)	Examineur
Mr. A. Kameni	Maître de Conférence (GeePs)	Examineur
Mr. J. Genoulaz	Advanced Research Manager (Safran)	Examineur
Mr. L. Pichon	Directeur de Recherche CNRS (GeePs)	Co-directeur de thèse
Mme. O. Picon	Professeur à l'UPEM	Directrice de thèse

Remerciement

Les travaux exposés dans ce mémoire de thèse a été effectués dans les laboratoires ESYCOM et GeePs et au sein du département R&T de Safran Electrical & Power. J'exprime d'abord, tout particulièrement, ma reconnaissance à ma directrice de thèse, Mme. Odile Picon, Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée, et à mon co-directeur de thèse, M. Lionel Pichon, Directeur de Recherche au CNRS, CentraleSupélec, Université Paris-Sud, qui ont encadré ma thèse. Un grand merci pour leurs disponibilités, leurs grandes gentillesse et leurs soutiens permanents. Je ne vous remercierai jamais assez pour ce que vous avez fait pour moi durant ces années.

Je tiens également à remercier M. Jérôme Genoulaz, Advanced Research Manager au département R&T EWIS de Safran Electrical & Power, qui m'a donné la possibilité d'effectuer ces travaux au sein du Group Safran et m'a encadré et suivi durant ces trois années de thèse, et a accepté de participer au jury de ma thèse. Ses conseils et son soutien au long de ma thèse se sont toujours avérés fort utiles.

Mes remerciements s'adressent également à M. Abelin Kameni, Maître de Conférence à l'Université Paris-Sud, avec qui j'ai eu la chance de pouvoir travailler, pour avoir accepté de participer à l'encadrement de la thèse et d'en être examinateur, pour ses conseils toujours judicieux et sa disponibilité. Ses conseils resteront toujours fort utiles.

Un grand merci à mes deux rapporteurs, M. Farhad Rachidi professeur à l'EPFL, et M. Moncef Kadi professeur à l'ESIGELEC, pour avoir accepté de relire et évaluer ce présent manuscrit et avoir accepté de participer au jury. Je veux également remercier M. Alain Reineix, Directeur de recherche à XLIM, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Leurs remarques ont été constructives et m'ont aidée à améliorer ce mémoire.

Je tiens à remercier également Mme. Shermila Mostarshedi, Maître de Conférence à l'UPEM, pour avoir accepté de participer à l'encadrement au cours de ma première année de thèse, et a fait parti du jury de thèse et en tant qu'examineur.

Mes remerciements s'adressent également à M. Florent Loete, ingénieur au GeePs, et à M. Christophe Bourcier, ingénieur d'étude à l'ESYCOM, pour leurs aides et pour le développement de la partie expérimentale.

Merci également aux autres membres du projet SODDA, dans lequel était inscrit mon travail de thèse, tout particulièrement, Nicolas Ravot, ingénieur chercheur au CEA LIST et Fabrice Auzanneau, adjoint du chef du département au CEA LIST, pour avoir accepté l'invitation et participé à ma soutenance de thèse.

Résumé

La détection des défauts non francs est un passage obligé dans la gestion de la maintenance des câbles (Wire Health Monitoring) et permet d'anticiper l'apparition de défauts francs engendrés par l'aggravation de défauts non francs. Ces travaux de thèse visent à étudier la problématique de défauts non francs dans les câbles électriques. L'étude proposée consiste à étudier le problème direct : modélisation électromagnétique et compréhension des phénomènes physiques liés à la présence des défauts non francs, et impact des défauts sur leurs signatures obtenues par réflectométrie. Il est proposé dans ce travail de caractériser des défauts non francs représentatifs de situations réelles, ce qui peut servir ultérieurement dans la résolution du problème inverse : déterminer la localisation et la sévérité des défauts à partir du réflectogramme en vue du diagnostic.

L'approche proposée se fait en deux temps. Dans un premier temps, une caractérisation électromagnétique d'une zone localisée d'un câble présentant un défaut non franc est réalisée grâce à une modélisation électromagnétique prenant en compte la géométrie tridimensionnelle du défaut. Deux méthodes numériques ont été exploitées : une méthode de différences finies dans le domaine temporel (FDTD) et une méthode de Galerkin discontinu. Les résultats des simulations permettent d'exprimer les perturbations engendrées par le défaut et de déduire leur influence sur la propagation des signaux dans le câble. Des validations expérimentales menées dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel permettent de confronter les mesures aux prédictions numériques. Dans un deuxième temps, des modèles électriques de défauts sont exprimés sous forme de paramètres localisés R , L , C , et G qui peuvent être utilisés dans un modèle de ligne de transmission. Une telle analyse des défauts non francs permet de relier une faible variation locale des caractéristiques physiques et électriques de la ligne à une variation des signaux de réflectométrie et des paramètres électriques de la ligne. L'approche permet de fournir des informations utiles pour caractériser des défauts et peut ainsi contribuer à améliorer les performances des systèmes de détection.

Mots-clés : Défaut non franc, ligne de transmission, réflectométrie, simulation numérique, FDTD, Galerkin-discontinu.

Abstract

Soft fault detection is certainly a very important aspect of wire health monitoring and an important process required in electrical wiring system operation. It has a great influence on the security and quality of supply. In transmission line networks, this feature is needed to provide a timely identification of the faulted line thus anticipating the appearance of severe faults that are initially caused by soft fault degradation. This work focuses on soft fault problems in electrical fault diagnosis and their weak impact on coaxial transmission lines. The objective of this work is to carry out a soft fault forward model: electromagnetic modeling and investigating the behavior of the line after soft damages and then to analyze its effects on their signatures obtained by reflectometry. It is proposed in this work to characterize the representative soft damages in real situations, which could be used later in solving the inverse problem: determining the position and severity of defects from the reflectometry response for the diagnosis.

The proposed approach is based on the following steps: first, an electromagnetic characterization of a faulty region of a cable is carried out by electromagnetic modeling, by taking into account the three-dimensional geometry of defect. For this purpose, two numerical methods have been used: Finite Difference Time Domain (FDTD) method and a Discontinuous Galerkin approach. The simulation results allow to study the perturbations initiated by the fault and to infer their influence on the signal propagation along the cable. The experimental validation provided in frequency- and time-domain allows to compare experimental measurements with simulation predictions. In a second step, electrical fault models are expressed in terms of lumped parameters R, L, C, and G, which can be used in a transmission line model. Such analysis of soft faults allows to relate low local variation of the physical and electrical characteristics of the line to a reflectometry signals variation and electrical parameters changes. The approach can provide useful information to characterize defects and can thus contribute to improve the performance of detection systems.

Keywords : Soft fault, transmission line, reflectometry, numerical simulation, FDTD, Discontinuous Galerkin.

Table des matières

Résumé	ii
Liste des Figures	vii
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Contextes, Problématiques, Etat de l'art	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Contexte	5
1.3 Problèmes dans le câblage électrique	7
1.3.1 Répartition des défauts.....	8
1.3.2 Causes de dégradation des câbles.....	10
1.4 Catégorie de défaut selon la sévérité de la dégradation	11
1.5 Détection du défaut : technique de la réflectométrie	12
1.5.1 Détection des défauts francs.....	15
1.5.2 Détection des défauts non francs	15
1.6 Objectifs et démarches	17
Chapitre 2 : Analyse des lignes affectées par un défaut non franc	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 Propagation en mode TEM dans la ligne de transmission	19
2.3 Théorie de la ligne de transmission uniforme	22
2.4 Analyse d'une ligne affectée par un défaut non franc.....	27
2.4.1 Solution fréquentielle.....	29
2.4.2 Solution temporelle.....	32
2.4.3 Paramètres-S.....	35
2.5 Caractérisation du défaut	36
2.6 Conclusion	38
Chapitre 3 : Modélisation tridimensionnelle des défauts non francs	39
3.1 Introduction.....	39
3.2 Modélisation dans le domaine temporel par 3D-FDTD	40
3.2.1 Principe de la méthode FDTD.....	40
3.2.2 Discrétisation des équations de Maxwell.....	41
3.2.3 Modélisation du problème cylindrique 3D.....	44
3.2.4 Conditions aux limites absorbantes (ABC).....	48
3.2.5 Exemple d'application au cas d'un défaut non franc	53
3.2.6 Validation analytique de la méthode FDTD.....	64
3.2.7 Défaut d'écrasement axisymétrique	67

3.3	Modélisation 3D par la méthode de Galerkin-discontinu	69
3.3.1	Principe de la méthode Galerkin-discontinu	70
3.3.2	Application aux équations de Maxwell	71
3.3.3	Exemple d'application au cas du défaut d'écrasement	79
3.4	Validation des Résultats	82
3.5	Conclusion	85
Chapitre 4 :	Caractérisation expérimentale du défaut non franc.....	87
4.1	Introduction.....	87
4.2	Principe de la mesure et dispositif expérimental	87
4.3	Mesure dans le domaine temporel.....	88
4.3.1	Détection du défaut	91
4.3.2	Impact de largeur d'impulsion	92
4.3.3	Impact du port d'injection.....	93
4.3.4	Impact du connecteur : BNC versus N.....	94
4.4	Mesure dans le domaine fréquentiel.....	95
4.4.1	Exploitation des mesures de l'analyseur de réseau vectoriel	95
4.4.2	Caractérisation du câble sain	99
4.4.3	Principe du calcul de la réponse temporelle par IFT	101
4.4.4	Analyse des résultats du câble avec un défaut	106
4.4.5	TDR vs. FDR	112
4.5	Exemple d'application : défaut d'écrasement	115
4.5.1	Time Domain Gating (T.G.).....	120
4.5.2	Compensation des pertes	121
4.5.3	Validation expérimentale.....	124
4.6	Conclusion	126
Chapitre 5 :	Etude de différents types de défaut et de leur détection.....	127
5.1	Introduction.....	127
5.2	Analyse du défaut d'écrasement	128
5.2.1	Etude du schéma équivalent	131
5.3	Analyse du défaut de blindage	139
5.3.1	Etude du schéma équivalent	144
5.3.2	Résultats expérimentaux.....	148
5.4	Analyse du défaut d'isolant	150
5.4.1	Etude du schéma équivalent	154
5.5	Conclusion	157
	Conclusion générale.....	161
	Annexes.....	165

Références bibliographiques.....	170
Liste des publications.....	174

Liste des Figures

Figure 1.1 : Installations de km de câbles spéciaux à bord d'un Airbus (Crédit Photo: Nexans).....	6
Figure 1.2 : Longueurs cumulées de câble dans les différentes applications (en km).....	7
Figure 1.3 : Répartition des défauts sur des câbles aéronautiques américains selon la base de données Navy Safety Center Hazardous Incident entre 1980 et 1999.	9
Figure 1.4 : Répartition des défauts sur des câbles aéronautiques selon la base de données TERRA IDEA.....	9
Figure 1.5 : Frottement de câbles.	10
Figure 1.6 : Défauts d'origine: (a) électrique, (b) mécanique, (c) thermique et (d) chimique.....	11
Figure 1.7 : Exemples de défauts : (a) circuit-ouvert (défaut franc), (b) perte de l'isolant (défaut non franc) et (c) défaut d'écrasement (défaut non franc).....	12
Figure 1.8 : Principe de la réflectométrie.....	12
Figure 1.9 : Ondes incidente et réfléchiée par un défaut franc (circuit ouvert).....	15
Figure 1.10 : Illustration du défaut non franc avec une dégradation partielle.....	16
Figure 1.11 : Les signaux évalués pour un modèle avec le défaut non franc.	16
Figure 1.12 : Résumé des démarches.....	18
Figure 2.1 : Définition de la tension et du courant sur une ligne de transmission de longueur L; (b) Modèle du circuit équivalent pour une longueur infinitésimale de la ligne.....	23
Figure 2.2 : ligne de transmission entre source et impédance de charge dans le domaine fréquentiel.....	26
Figure 2.3 : ligne de transmission non-uniforme.	28
Figure 2.4 : Réflexions multiples à la zone défectueuse.....	29
Figure 2.5 : Réponse de la réflexion pour $ \rho_1 =0.2, 0.5$ et 0.9	31
Figure 2.6 : La réponse temporelle initiée par un défaut non franc.....	33
Figure 2.7 : La réponse temporelle initiée par un défaut non franc.....	35
Figure 2.8 : Réponse de la réflexion ($ S_{11} $).....	36
Figure 2.9 : le schéma équivalent modélisé par les paramètres de chaîne.....	37
Figure 2.10 : Schéma présentant le processus de la méthode.....	38
Figure 3.1: Cube de Yee utilisé pour la grille FDTD en trois dimensions.	42
Figure 3.2: Cellule de Yee utilisée pour la grille FDTD en coordonnées cylindriques en trois dimensions.....	46
Figure 3.3: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour des parois absorbantes d'ordre "1".	50
Figure 3.4: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour des parois absorbantes d'ordre "2".	51
Figure 3.5: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour différents types de parois absorbantes.	52
Figure 3.6 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale sans perte et sans Défaut, pour différents types de parois absorbantes ($f_{\max}=10\text{GHz}$).	53
Figure 3.7: Représentation schématique de la ligne de transmission implantée par FDTD.	54
Figure 3.8: Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un câble sans défaut.	55
Figure 3.9: Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un câble sans défaut.	55
Figure 3.10 : Les modèles étudiés du câble : (a) sans défaut; (b) avec un défaut non franc de longueur L_f	56
Figure 3.11: Représentation schématique de la ligne de transmission avec défaut.	57

Figure 3.12 : Er normalisé aux deux points d'observation pour un cas avec une permittivité différente.....	57
Figure 3.13 : Les trois ondes incidente, réfléchi et transmise séparés pour un défaut non franc (Lf = 5cm).....	58
Figure 3.14 : Les valeurs des paramètres-S du câble avec un défaut non franc (Lf=5cm).....	59
Figure 3.15: Les valeurs des modules de paramètres-S pour différentes longueurs de défaut.	59
Figure 3.16: La région d'étude du câble avec un défaut non franc avec perte ($\sigma \neq 0$).	61
Figure 3.17: La permittivité complexe effective de la zone défectueuse ϵ_2 sur une large bande de fréquences.....	62
Figure 3.18: Paramètres S pour les deux cas sans pertes ($\sigma = 0$) et avec pertes ($\sigma = \sigma_1$) pour une zone de défaut	62
Figure 3.19 : Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un modèle du défaut non franc avec pertes : (a) signaux incident et réfléchi et (b) signal transmis.....	63
Figure 3.20: Paramètres S pour les deux cas avec différentes valeurs de la conductivité : $\sigma_1 \ll \sigma_2$	64
Figure 3.21. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par la FDTD pour le défaut sans perte (Lf=5cm).....	65
Figure 3.22. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les Paramètres-S calculés par la FDTD pour le défaut sans perte (Lf=10cm).....	65
Figure 3.23. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par FDTD pour le défaut avec perte (Lf=10cm et $\sigma=\sigma_1$).....	66
Figure 3.24. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par FDTD pour le défaut avec perte (Lf=10cm et $\sigma=\sigma_2$).....	66
Figure 3.25. Géométrie étudiée du câble avec une déformation abrupte.....	67
Figure 3.26. les champs électriques temporels aux deux points d'observation.....	68
Figure 3.27. Le module des paramètres S en fonction de la longueur de la gaine diélectrique dégradée.....	68
Figure 3.28. Le module des paramètres S en fonction de la profondeur de la gaine endommagée.....	69
Figure 3.29 : Interface pour les 2 milieux.	75
Figure 3.30 : Mapping entre l'élément physique à l'élément de référence.	76
Figure 3.31 : Représentation du modèle de la ligne coaxiale avec défaut d'écrasement.	80
Figure 3.32 : Champs électriques temporels aux deux points d'observation pour Lf=2, 5 et avec $P_f=4.75\%$, 9.5% et 14% de d par GD	81
Figure 3.33 : Le module des paramètres S en fonction de la profondeur de la gaine endommagée ($P_f=4.75\%$, 9.5% et 14% de d)	81
Figure 3.34 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale saine et sans perte ($f_{max}=10\text{GHz}$).	83
Figure 3.35 : Le module des paramètres S en fonction de la fréquence calculées par GD et FDTD	84
Figure 4.1 : Cas tests étudié avec le défaut plié.	89
Figure 4.2 : Cas tests étudié avec le défaut plié.	89
Figure 4.3 : Schéma de principe de la mesure en temporel.	90
Figure 4.4 : Dispositifs expérimentaux pour la mesure temporelle	91
Figure 4.5 : Signaux incident, réfléchi et transmis enregistrés aux points placés aux deux extrémités de la ligne.....	91
Figure 4.6 : Signaux réfléchis normalisés par le signal incident, pour les deux niveaux de dégradation (Pliage avec les courbures de : 0° et 180°).....	92
Figure 4.7 : Signaux temporels enregistrés aux points d'injection de la ligne, où nous avons injecté des gaussiennes avec la largeur temporelle de 12 ns, 20 ns et 335 ns.....	93

Figure 4.8 : Réflectométrie effectuée par les deux ports, P1 et P2 pour le situé à $x_f = 0.36$ m du port P2.....	94
Figure 4.9 : Signaux réfléchis du au défaut et connecteur.	95
Figure 4.10: Schéma de principe de la mesure avec le VNA	96
Figure 4.11: Dispositif expérimental (VNA)	96
Figure 4.12: Les valeurs des modules des paramètres-S du câble sain	97
Figure 4.13 : Le facteur des pertes mesuré sur le port 1 du câble WD.	98
Figure 4.14 : Module de S_{12} en fonction de la fréquence pour le câble sain de 25 m.....	99
Figure 4.15 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale.....	99
Figure 4.16 : Déphasage et l'affaiblissement linéique de la ligne coaxiale.....	100
Figure 4.17 : Evolution des paramètres primaires de la ligne en fonction de la fréquence pour une ligne coaxiale .	101
Figure 4.18: Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} et S_{22} sur 50Ω pour le câble sain de longueur 25m.	104
Figure 4.19 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} sur 50Ω pour le câble sain avec les différents f_{max}	105
Figure 4.20 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{22} sur 50Ω pour le câble sain avec les différents f_{max}	105
Figure 4.21 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} sur 50 ohms pour le câble sain (l'impact de nombre de point sur la réponse temporelle).	106
Figure 4.22 : Schéma de principe de la mesure avec la méthode FDR en full-port.....	107
Figure 4.23 : Valeurs des modules des paramètres-S du câble avec le défaut plié.....	107
Figure 4.24 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} et S_{22} sur 50 ohms pour le câble de longueur 17.8 m avec le défaut plié.	108
Figure 4.25 : Impact de la fréquence maximale de mesure (f_{max}) sur l'amélioration de la détection et de la localisation du défaut non franc.	109
Figure 4.26 : Réponse impulsionnelle du câble : (a) sain, (b) endommagé avec deux défauts non francs à $x_1 = 1.5$ m et $x_2 = 16.6$ m.	110
Figure 4.27 : Réponse impulsionnelle du câble endommagé avec : (a) Trou N°1, (b) Trou N°2.....	110
Figure 4.28 : Réponse impulsionnelle filtrée du câble endommagé pour le défaut : (a) N°1, (b) N°2.	111
Figure 4.29 : Impact de la fréquence maximale de mesure sur l'amélioration de la détection du défaut non franc N° 1 dans des bruits des inhomogénéités.	112
Figure 4.30 : TDR vs. FDR : (a) mesure en TDR ; (b) mesure en FDR.....	114
Figure 4.31 : Matrice pour créer des défauts d'écrasement.	116
Figure 4.32 : Valeurs des modules des paramètres-S du câble sans/avec le défaut d'écrasement	117
Figure 4.33 : a) Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée, b) réponse impulsionnelle pour $f_{max} = 6$ GHz.....	118
Figure 4.34: Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée pour les cas C4, C5 et C6: (a) $f_{max} = 1.5$ GHz, (b) $f_{max} = 6$ GHz.....	119
Figure 4.35: Réponse impulsionnelle pour les cas C4, C5 et C6 ($f_{max} = 6$ GHz).	119
Figure 4.36: Réponse impulsionnelle pour les cas C4, C5 et C6: (a) $f_{max} = 1.5$ GHz, (b) $f_{max} = 6$ GHz.....	120
Figure 4.37: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5 et C6.	121
Figure 4.38: Réponse impulsionnelle mesurée au port 1 et 2 pour le cas C5 ($f_{max} = 6$ GHz).	122
Figure 4.39: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5.	123
Figure 4.40: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C5.	124

Figure 4.41: Algorithme des procédures pour trouver le coefficient de réflexion.	125
Figure 4.42: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5.	126
Figure 5.1: Zone défectueuse modélisée par une encoche (a) abrupte et (b) en marche d'escalier.	129
Figure 5.2: Modules des paramètres S pour l'encoche abrupte et en marche d'escalier.	129
Figure 5.3: Cartographie à 1GHz du champ moyen normalisé par la valeur maximale du champ total des câbles avec le défaut de Lf=5cm et Pf=50%D=0.93mm: (a) E total, (b) Ez	131
Figure 5.4: Le modèle de la discontinuité du câble en coupe 2-D : (a) transversal; (b) longitudinale.....	132
Figure 5.5: Evolution des inductances linéiques pour un défaut de Lf=5mm avec Pf de 0% a 84% de Df (Rext/Rint=3.45).	133
Figure 5.6: Evolution des capacités linéiques pour un défaut de Lf=5mm avec Pf de 0% a 84% de Df (Rext/Rint=3.45).	133
Figure 5.7: Evolution des impédance de la zone défectueuse avec Lf=5mm avec Pf de 0% a 84% de Df (Rext/Rint=3.45).	134
Figure 5.8: Circuit équivalent.	135
Figure 5.9: Les valeurs de la capacité de la discontinuité du modèle avec un défaut avec Pf de 5% à 58% de Df.	136
Figure 5.10: Modèle du schéma équivalent implanté sous ADS	136
Figure 5.11: Modules du coefficient de réflexion du défaut avec Lf=2.5cm et Pf=14% de Df.	138
Figure 5.12: Modules du coefficient de réflexion du défaut avec Lf=2.5cm et Pf=58% de Df.	138
Figure 5.13: Défaut de blindage (partiellement coupé).	139
Figure 5.14: Modèle du câble coaxial avec un défaut de blindage placé entre $x = x_1$ et $x = x_2$	140
Figure 5.15: Modèles étudiés du câble: (a) Section du câble avec différentes couches, (b) Défaut de blindage.	141
Figure 5.16: Section du modèle du défaut simulé.	141
Figure 5.17: Signaux réfléchis pour les différent cas simulés versus: (a) la largeur du défaut avec Lf = 10mm, (b) la longueur du défaut avec $\theta = 90^\circ$	142
Figure 5.18: Modules du coefficient de réflexion du défaut versus: (a) l'angle du défaut avec Lf = 1cm, (b) la longueur du défaut avec $\theta = 90^\circ$	143
Figure 5.19: Cartographie à 1GHz du champ moyen normalisé par la valeur maximale du champ total des câbles avec le défaut de Lf=1cm et Df=90° : (a) E total, (b) Ez	144
Figure 5.20: Modèle de la discontinuité du câble.	145
Figure 5.21: Comparaison de l'évolution des capacités linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : Lf = 5 mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$	146
Figure 5.22: Comparaison de l'évolution des inductances linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : Lf = 5 mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$	146
Figure 5.23: Comparaison de l'évolution des résistances linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : Lf = 5 mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$	147
Figure 5.24: Comparaison des paramètres Cd pour le câble avec les défauts du blindage : Lf = 5 mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$	148
Figure 5.25: Défaut de blindage sur un câble coaxial.	148
Figure 5.26: a) Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée, b) réponse impulsionnelle.	149
Figure 5.27: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré et simulé.	150
Figure 5.28: Défaut d'isolant sur un modèle du câble coaxial.	151

Figure 5.29: Modèle du câble coaxial avec un défaut d'épaulement placé entre $x = z1$ et $x = z2$	151
Figure 5.30: Modèle de la section du câble avec défaut d'épaulement.....	152
Figure 5.31: Signaux réfléchis pour les différents cas simulés versus la pf du défaut avec $L_f=5\text{mm}$	153
Figure 5.32: Modules du coefficient de réflexion du défaut versus la profondeur du défaut avec $L_f=5\text{mm}$	154
Figure 5.33: Comparaison de l'évolution des capacités linéiques pour le câble sans/avec défaut d'isolant.	155
Figure 5.34: Comparaison de l'évolution des inductances linéiques pour le câble sans et avec défaut d'isolant.	155
Figure 5.35: Comparaison de l'évolution des résistances linéiques pour le câble sans et avec défaut d'isolant.	156
Figure 5.36: Comparaison des paramètres C_d pour le câble avec les défauts d'isolant.....	156

Introduction générale

Contexte général

Dans le contexte actuel de l'augmentation du nombre de systèmes électriques embarqués, les réseaux filaires jouent un rôle important, particulièrement dans l'aéronautique et l'automobile. En effet pour un avion et, comme l'ont montré plusieurs accidents dans l'histoire récente, la défaillance ou l'endommagement d'un câblage électrique peut entraîner des dommages catastrophiques pour les équipements, ainsi que de graves dangers pour les vies humaines. Le risque d'accident peut être évité si on connaît l'état de santé du réseau et si l'on prend des mesures pour empêcher l'aggravation d'un défaut naissant. Il en va de même que pour la santé humaine : une détection dans les plus brefs délais est un élément clé pour guérir la maladie et ses conséquences. Un bon diagnostic est donc essentiel.

Les câbles sont présents dans tous les systèmes électriques ou électroniques, qu'il s'agisse de l'alimentation pour transporter de la puissance ou pour la transmission de données. Cependant leur maintenance est souvent négligée et aucun système n'existe pour fournir un diagnostic rapide et précis de leur état. Compte tenu de l'augmentation de la longueur des câbles et de leur nombre, il est nécessaire de proposer un moyen de diagnostiquer les défauts qui y apparaissent. La détection et la localisation de défauts ont un intérêt majeur pour les ingénieurs et les chercheurs du domaine du génie électrique depuis de nombreuses années. La plupart des recherches effectuées dans ce domaine à ce jour ont eu pour but de détecter les défauts dans les lignes de transmission. Cela s'explique principalement en raison de l'impact des défauts dans les lignes de transmission sur les systèmes électriques.

Les défauts sont généralement classifiés en deux catégories en terme de la sévérité : 1) les défauts "francs" (court-circuit ou circuit ouvert) qui conduisent à une altération significative du signal de réflectométrie le long de la ligne; et 2) les défauts "non francs" (un isolant diélectrique non homogène ou détérioré, une âme métallique abîmée, etc.) qui se traduisent par une très faible variation locale des caractéristiques physiques et électriques, conséquence de la discontinuité sur la ligne. Les défauts non francs ont été moins étudiés que les défauts francs et peuvent être à l'origine de dysfonctionnements du système et avoir de graves conséquences. Contrairement aux défauts francs, ils sont difficiles à détecter à cause de leurs faibles signatures tant que le dé-

faut n'est pas sévère. Détecter et localiser précisément ces défauts, peut aider à la maintenance préventive ou au pronostic.

Les défauts non francs peuvent, au premier abord, sembler sans risques et sans conséquences notables pour le système. Cependant, le vieillissement du câble, les contraintes mécaniques et l'environnement hostile peuvent faire évoluer le défaut non franc vers un défaut franc (court-circuit ou circuit ouvert) [1], [2]. La détection des défauts non francs est un passage obligé dans la gestion de la maintenance des câbles, (Wire Health Monitoring), et permettra d'anticiper l'apparition de défauts francs engendrés par l'aggravation de défauts non francs et de réduire les coûts de réparation par une meilleure gestion.

Les techniques actuelles de détection présentent de bonnes performances face à des dégradations significatives de la ligne comme un court-circuit ou un circuit-ouvert. C'est à dire quand le défaut est arrivé à un état avancé pouvant conduire à des pannes importantes. Dans de nombreuses situations il faut anticiper l'apparition de défauts francs et il est donc nécessaire de détecter un défaut dès son apparition avant qu'il ne devienne plus grave. Les techniques actuelles de détection doivent encore progresser et les défauts non francs sont un enjeu majeur du diagnostic filaire.

Jusqu'à présent, très peu de travaux se sont penchés sur ce sujet pour des raisons liées à la difficulté de détection d'un défaut non franc qui se situe, la plupart du temps, à la limite du bruit de mesure. Une précédente thèse [3] avait pour objectif de mettre au point des méthodes de traitement de signal pour faire ressortir le signal du bruit de façon à le détecter plus facilement.

Objectifs de la thèse

Ces travaux de thèse, visent à lancer des études amont pour aborder le problème des défauts non francs, bien plus difficiles à diagnostiquer car caractérisés par des signaux plus faibles. La démarche suivie dans le projet s'appuie sur des modélisations de défauts non francs et caractérisations électriques et expérimentales de leurs signaux, qui pourront servir dans la partie des formulations et résolutions de problèmes inverses et des méthodes de traitement du signal pour le diagnostic filaire.

L'objectif de cette thèse est de réaliser des modèles de défauts non francs de câbles prenant en compte les caractéristiques tridimensionnelles des défauts et d'analyser leurs impacts électriques causés par une modification locale de la géométrie de la ligne. L'approche proposée consiste à étudier d'abord le problème direct en modélisant électriquement les défauts non francs à partir de leurs signatures obtenues par simulation 3-D. Nous allons donc examiner les phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques dans une ligne de transmission affectée par les différents types de défaut non franc. Le comportement électrique du défaut, équivalent à une discontinuité sur la ligne se traduit par l'adjonction de composants localisés à l'endroit du défaut. Les modèles seront exprimés sous forme de paramètres R, L, C, et G qui pourront être utilisés dans un modèle de ligne de transmission avec défaut. Ce modèle pourra être exploité dans la résolution du problème inverse consistant à remonter à des informations sur le défaut à partir de mesures de coefficients de réflexion. La démarche générale est donc de partir d'une analyse complète 3-D du défaut pour en extraire son comportement électrique 1-D sur la ligne. Ce passage 3-D/1-D permet ainsi d'avoir une paramétrisation plus simple du défaut qui peut être introduite dans des simulateurs électriques plus rapides que les simulateurs électromagnétiques. Cette démarche pourra ultérieurement servir à classer les défauts non francs en fonction de leurs paramètres RLCG.

La présente thèse utilise des équipements hautement qualifiés qui permettent, grâce à la montée en fréquence, d'extraire du bruit le signal créé par le défaut non franc. Cela permet de comparer les simulations électromagnétiques aux mesures.

Cette thèse s'inscrit dans un travail qui a été fait en partenariat dans l'ANR SODDA (Diagnostic de défauts non francs dans les réseaux de câbles). Elle a été financée dans le cadre d'un contrat CIFRE avec Safran Engineering Services/Labinal Power Systems.

Organisation du mémoire

Ce mémoire de thèse est constitué de cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du contexte de cette étude, ainsi qu'à la problématique. Nous définissons ce qu'est un défaut non franc dans les câblages électriques et décrivons les performances des méthodes existantes pour le diagnostic.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous présentons les solutions analytiques des équations de propagation pour les lignes de transmission. Les solutions sont données dans les deux domaines temporel et fréquentiel pour un modèle de défaut non franc simulé par une faible variation d'impédance en un point de la ligne. Des éléments théoriques permettent de comprendre la réponse de la ligne lors de l'apparition du défaut non franc et l'influence de certains facteurs sur sa réponse en termes de réflexion.

La modélisation tridimensionnelle d'un défaut non franc fait l'objet du troisième chapitre. Après une description des deux méthodes numériques de résolution des équations de Maxwell, nous détaillons les étapes de modélisation de la propagation pour notre premier modèle de défaut : le défaut d'écrasement. Les méthodes des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) et de Galerkin-discontinu (GD) ont été choisies pour simuler le résultat de la réflectométrie ainsi que pour valider par comparaison avec une solution analytique.

Dans le chapitre quatre, nous nous intéressons principalement aux mesures expérimentales relatives à des défauts non francs par la technique de la réflectométrie. Le traitement temporel et fréquentiel permet de faire une comparaison entre les résultats de la simulation obtenus par nos approches numériques avec ceux mesurés expérimentalement.

Dans la dernière partie de la thèse on étudie différents types et degrés de la dégradation du défaut qui sont importants dans les applications. Le but de ce chapitre est de trouver un circuit équivalent représentatif de la portion abimée du câble en termes de paramètres R , L , C , et G à partir de la modélisation tridimensionnelle du modèle du défaut. Nous analysons la variation des paramètres R , L , C , et G selon les différents types et degrés de la dégradation du défaut.

Chapitre 1 : Contextes, Problématiques, Etat de l'art

1.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de mettre en avant les anomalies rencontrées dans les câblages électriques, de donner la définition d'un défaut non franc par rapport à un défaut franc et de souligner toutes les difficultés pour sa détection. A ce sujet il est question de connaître les pannes dues à des dégradations faibles et leur importance afin de les anticiper dans le cadre de nouvelles exigences industrielles.

Après la présentation des différentes catégories de défauts et quelques méthodes actuelles pour les détecter, nous présenterons la technique de la réflectométrie qui permet d'analyser, de détecter et de localiser des anomalies dans des réseaux filaires. Nous discuterons sur la performance actuelle de la détection de défauts par la technique de la réflectométrie et la nécessité de développer des méthodes plus performantes dans le but de la détection des défauts non francs. Cet état de l'art permettra de justifier des études sur l'analyse des différents types de défauts non francs et leurs réponses dans un réseau électrique. Cela nous permettra d'investiguer leurs comportements exacts qui pourront nous conduire dans les prochaines étapes vers une méthode bien adaptée à la détection des faibles anomalies constituées de défauts non francs.

1.2 Contexte

On observe depuis plusieurs années dans le domaine aéronautique une tendance à remplacer les systèmes hydrauliques et pneumatiques par des systèmes électriques. Ce choix est guidé par des critères de rendement et de sécurité des transports. En effet, les systèmes électriques permettent non seulement des gains de masse qui se traduisent directement en économie de car-

burant mais également des gains financiers en simplifiant et raccourcissant les opérations de maintenance. Ces évolutions se combinent au développement permanent de nouvelles offres de confort et de connectivité pour les équipages dans leur mission et pour les passagers dans leur voyage. Ceci entraîne un accroissement inéluctable du nombre de connecteurs et de liaisons filaires du réseau électrique. Ce réseau filaire est depuis peu considéré comme un système à part entière nommé EWIS¹ [4].

Le secteur d'aéronautique est le parfait exemple où plusieurs types de câbles sont utilisés avec des longueurs cumulées qui varient selon les caractéristiques de chaque appareil, de 200 km à plus de 600 km selon les modèles : alors qu'un A320 compte 200 km de câblage et l'A380 quelque 600 km, l'A350 qui est un grand appareil en accueille 350 km, grâce au gain de poids [5]. La Figure 1.1 fournit une très bonne vision des différents types de câbles utilisés et de leur complexité. Dans cette figure, nous trouvons des câbles pour différentes d'applications : des câbles coaxiaux pour les systèmes de transmission hautes fréquences (radio, radar, données), des câbles de transmission de données à haut débit, des câbles résistants au feu et pour des applications en haute température (dans les nacelles et moteurs), des câbles d'alimentation pour transporter de la puissance etc.

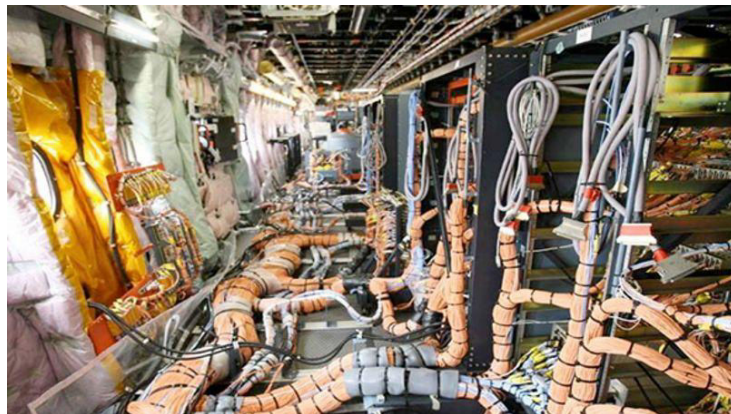


Figure 1.1 : Installations de km de câbles spéciaux à bord d'un Airbus (Crédit Photo: Nexans).

Le secteur de l'aéronautique n'est pas le seul secteur confronté à ce problème de l'augmentation du nombre de liaisons filaires. L'automobile, le milieu ferroviaire et le domaine maritime rencontrent également ce problème (voir la Figure 1.2).

¹ Electrical Wiring Interconnection System

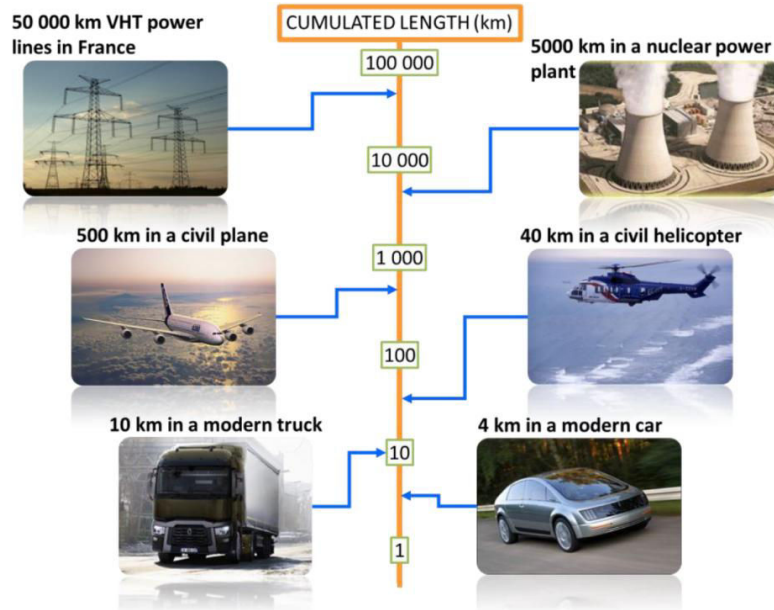


Figure 1.2 : Longueurs cumulées de câble dans les différentes applications (en km) [6].

L'augmentation du nombre de connecteurs et de liaisons filaires du réseau électrique et leur complexité accroissent le taux de pannes. Seulement dans le secteur de l'automobile, on estime que 35% des pannes sont d'origine d'électronique [3]. Ces cas illustrent la nécessité de l'importance de maintenir les systèmes du réseau électrique en bon l'état. En effet, la continuité et la fiabilité sont des éléments clés de la gestion pour les systèmes. La détection et la localisation de défauts représentent une composante très importante pour cette gestion.

Les méthodes de diagnostic filaire qui permettent de détecter des défauts dans les plus brefs délais, particulièrement avant qu'ils deviennent l'origine d'anomalies beaucoup plus catastrophiques, peuvent nous garantir une gestion fidèle du bon fonctionnement des systèmes. Cela nous conduit à prévenir les défauts graves par avance et donc à réduire le temps de la maintenance et par conséquent à minimiser le taux d'immobilisation. La maintenance permet de limiter les risques liés aux pannes électriques qui représentent un enjeu économique énorme dans tous les secteurs.

1.3 Problèmes dans le câblage électrique

Les câbles sont présents dans tous les systèmes électriques et électroniques et leur rôle qui s'agisse de l'alimentation électrique, de la transmission des données est parfois très important

ou sensible dans certains secteurs. Cependant leur maintenance est souvent négligée et aucun système n'existe pour fournir un diagnostic rapide et précis de leur état santé. Avec le temps, ils se fragilisent et se détériorent en augmentant ainsi la probabilité d'apparition de défauts graves de toutes sortes. Les problèmes liés aux câbles peuvent coûter excessivement cher et impliquent des accidents catastrophiques.

Le problème de défauts de câblage a eu une grande attention à la fin des années 90 en raison de deux accidents tragiques : l'explosion en plein air du Boeing 747 du vol TWA 800 (en 1996) et le crash d'un MD-11 de Swissair (en 1998), pour lesquels le câblage électrique était incriminé [7], [8]. Il y a eu un nombre considérable d'incidents qui n'ont pas abouti à des accidents catastrophiques, mais ont été attribués à des défaillances de câblage [9].

Afin de mieux lutter contre ce problème, les secteurs de l'industrie et le monde académique ont commencé à étudier et développer des systèmes intelligents de détection, de diagnostic et de prévention afin de déceler toute apparition d'anomalie sur les câbles électriques. Une bonne connaissance sur la répartition des défauts et des types et leurs origines dans chaque secteur selon leurs applications peut nous fournir des informations très utiles pour le diagnostic.

1.3.1 Répartition des défauts

Comme tous les composants électriques, les câbles se dégradent et se fragilisent après avoir été utilisés pendant une certaine durée. L'origine des dégradations sur un câble peut être externe (agression mécanique, défaut de montage, climat, etc.) ou interne (défaut de fabrication, vieillissement, échauffement local, etc.) [10]. Leurs conséquences peuvent être multiples aussi bien dans leur forme que dans leur degré de gravité : perte du signal électrique, surtension, arrêt d'un système, fumée, incendie, etc [3].

Plusieurs programmes d'inspection d'avions en service (FAA, Airbus, Boeing) ont permis d'établir plusieurs bases de données répertorient la variété des défauts observés sur avion ainsi que leurs fréquences [11], [12]:

- NAVY : C'est une base de données FAA. (Cf. Figure 1.3) ;

- TERRA IDEA : C'est une base de données développée par AIRBUS à partir des retours d'expériences des compagnies aériennes lors des inspections et opérations de maintenance (Cf. Figure 1.4).

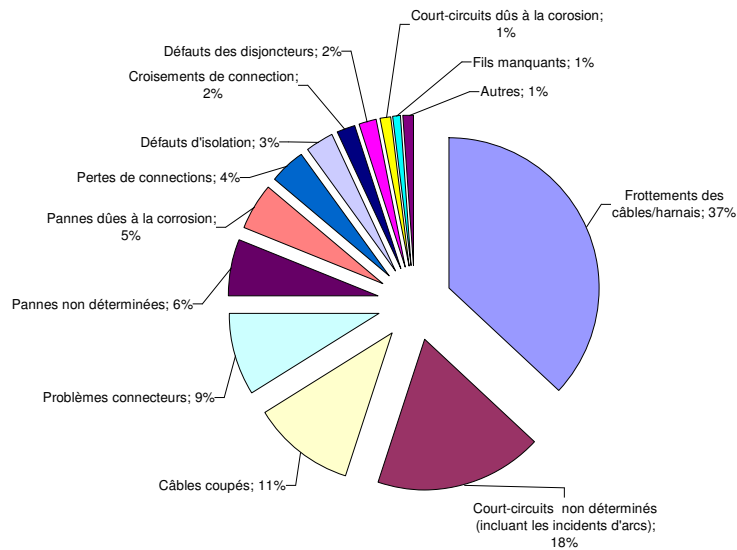


Figure 1.3 : Répartition des défauts sur des câbles aéronautiques américains selon la base de données Navy Safety Center Hazardous Incident entre 1980 et 1999 [11].

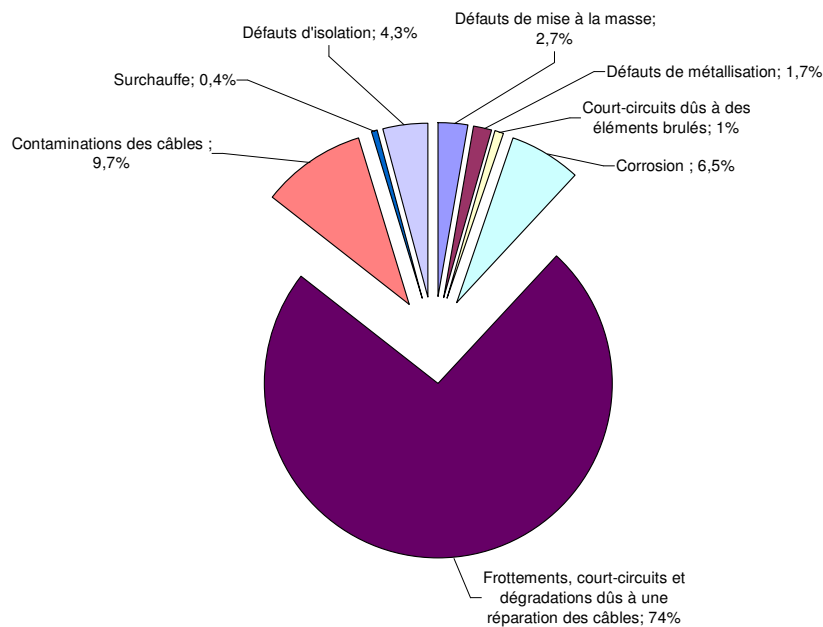


Figure 1.4 : Répartition des défauts sur des câbles aéronautiques selon la base de données TERRA IDEA [12].

Chaque organisme a des avions différents, des pratiques d'entretien différentes, différentes méthodes de collecte de données, mais les deux résultats montrent que les défauts de frot-

tement du câble représentent une grande partie des défauts de câblage (Figure 1.5). Le problème du frottement est important puisqu'on peut considérer que certaines catégories de défauts comme les courts-circuits, les câbles coupés, les défauts d'isolant etc., peuvent être initiés par le risque du frottement entre les câbles ou avec le support, ou avoir pour origine des mauvaises pratiques d'entretien. En effet, le frottement peut être cause de différents types de défaut qui peuvent aussi avoir un niveau de gravité élevé.

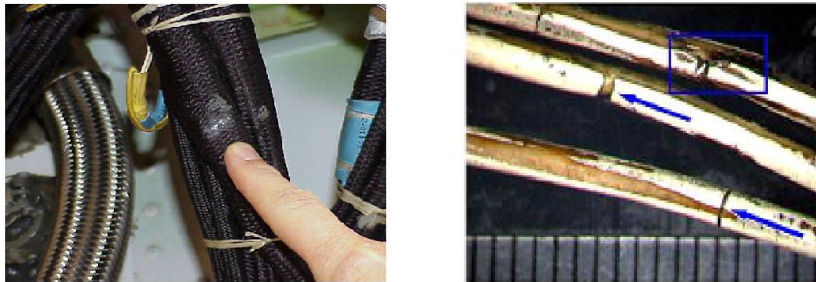


Figure 1.5 : Frottement de câbles [12], [13].

1.3.2 Causes de dégradation des câbles

La dégradation des câbles est principalement causée par l'installation électrique, l'environnement et les opérations de maintenance. Les principales causes de détérioration des câbles toutes applications confondues sont essentiellement dues à [10], [12]:

- Des dommages et agressions mécaniques : vibration, craquèlement sur des isolants des câbles, écrasement, pliage et etc.,
- La corrosion, oxydation (humidité, produits chimiques, ...) : les zones fortement humides accélèrent la corrosion des terminaux, des contacts et des connecteurs;
- Des effets de l'environnement (température, humidité, etc.): l'isolant du câble peut se dégrader sur une portion à cause des effets de l'environnement hostile;
- Des défauts de montage, de fabrication et des opérations de maintenance (interventions humaines, ...);
- Des défauts liés au vieillissement de l'isolant;

- Un échauffement local : l'exposition des câblages à de températures locales élevées peut accélérer les dégradations, le dessèchement des isolants et provoquer des craquelures dans l'isolant.



(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 1.6 : Défauts d'origine: (a) électrique, (b) mécanique, (c) thermique et (d) chimique [12].

1.4 Catégorie de défaut selon la sévérité de la dégradation

Les défauts sont généralement classifiés en deux catégories par rapport à leur degré de sévérité : i) défauts “francs” (court-circuit ou circuit ouvert) qui peuvent interrompre la transmission de l'énergie dans le câble; et ii) défauts “non francs” (frottement, isolant diélectrique non homogène ou détérioré, isolant abîmé, etc.) qui n'arrêtera pas la transmission de l'énergie mais la qualité de sa transmission dépendra de l'état de la dégradation du câble.

La Figure 1.7 présente des cas typiques de défauts dans les câbles aéronautiques. Dans la Figure 1.7(a), on observe un exemple de circuit-ouvert qui est un défaut franc et de sévérité maximum. Pendant plusieurs années les types de défauts de câblage ont été divisés en circuits ouverts et courts-circuits. Ces défauts francs affectent profondément les performances du système et ont un impact grave sur son fonctionnement. A côté du défaut franc, nous observons aussi dans cette figure, deux exemples de défauts non francs avec une légère dégradation du câble.

Les défauts non francs peuvent, au premier abord, sembler sans risques et sans conséquences notables pour le système. Cependant, les origines des dégradations mentionnées, comme le vieillissement du câble, les contraintes mécaniques et l'environnement hostile peuvent les faire évoluer et les aggraver pour aboutir à de graves accidents. S'ils ne sont pas détectés dans un bref délai, ils peuvent se transformer en défauts francs.

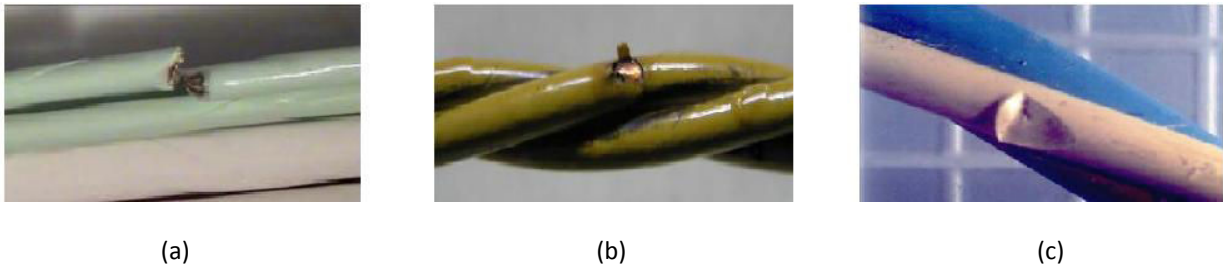


Figure 1.7 : Exemples de défauts : (a) circuit-ouvert (défaut franc), (b) perte de l'isolant (défaut non franc) et (c) défaut d'écrasement (défaut non franc) [12].

1.5 Détection du défaut : technique de la réflectométrie

Pour le diagnostic dans les câblages électriques, il existe plusieurs méthodes pour détecter et localiser les défauts. Parmi ces différentes méthodes, les méthodes de test basées sur la réflectométrie permettent de déterminer l'état des câbles et de localiser le défaut lors de la présence d'une anomalie au long de la ligne, ainsi que d'analyser leurs caractéristiques. La réflectométrie a été utilisée durant de nombreuses années dans différents domaines d'étude et c'est une approche prometteuse dans l'aspect de diagnostic de défaut dans les réseaux filaires [3].

Le principe de la méthode de réflectométrie est basé sur le phénomène de propagation des ondes électromagnétiques. Elle consiste en l'analyse des signaux réfléchis par rapport à un signal incident dans les milieux dans lesquels les signaux se propagent (Figure 1.8).



Figure 1.8 : Principe de la réflectométrie [3]

A partir du temps de retard du signal réfléchi, en connaissant la vitesse de propagation d'onde dans le câble sous test, on peut déterminer la distance entre le point d'injection et la discontinuité. En faisant cela, nous sommes en mesure d'étudier l'état de santé du câble, et dans le cas d'un défaut nous pouvons tenter par la suite de le détecter, de le localiser et puis indiquer le degré de l'intensité du défaut. Les signaux réfléchis initiés par une anomalie comportent des informations utiles avec une signature qui permet de distinguer les défauts francs de ceux qui sont non francs.

Les techniques de réflectométrie peuvent être divisées en deux grandes catégories, à savoir: i) TDR (réflectométrie dans le domaine temporel) et, ii) FDR (réflectométrie dans le domaine fréquentiel) [14], [15]:

TDR : La technique de mesure en TDR classique consiste à envoyer une impulsion ou un créneau dans la ligne ou le réseau de lignes de transmission et à analyser le signal réfléchi. L'analyse des amplitudes du signal réfléchi et le retard de propagation des pics détectés dans le réflectogramme, permettent de détecter la signature du défaut. Les pics sont naturellement liés aux discontinuités présentes sur le câble causées par des défauts au long de la ligne. Dans le domaine temporel, nous avons d'autres méthodes de diagnostic qui sont dérivées de la TDR classique comme :

- La technique STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) [16] utilise un signal binaire pseudo-aléatoire plus résistant au bruit lors de la propagation, par exemple : +1v et -1v pour générer des impulsions miniatures ;
- La technique SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) [17] est une évolution de la STDR avec un signal binaire pseudo-aléatoire pour moduler la phase d'une sinusoïde ;
- La technique MCTDR (Multi Carrier Time Domain Reflectometry) [18] utilise un signal multi-porteuse composé de fréquences choisies en dehors du spectre des signaux du réseau. Elle assure une totale innocuité du diagnostic.

FDR : La technique de mesure en FDR consiste à envoyer un signal wobulé en fréquence afin de localiser le défaut dans les lignes de transmission, par l'analyse du rapport entre les ondes réfléchie et incidente dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel en utilisant la réponse impulsionnelle. Selon le paramètre analysé, amplitude, phase ou fréquence, on peut distinguer d'autres méthodes dérivées de la FDR comme :

- La technique PD-FDR (Phase Detection Reflectometry) [19], mesure le décalage en phase entre l'onde injectée et l'onde réfléchie dans le plan d'incidence ;
- La technique SWR (Standing Wave Reflectometry) [20], consiste à injecter un signal sinusoïdal à haute fréquence et à analyser l'onde stationnaire à la source ;
- La technique FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) [21], injecte un signal dont la variation entre la fréquence minimale et la fréquence maximale est linéaire et mesure le décalage en fréquence de l'onde injectée et l'onde réfléchie ;
- La technique MSR (Mixed Signal Reflectometry) [22], utilise le résultat du carré de la somme des deux ondes sinusoïdales, d'un incident et de l'autre réfléchi, puis analyse la valeur DC de ce résultat en fonction de la fréquence d'entrée.

Une autre méthode intéressante, qui ne peut être classée dans l'une de ces deux catégories, est la méthode NDR (Noise Domain Reflectometry) [23]. Une nouvelle méthode de réflectométrie qui fonctionne simultanément dans les deux domaines du temps et de la fréquence ou TFDR (Time Domain Reflectometry) [24].

Quel que soit le domaine d'analyse utilisé, nous pouvons toujours tracer le résultat des signaux réfléchis dans le domaine temporel (réflectogramme). A partir des signatures temporelles du défaut obtenues par la méthode de la réflectométrie, nous pouvons analyser le défaut et savoir à quelle catégorie correspond la réflexion : soit un défaut franc ou soit un défaut non franc, et en plus étudier le comportement de la zone endommagée. Une des difficultés d'interprétation du réflectogramme apparaît lorsque la ligne est constituée de faibles réflexions qui ne peuvent pas être détectables par des appareils de mesure.

1.5.1 Détection des défauts francs

Les défauts francs sont les circuits ouverts et les courts-circuits. Ils se traduisent dans une ligne de transmission par une variation importante des propriétés de la ligne. Ils interrompent les lignes de transmission d'énergie ou d'informations et ont un impact catastrophique dans le système. Le coefficient de réflexion du point d'interruption où le défaut franc se produit est proche de +1 pour les circuits ouverts et -1 pour les courts-circuits. Le signal renvoyé va se réfléchir complètement, sans avoir de transmission. La polarité du signal réfléchi dépend du type de défaut franc. La Figure 1.9 montre le signal incident et en plus, un retour du signal vers le point de source dû à la présence du défaut franc, circuit ouvert sur la ligne.

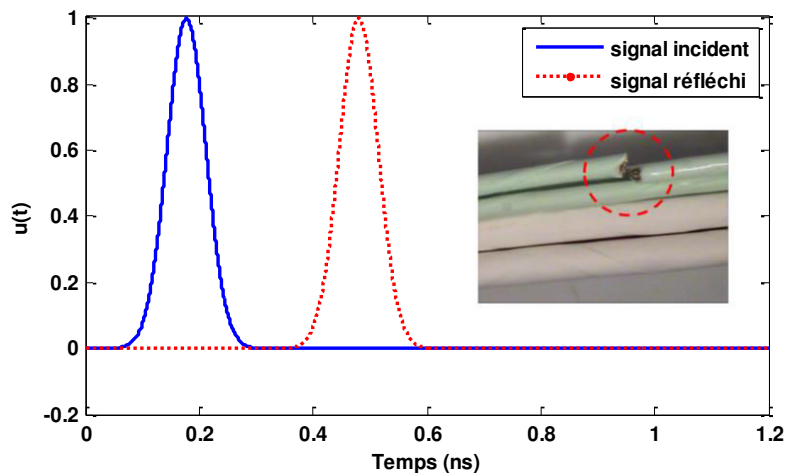


Figure 1.9 : Ondes incidente et réfléchie par un défaut franc (circuit ouvert).

Actuellement, les méthodes de réflectométrie dans les domaines temporel et fréquentiel permettent de bien détecter et localiser les défauts francs dus à leurs signatures importantes qui peuvent être détectables par les appareils de mesure. Cependant, ces méthodes actuelles ne sont pas généralement efficaces pour la détection des défauts non francs où il n'existe qu'une légère variation des propriétés de la ligne [25], [26].

1.5.2 Détection des défauts non francs

Un défaut non franc se traduit par une très faible variation d'impédance et donc un coefficient de réflexion très faible. Par conséquent, un signal se réfléchissant sur une telle dégradation sera d'amplitude très faible par rapport aux autres discontinuités comme un défaut franc (C.O. et C.C.) ou une jonction. A l'inverse des défauts francs qui sont localisés en espace, les défauts non

francs ne sont pas ponctuels en espace et ils apparaissent sur une portion de ligne avec une extension spatiale limitée, comme représenté sur la Figure 1.10. Des réflexions multiples peuvent se produire en raison des légères variations d'impédance aux interfaces séparant les sections du câble et la zone défectueuse. Le coefficient de réflexion sur chaque l'interface présente un signe différent sur chaque interface. Lorsque le signal incident arrive sur la zone endommagée de longueur L_f , les réflexions se séparent par rapport à la distance entre les deux interfaces.

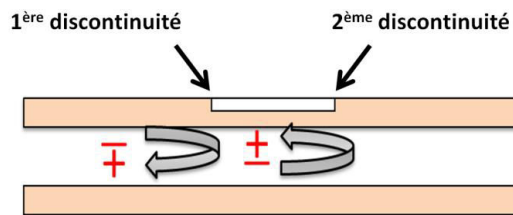


Figure 1.10 : Illustration du défaut non franc avec une dégradation partielle.

Dans la Figure 1.11, le résultat des signaux temporels enregistrés aux deux points d'observation avant et après un défaut non franc est représenté. Cette figure illustre le signal incident et un retour du signal engendré par un défaut non franc, vers le point de source, ainsi que le signal transmis qui montre que le signal se propage toujours le long de la ligne et qu'il n'y a pas une coupure absolue. Les ondes réfléchies sur cette dernière figure ont des amplitudes faibles en comparaison de celle réfléchi par un défaut franc, comme illustré dans la Figure 1.9.

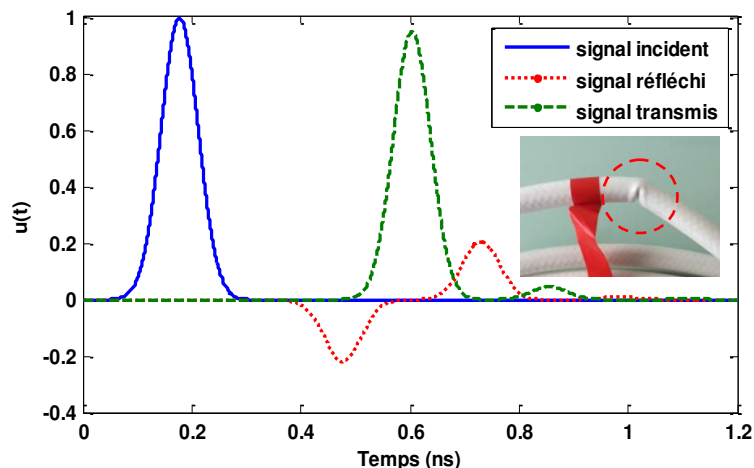


Figure 1.11 : Les signaux évalués pour un modèle avec le défaut non franc.

Dans la réalité, les réflexions engendrées par ce type de défaut ne sont pas toujours visibles par des mesures de réflectométrie traditionnelle. La performance actuelle des méthodes de détection n'est pas toujours efficace et elle dépend de la gravité du défaut. En effet, des

faibles réflexions initiées par des défauts non francs dans certains cas peuvent être masquées par les bruits de fond ou par sa proximité avec une autre impulsion d'amplitude plus importante. De plus, suivant que le câble est immobile ou en vibration, la réflexion pourra changer, ce qui peut compliquer parfois la détection.

Quelques travaux relatifs aux défauts non francs ont été menés dans la littérature. Cependant la plupart se sont focalisés sur les techniques de détection et de localisation sans caractériser finement le défaut lui-même [27], [28], [29], [30]. Des techniques de modélisation ont également été proposées afin d'évaluer l'impact des défauts sur les signaux de réflectométrie mais elles reposent généralement sur une étude monodimensionnelle par éléments localisés, éventuellement associée à une analyse 2D dans la section transversale de la ligne de transmission [31]. Elles ne prennent pas en compte le caractère tridimensionnel du défaut.

1.6 Objectifs et démarches

L'information de défaut, est importante pour la maintenance, et prévenir de l'apparition prochaine du défaut peut dans certains cas se révéler très avantageux. Détecter des défauts non francs qui peuvent être à l'origine de défauts francs, c'est un enjeu actuel majeur du diagnostic filaire afin d'augmenter la durée de vie et la fiabilité du système. Les enjeux peuvent alors être particulièrement importants, surtout dans le cas de systèmes critiques où garantir la qualité et la fiabilité des équipements est un élément essentiel. Par conséquent, anticiper l'apparition de défauts francs engendrés par la dégradation de défauts non francs permettrait de réduire les coûts de réparation par une meilleure gestion de la maintenance.

Ce travail vise à mener des études pour aborder le problème des défauts non francs : à investiguer d'abord les problèmes des défauts non francs et ensuite à analyser leur comportement exact et leur signature. En effet la signature d'un défaut permet de l'identifier. Pour aller jusqu'au bout du diagnostic, un travail doit être mené sur la reconnaissance de la signature qui ne sera pas abordé dans ce manuscrit. Celui-ci se limite à l'analyse de la signature.

Dans le but d'étudier d'impact des défauts non francs, les travaux de cette thèse sont dédiés à réaliser des modèles de ce genre d'anomalie. L'objectif est de faire des études et d'analyser

des signatures de défauts non francs et leur impact sur différentes lignes de transmission endommagées. On étudiera différents défauts importants dans les applications comme une partie diélectrique non homogène, une variation locale de l'épaisseur de gaine diélectrique, et une partie du conducteur extérieur ainsi que l'isolant abimés.

Dans le chapitre suivant, l'analyse sera effectuée par les équations analytiques pour démontrer l'impact des défauts non francs et la génération des signaux réfléchis multiples lors de la présence de faibles variations d'impédance sur une portion de la ligne. Cette analyse sera faite par la modélisation des défauts avec des approches numériques dans le chapitre 3. L'objectif est de réaliser des modèles physiques exacts de défauts non francs de câbles et prenant en compte les caractéristiques tridimensionnelles des défauts. Le but final de la réalisation des modèles de défauts non francs est de déterminer des modèles électriques réduits du défaut à partir des modèles physiques de référence.

Le chapitre final est consacré à la modélisation des différents types de défaut non franc. Dans un premier temps, divers types de défaut sont d'abord modélisés, soit numériquement soit expérimentalement, en connaissant les trois informations montrées à la Figure 1.12 : le modèle du câble, le type du défaut et la géométrie du défaut. L'information contenue dans les résultats de réflectométrie obtenus, soit par des simulations numériques ou par des mesures expérimentales, nous amène à déterminer des modèles réduits qui conduisent à l'expression des défauts en termes de paramètres RLCG. Dans un deuxième temps, chaque type de défaut est caractérisé en termes des paramètres électriques (RLCG). Ce modèle pourra être exploité dans la résolution du problème inverse consistant à remonter à des informations sur le défaut à partir de mesures de coefficients de réflexion par la méthode de réflectométrie [32], [33], [34].

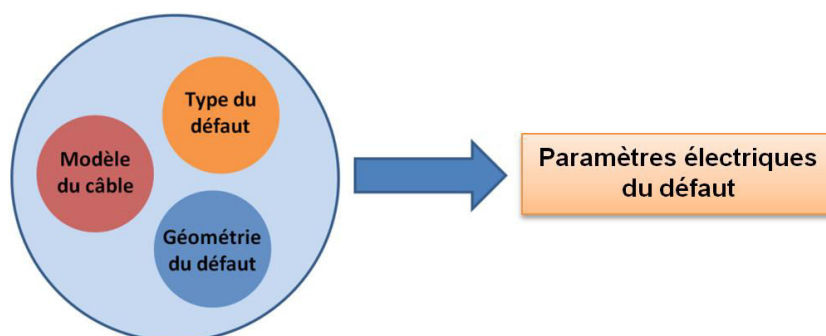


Figure 1.12 : Résumé des démarches.

Chapitre 2 : Analyse des lignes affectées par un défaut non franc

2.1 Introduction

Afin de mieux comprendre les perturbations engendrées par des défauts non francs qui seront étudiées par la simulation numérique et la mesure expérimentale dans les prochains chapitres, il est nécessaire de comprendre comment une onde électromagnétique se propage dans une ligne de transmission. L'objectif de ce chapitre est de présenter le phénomène de la propagation dans une ligne de transmission et puis d'étudier analytiquement la perturbation sur les signaux de réflectométrie due à la variation d'impédance au long de la ligne. Nous introduisons la théorie des lignes de transmission et les solutions des équations de propagation lors de la présence d'un défaut non franc.

Après une description des solutions analytiques du problème dans les domaines temporel et fréquentiel, nous illustrons les réponses produites par des défauts non francs dans le temps et la fréquence. Ces deux domaines d'analyse ont été choisis pour décrire le comportement d'un système pour certains paramètres du défaut qui peuvent varier. Ensuite, nous présenterons les paramètres-S d'un quadripôle représenté par la zone défectueuse qui peut être modélisée par des circuits équivalents. Nous montrons dans la dernière partie de ce chapitre la démarche poursuivie pour modéliser une portion d'une ligne par le circuit équivalent pour pouvoir représenter le comportement de cette zone en fonction de la variation des paramètres de circuits.

2.2 Propagation en mode TEM dans la ligne de transmission

La ligne de transmission est considérée comme un système de conducteurs connectés d'un point à l'autre point et le long de laquelle peut être transmise l'énergie électromagnétique.

Les équations de Maxwell sont la base de toutes nos études au long de ce document sur l'analyse et la modélisation des lignes de transmission.

Les équations de Maxwell pour le champ électrique [V/m] et pour le champ magnétique [A/m] dans le domaine temporel, en tout point de l'espace, dans un milieu linéaire, isotrope ($D=\epsilon E$, $B=\mu H$) ; avec pertes (spécifiées par la conductivité $\sigma \neq 0$) et caractérisé par une constante diélectrique ($\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$), ont la forme suivante [35] :

$$\nabla \cdot \epsilon \vec{E}(\vec{r}, t) = \rho \quad 2-1$$

$$\nabla \cdot \mu \vec{H}(\vec{r}, t) = 0 \quad 2-2$$

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad 2-3$$

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) = \epsilon \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} + \vec{J}(\vec{r}, t) \quad 2-4$$

\vec{E} : champ électrique [V/m]

\vec{H} : champ magnétique [A/m]

\vec{J} : densité de courant électrique [A/m²]

ρ : densité de charges [C/m³]

ϵ : permittivité du milieu de transmission [F/m]

μ : perméabilité du milieu de transmission [H/m]

"J" est la densité de courant électrique. Dans le cas où la conductivité du milieu n'est pas nulle et a une valeur " σ ", un terme de pertes doit être ajouté. On a selon la loi d'Ohm :

$$\vec{J}(\vec{r}, t) = \sigma \vec{E}(\vec{r}, t) \quad 2-5$$

où σ est la conductivité en S/m.

Dans un milieu homogène et uniforme, la propagation d'onde électromagnétique est décrite par des équations aux dérivées partielles de second ordre impliquant les champs électrique et magnétique [36] :

$$\nabla^2 \vec{E}(\vec{r}, t) = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad 2-6$$

$$\nabla^2 \vec{H}(\vec{r}, t) = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} + \mu\sigma \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad 2-7$$

Pour un mode de propagation TEM [37], les champs $E(x,y,z,t)$ et $H(x,y,z,t)$ ont des composantes longitudinales nulles et les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à la direction de la propagation.

En considérant une direction de propagation "z", les équations 2-6 et 2-7 se simplifient

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad 2-8$$

$$\frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial z^2} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} + \mu\sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad 2-9$$

la résolution des équations en régime harmonique donne [38]

$$E(z) = E_{0+} e^{-\gamma z} + E_{0-} e^{\gamma z} = E_+(z) + E_-(z) \quad 2-10$$

$$H(z) = \frac{1}{Z_c} [E_{0+} e^{-\gamma z} - E_{0-} e^{\gamma z}] = \frac{1}{Z_c} [E_+(z) - E_-(z)] \quad 2-11$$

où " Z_c " est l'impédance caractéristique du milieu de la propagation et γ est un nombre complexe qui est connu sous le nom de constante de propagation :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad 2-12$$

α est la constante d'atténuation qui influe sur l'amplitude de l'onde propagation et β est la constante de phase qui caractérise la propagation.

A l'aide des ondes E_+ et E_- appelées ondes directe et rétrograde, respectivement, le coefficient de réflexion peut se calculer tout au long de la ligne [38]

$$\rho(z) = \frac{E_-(z)}{E_+(z)} = \frac{Z(z) - Z_c}{Z(z) + Z_c} \quad 2-13$$

où $Z(z)$ est l'impédance à la position " z ".

2.3 Théorie de la ligne de transmission uniforme

La théorie des lignes de transmission constitue le pont entre l'analyse de champs électromagnétiques et la base de théorie des circuits. Il est donc très important dans l'analyse des circuits et dispositifs électriques. Le phénomène de propagation d'onde dans les lignes de transmission peut être approché à partir d'une simplification des équations de Maxwell et se présenter sous forme d'équations de circuits électriques [36].

Les équations générales de ligne de transmission sont appelées les équations des télégraphiques. Un tronçon de longueur « $d\ell$ » d'une ligne de transmission avec perte et de section uniforme en mode TEM peut être représenté par un schéma équivalent composé par les éléments $R.dz$, $L.dz$, $C.dz$ et $G.dz$, connectés en série et en parallèle illustré dans la Figure 2.1b dont R , L , C et G sont des valeurs linéiques de la résistance, l'inductance, la capacitance et la conductance, respectivement [38]. Afin de représenter la ligne par des éléments de circuit équivalent de façon adéquate, la longueur de la ligne doit être inférieure ou égale au dixième de la longueur d'onde :

$$d\ell \leq \frac{\lambda_{min}}{10} \rightarrow d\ell \leq \frac{v_p}{10 f_{max}} \quad 2-14$$

Dans certains cas, elle doit être inférieure à $(\lambda/20)$ pour que les modèles de circuit équivalents puissent caractériser ce qui est véritablement un phénomène à paramètres distribués de la ligne.

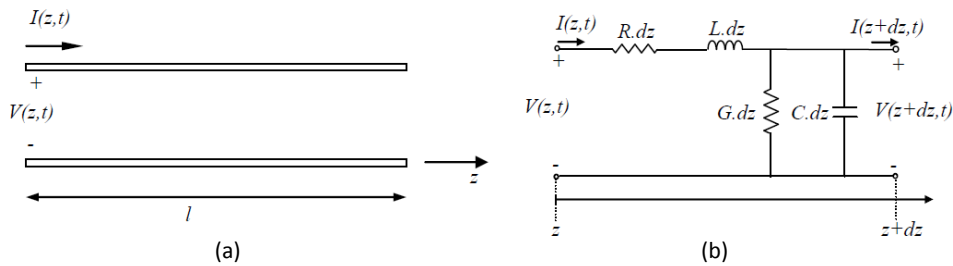


Figure 2.1 : (a) définition de la tension et du courant sur une ligne de transmission de longueur L ; (b) Modèle du circuit équivalent pour une longueur infinitésimale de la ligne [10].

Le champ électrique et le champ magnétique de l'onde électromagnétique donnent naissance à $V(z,t)$, la différence de potentiel entre les conducteurs de la ligne, et $I(z,t)$, le courant qui se déduit par les équations [36] :

$$\frac{\partial V(z,t)}{\partial z} = -L \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} - RI(z,t) \quad 2-15$$

$$\frac{\partial I(z,t)}{\partial z} = -C \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} - GV(z,t) \quad 2-16$$

Les équations de propagation peuvent être résolues soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Afin de simplifier nos calculs analytiques dans les étapes suivantes, nous nous intéresserons ici à la résolution des équations de propagation dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas nous supposons que les sources d'excitation sont sinusoïdales. Dans le domaine fréquentiel, en remplaçant $\partial/\partial t \rightarrow j\omega$ dans les équations 2-15 et 2-16 s'écrivent [36] :

$$\frac{d\hat{V}(z)}{dz} = -(R + j\omega L)\hat{I}(z) \quad 2-17$$

$$\frac{d\hat{I}(z)}{dz} = -(G + j\omega C)\hat{V}(z) \quad 2-18$$

Puis une deuxième dérivée permet d'obtenir :

$$\frac{\partial^2 \hat{V}(z)}{dz^2} = -(R + j\omega L)\frac{\partial \hat{I}(z)}{dz} \quad 2-19$$

$$\frac{\partial^2 \hat{I}(z)}{\partial z^2} = -(G + j\omega C)\frac{\partial \hat{V}(z)}{\partial z} \quad 2-20$$

Les équations 2-19 et 2-20 sont appelées équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel. Lorsqu'on substitue $Z = R + j\omega L$ et $Y = G + j\omega C$ et ensuite en dérivant ces équations par rapport à "z" et "t", ce système devient :

$$\frac{d^2 \hat{V}(z)}{dz^2} = ZY \hat{V}(z) = \gamma^2 \hat{V}(z) \quad 2-21$$

$$\frac{d^2 \hat{I}(z)}{dz^2} = ZY \hat{I}(z) = \gamma^2 \hat{I}(z) \quad 2-22$$

La solution de ces équations différentielles 2-21 et 2-22 est :

$$V(z) = V_+ e^{-\gamma z} + V_- e^{+\gamma z} \quad 2-23$$

$$I(z) = \frac{V_+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_-}{Z_0} e^{+\gamma z} \quad 2-24$$

où l'impédance caractéristique de la ligne est complexe :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad 2-25$$

Dans la pratique il est souvent considéré une ligne de transmission sans pertes ou à très faibles pertes dont la résistance linéique R' et une conductance linéique G' pratiquement nulles sur les lignes ($R \approx G \approx 0$). Avec ces approximations, les équations 2-21 et 2-22 se simplifient comme:

$$\frac{d^2 \hat{V}(z)}{dz^2} = \omega^2 LC \hat{V}(z) \quad 2-26$$

$$\frac{d^2 \hat{I}(z)}{dz^2} = \omega^2 LC \hat{I}(z) \quad 2-27$$

où la constante de propagation devient :

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (\alpha = 0) \quad 2-28$$

Dans ce cas sans pertes, l'expression de l'impédance caractéristique, l'approximation peut s'écrire :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 2-29$$

Dans ces conditions, l'impédance caractéristique de la ligne est un nombre purement réel. Nous noterons au passage que la vitesse de propagation, appelée aussi vitesse de phase, dans une ligne de transmission sans (ou à très faibles) pertes en mode TEM et aussi quasi-TEM s'exprime par:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad 2-30$$

où ϵ est la permittivité μ est la perméabilité du milieu.

Un paramètre important dans nos études qui constitue la base du principe de la réflectométrie, est le coefficient de réflexion. Chaque discontinuité dans un câble est associée à un coefficient de réflexion qui donne des informations sur le comportement de propagation des signaux le long du câble et la quantité d'énergie renvoyée vers la source.

Etudions le cas d'une ligne placée entre une source V_s d'impédance Z_s et une impédance de charge Z_L comme représenté à la Figure 2.2.

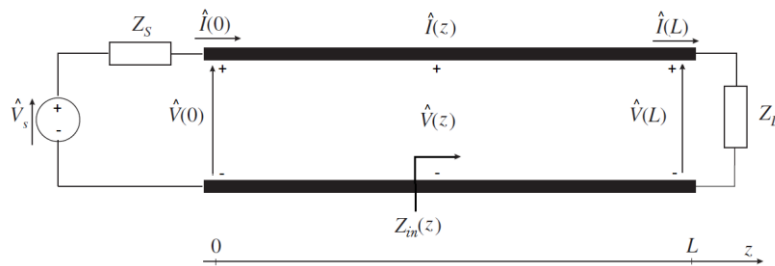


Figure 2.2 : ligne de transmission entre source et impédance de charge dans le domaine fréquentiel.

Le facteur de réflexion, en un point quelconque de z de la ligne, est défini par le rapport des tensions de l'onde rétrograde et de l'onde progressive [35] :

$$\rho(z) = \frac{\hat{V}_- e^{+\gamma z}}{\hat{V}_+ e^{-\gamma z}} = \frac{\hat{V}_-}{\hat{V}_+} e^{+2\gamma z} = \rho(0) e^{+2\gamma z} \quad 2-31$$

Le facteur de réflexion peut aussi se définir par l'impédance localisée de la ligne. L'impédance localisée en un point quelconque le long de la ligne est définie par le rapport de la tension à cet endroit et le courant en ce point

$$Z(z) = \frac{\hat{V}(z)}{\hat{I}(z)} = \frac{\hat{V}_+ e^{-\gamma z} [1 + \rho(z)]}{Y_0 \hat{V}_+ e^{-\gamma z} [1 - \rho(z)]} = Z_0 \frac{1 + \rho(z)}{1 - \rho(z)} \quad [\Omega] \quad 2-32$$

Le facteur de réflexion se déduit de l'impédance localisée par

$$\rho(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0} \quad 2-33$$

Un paramètre important de la ligne est l'impédance d'entrée de la ligne en tout point sur la ligne. L'impédance d'entrée de la ligne est l'impédance de la ligne vue par la source c.-à-d. le quotient de la tension et du courant a ce point [35]:

$$Z_{in}(0) = Z_0 \frac{1 + \rho(0)}{1 - \rho(0)} \quad [\Omega] \quad 2-34$$

Donc l'impédance d'entrée d'une ligne de longueur L est :

$$Z_{in}(0) = Z_c \frac{1 + \rho(L)e^{-2\gamma L}}{1 - \rho(L)e^{-2\gamma L}} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma \ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma \ell)} \quad [\Omega] \quad 2-35$$

L'impédance de la ligne vue par la source est particulièrement importante dans nos études sur le coefficient de la réflexion à l'entrée de la ligne où nous avons un point d'accès pour pouvoir faire nos mesures. Donc, le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne ($z=0$) est obtenu par

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in}(0) - Z_s}{Z_{in}(0) + Z_s} \quad 2-36$$

où Z_s est l'impédance de la source.

2.4 Analyse d'une ligne affectée par un défaut non franc

Une ligne de transmission ayant des propriétés variables en fonction de la position (ex. permittivité) présente des changements d'impédance caractéristique le long de la ligne, considérée alors comme une ligne de transmission non-uniforme. Nous nous intéresserons ici à analyser dans les domaines fréquentiel et temporel une ligne avec une portion abimée.

Pour le cas avec un défaut non franc sur une portion de la ligne (voir la Figure 2.3), le tronçon de ligne de transmission peut être représenté par un changement d'impédance, dont l'impédance caractéristique de la ligne est Z_0 , et l'impédance du défaut est de Z_d .

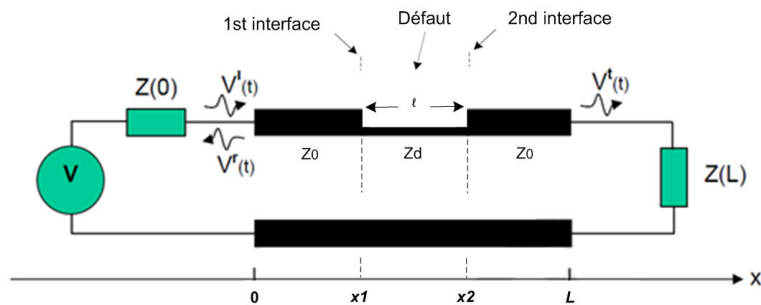


Figure 2.3 : ligne de transmission non-uniforme [2].

L'équation des télégraphistes dans le domaine fréquentiel pour le modèle de la ligne de transmission non-uniforme se modifie en remplaçant les quatre composantes R , L , C et G par des composantes spatialement variables :

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -L(x) \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} - R(x)I(x,t) \quad 2-37$$

$$\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = -C(x) \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} - G(x)V(x,t) \quad 2-38$$

Où l'impédance caractéristique de la ligne est sous la forme suivante :

$$Z(x) = \sqrt{\frac{R(x) + j\omega L(x)}{G(x) + j\omega C(x)}} \quad 2-39$$

Dans le cas sans pertes où $R \approx G \approx 0$, l'impédance caractéristique peut être néanmoins complexe à cause d'autres pertes qui dépendent de la nature du défaut non franc (p. ex. pertes du rayonnement dans le cas de l'endommagement sur le blindage).

La non-uniformité de la ligne entraîne des réflexions multiples qui apparaissent en raison de petites variations d'impédance au niveau des interfaces séparant les sections de câble et de la

zone défectueuse: $x = x_1$ et $x = x_2$. À chaque interface de la discontinuité, une partie du signal est réfléchié et le reste est transmis.

2.4.1 Solution fréquentielle

Avant de simuler cette configuration de défaut non franc dans le chapitre suivant, il est nécessaire de comprendre la réponse au signal incident. Nous utilisons une méthode analytique basée sur une approche fréquentielle afin de calculer les coefficients de réflexion et de transmission d'une partie abimée de la ligne. La Figure 2.4 illustre les réflexions multiples dues à la zone défectueuse.

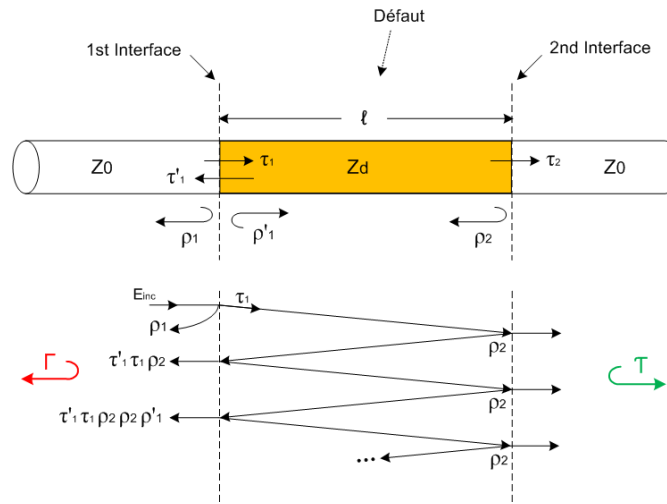


Figure 2.4 : Réflexions multiples à la zone défectueuse.

Le coefficient de réflexion total " $\Gamma(\omega)$ " à l'entrée de la zone et le coefficient de transmission total à la fin de cette zone sont calculés à partir de ces équations [38] :

$$\Gamma(\omega) = \frac{\rho_1 + \rho_2 e^{-2\gamma\ell}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma\ell}} \quad 2-40$$

$$T(\omega) = \frac{\tau_1 \tau_2 e^{-\gamma\ell}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma\ell}} \quad 2-41$$

où :

$$\rho_1 = \frac{z_d - z_0}{z_d + z_0} \quad : \text{Coefficient de réflexion primaire à la 1ère discontinuité ;}$$

$$\rho_2 = \frac{z_0 - z_d}{z_d + z_0} \quad : \text{Coefficient de réflexion primaire à la 2ème discontinuité ;}$$

$$\tau_1 = 1 + \rho_1 \quad : \text{Coefficient de transmission primaire à la 1ère discontinuité ;}$$

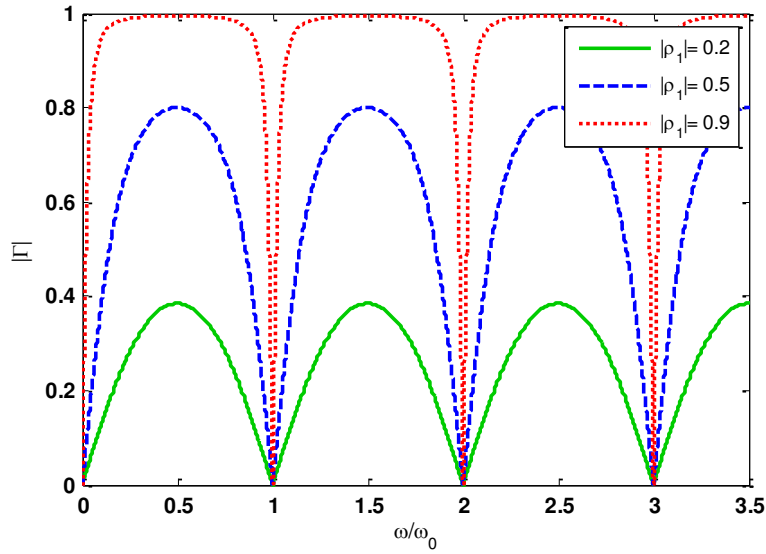
$$\tau_2 = 1 + \rho_2 \quad : \text{Coefficient de transmission primaire à la 2ème discontinuité ;}$$

$$\ell \quad : \text{la longueur physique de la zone abimée entre } x_1 \text{ et } x_2 \text{ [m] ;}$$

Afin de donner un exemple pour analyser la réponse de la réflexion en présence d'un défaut, nous considérons un cas simple d'une ligne sans perte avec $\gamma = j\beta$. En plus, lorsque les impédances caractéristiques des deux côtés du défaut $0 < x < x_1$ et $x_2 < x < \ell$ ont la même valeur Z_0 , nous avons $\rho_1 = -\rho_2$. A l'aide de toutes ces approximations et en substituant $\omega T = \beta \ell$ où $T = 2\ell/v_p$ est le délai temporel correspondant à un aller-retour de l'onde dans la zone défectueuse avec la vitesse de la propagation de v_p , l'expression 2-40 se simplifie et on obtient

$$\Gamma(\omega) = \frac{\rho_1(1 - e^{-j\omega T})}{1 - \rho_1^2 e^{-j\omega T}} \quad 2-42$$

La Figure 2.5 montre les réponses d'amplitude de la réflexion Γ pour les trois valeurs du facteur de réflexion : $|\rho_1| = 0.2, 0.5$ et 0.9 . On définit $\omega_0 = 2\pi/T$. L'expression précédente est alors périodique en ω avec une période ω_0 . Plus le facteur ρ_1 se rapproche à 1, plus le pic présente un sommet plat. En revanche plus ce facteur est petit, plus la réponse de l'amplitude ressemble à la fonction $|\sin(x)|$.


 Figure 2.5 : Réponse de la réflexion pour $|\rho_1|=0.2, 0.5$ et 0.9 .

Pour se limiter au cas du défaut non franc, en raison de faibles variations d'impédance, l'équation 2-42 peut être réduite encore par la suite à :

$$\Gamma(\omega) = \rho_1 (1 - e^{-j\omega T}) \quad 2-43$$

Ainsi, la réponse d'amplitude peut prendre la forme :

$$|\Gamma(\omega)| = 2|\rho_1| \left| \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right| \quad 2-44$$

L'équation 2-44 fournit l'expression dans le domaine fréquentiel de l'amplitude du coefficient de réflexion. Par l'équation 2-44, nous pouvons trouver la réflectivité maximale qui apparaît à $\omega = \pi/T$, qui indiquent la sévérité maximale du défaut

$$|\Gamma(\omega)|_{\max} = 2|\rho_1| \quad 2-45$$

Celle-ci indique que la valeur maximale dépendrait du facteur ρ_1 qui arrive à la fréquence $\omega_m = k\pi/T$ qui est définie par la longueur du défaut. Il apparaît ainsi évident que pour avoir une réflexion plus grande et proche du maximum qui permet d'une signature plus visible, que, plus la longueur du défaut est petite ($\ell \downarrow$), plus la fréquence du travail doit augmenter ($f \uparrow$).

2.4.2 Solution temporelle

Après des études sur les réponses dans le domaine fréquentiel, nous nous intéresserons ici à comprendre la réponse de la ligne abimée par un défaut dans le domaine temporel. Le coefficient de réflexion " Γ " présenté par l'équation 2-40, peut s'exprimer aussi par la somme de toutes les réflexions dans le domaine fréquentiel [38] :

$$\Gamma(\omega) = \rho_1 + (1 - \rho_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} (-\rho_1)^{n-1} \rho_2^n e^{-jn\omega T} \quad 2-46$$

La réponse temporelle peut se calculer par la transformée de Fourier discrète inverse :

$$\Gamma(t) = \rho_1 \delta(t) + (1 - \rho_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} (-\rho_1)^{n-1} \rho_2^n \delta(t - nT) \quad 2-47$$

où $\delta(t)$ est le signal incident et le premier terme $\rho_1 \delta(t)$ est la réflexion immédiate à l'instant de $t=0$ avec le coefficient de réflexion ρ_1 .

Pour un signal incident $u(t)$, la réponse temporelle de la réflexion globale initiée par le défaut s'obtient par la convolution de la réponse temporelle de $\Gamma(t)$ avec $u(t)$:

$$\begin{aligned} r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(\tau) \cdot u(t - \tau) d\tau \\ \Rightarrow &= \rho_1 u(t) + (1 - \rho_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} (-\rho_1)^{n-1} \rho_2^n u(t - nT) \end{aligned} \quad 2-48$$

La Figure 2.6 montre la réponse temporelle des réflexions multiples initiées par un défaut non franc obtenu par l'équation 2-48. Nous avons considéré un modèle de défaut non franc avec une variation d'impédance de -50% de l'impédance caractéristique de la ligne sans pertes sur une longueur de $L_f = 5\text{cm}$. Dans cet exemple, on utilise un signal gaussien avec la fréquence maximale de 10 GHz comme signal incident $u(t)$.

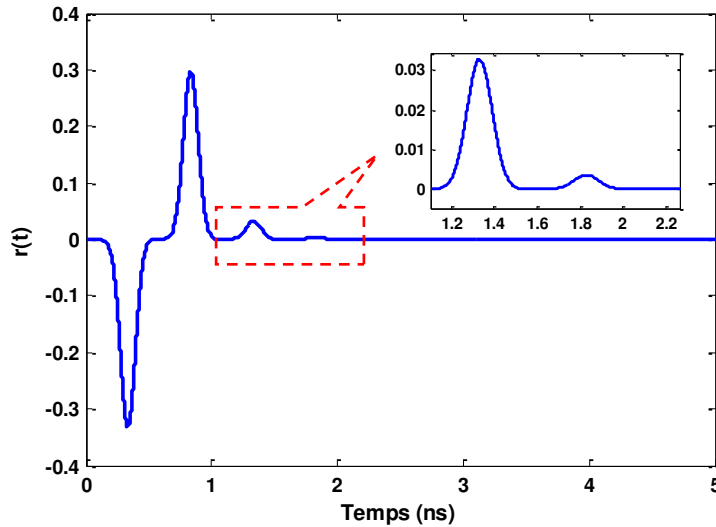


Figure 2.6 : La réponse temporelle initiée par un défaut non franc.

Selon les approximations appliquées dans la partie précédente, nous pouvons aussi simplifier l'équation 2-48 en supposant $\rho_1 = -\rho_2$ et en prenant en compte que le facteur ρ_1 sera petit dans le cas des défauts non francs et on obtient :

$$r(t) = \rho_1 (u(t) - u(t-T)) \quad 2-49$$

Lorsque la longueur de défauts " ℓ " est petite devant la longueur d'onde ($\ell < \lambda$), le facteur " T " sera suffisamment petit devant la largeur temporelle du signal $u(t)$. Donc, nous pouvons obtenir une réponse temporelle sous la forme d'une dérivée temporelle du signal $u(t)$:

$$r(t) = T\rho_1 \left(\frac{u(t) - u(t-T)}{T} \right) = T\rho_1 u'(t) \quad 2-50$$

Cela explique d'abord la forme du signal réfléchi qui est en forme de dérivée temporelle du signal incident (source) lorsque " T " est assez petit devant la largeur temporelle du signal incident.

Dans l'équation 2-50, le terme " $T\rho_1$ " a une valeur très petite et cela explique l'importance de choisir un signal d'excitation dont la dérivée temporelle doit avoir un facteur important (pente du signal grande) pour pouvoir amplifier suffisamment la réponse des signaux réfléchis. Pour don-

ner un exemple, on utilise un signal gaussien comme une source. La réponse temporelle des signaux réfléchis devient :

$$\begin{aligned}
 r(t) &\simeq T \rho_1 \frac{d\left(u_0 e^{-a_0^2(t-t_0)^2}\right)}{dt} \\
 &= -2a_0^2 T \rho_1 (t-t_0) u_0 e^{-a_0^2(t-t_0)^2} \\
 &= -2a_0^2 T \rho_1 (t-t_0) u(t)
 \end{aligned}
 \tag{2-51}$$

" a_0 " est une fréquence caractéristique de la gaussienne. Plus cette fréquence est grande, plus la gaussienne est étroite. Cela signifie que lorsque ce paramètre augmente, l'amplitude de $r(t)$ devient plus importante et aura donc une valeur assez grande pour être détectable par des appareils de mesure. Cela revient à dire que le signal devra être choisi le plus fin possible pour être bien détectable.

La Figure 2.7 représente les signaux réfléchis temporels calculés pour un modèle de défaut non franc par la simulation numérique qui sera présentée dans le chapitre suivant et l'approche analytique dans le domaine temporel par l'équation 2-51. Les calculs sont effectués pour un cas où seule la gaine diélectrique du câble est dégradée sur une longueur $L_f = 2.5$ cm et avec la variation d'impédance de -20% de l'impédance caractéristique ($\rho_1 \approx -0.1$).

L'alimentation de la ligne fournit une source d'excitation gaussienne avec la fréquence maximale de 3GHz dans la Figure 2.7a et de 1GHz dans la Figure 2.7b. En comparant ces deux figures, nous observons plus de similarité entre la simulation numérique et l'approche analytique pour $f_{\max} = 1$ GHz. Ceci est dû au fait qu'en diminuant la fréquence, le signal incident devient plus large devant la taille du défaut et donc notre approximation, liée à la dérivée temporelle du signal incident, sera plus précise.

A propos de l'intensité de la réflexion, la Figure 2.7a montre que le signal incident avec la fréquence la plus grande ($f_{\max} = 3$ GHz) est beaucoup plus affecté par le défaut et donc l'amplitude du signal réfléchi est plus grande par rapport à celui avec $f_{\max} = 1$ GHz. Ceci est dû au fait qu'en

augmentant la fréquence, la largeur d'onde incidente $u(t)$ diminue et sa dérivée présente une valeur plus importante qu'en basses fréquences.

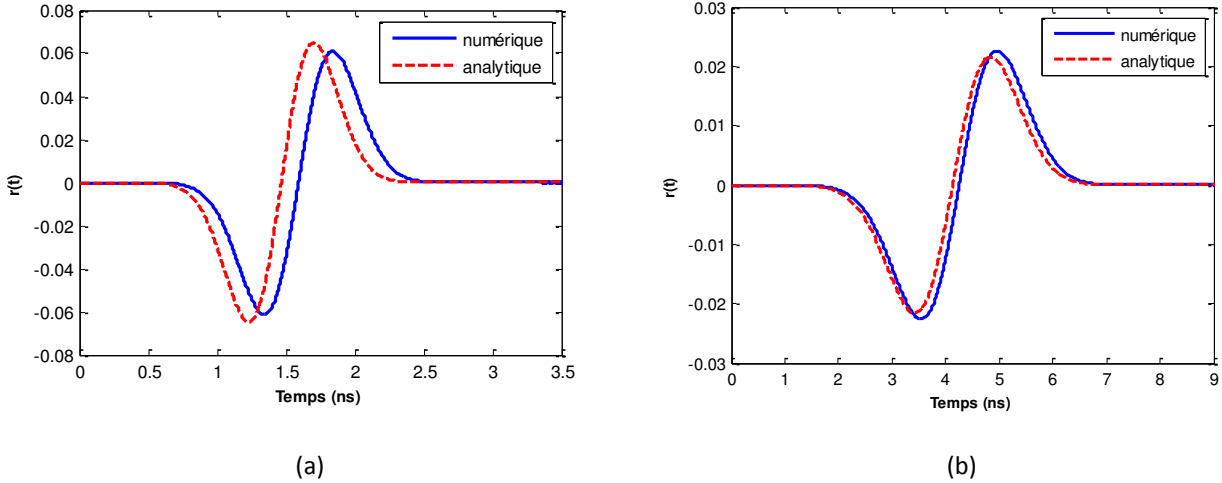


Figure 2.7 : La réponse temporelle initiée par un défaut non franc pour $|p1| \approx 0.1$: (a) $f_{\max} = 3\text{GHz}$, (b) $f_{\max} = 1\text{GHz}$.

2.4.3 Paramètres-S

Après la connaissance des signaux incident (S_{inc}), réfléchis ($S_{réf}$) et transmis (S_{tra}) dans le domaine temporel, nous avons la possibilité de calculer les paramètres de répartition S de la ligne qui fournissent les coefficients de la réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}). L'utilisation des paramètres-S constitue une pratique utile dans le calcul numérique du modèle dans le domaine temporel pour représenter l'effet observé dans le domaine fréquentiel lorsqu'une onde incidente rencontre une discontinuité [36].

$$S_{11}(f) = \frac{T.F\{S_{réf}\}}{T.F\{S_{inc}\}} \quad 2-52$$

$$S_{21}(f) = \frac{T.F\{S_{tra}\}}{T.F\{S_{inc}\}} \quad 2-53$$

où " $T.F$ " est la Transformée de Fourier.

Pour le résultat illustré à la Figure 2.6, le coefficient de réflexion peut se calculer en fonction de la fréquence par l'équation 2-52 en connaissant les deux signaux temporels réfléchi et incident. Dans la Figure 2.8 les résultats sont illustrés pour deux cas où toutes les réflexions sont prises en compte (S_1) et dans l'autre seulement les deux premières réflexions qui sont plus importantes (S_2). Ceci montre l'importance de la prise en compte de toutes les réflexions dans nos calculs de paramètres-S.

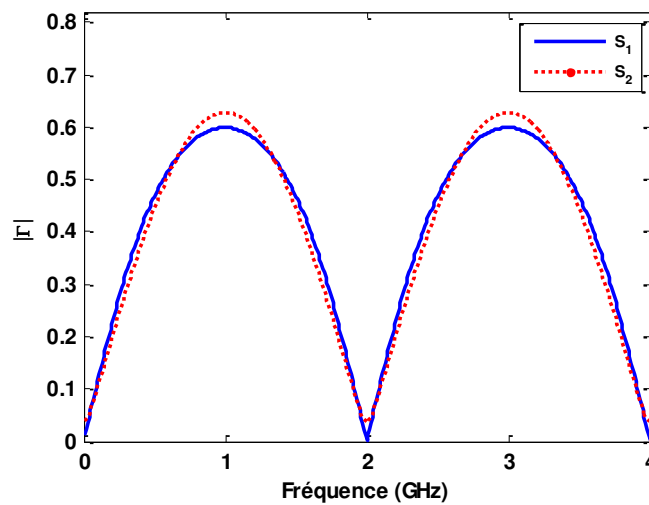


Figure 2.8 : Réponse de la réflexion ($|S_{11}|$).

2.5 Caractérisation du défaut

Comme nous l'avons étudié dans les sections précédentes, un tronçon de ligne de transmission de longueur « $d\ell$ » peut être remplacé par des circuits équivalents en différentes topologies avec des éléments de la ligne de transmission (RLCG), appelées paramètres distribués de la ligne. La modélisation par les paramètres distribués permet d'analyser la ligne avec des éléments de circuit en 1-D et d'étudier leur variation au long de la ligne lorsque qu'ils ne sont pas constants dus à la non-uniformité de la ligne.

Un défaut franc ou non franc sur une ligne de transmission peut être considéré comme une variation locale de ces paramètres distribués RLCG et caractérisé par ces éléments. La caractérisation du défaut en termes d'éléments de circuit permet de faire une étude paramétrique sur le comportement électrique du défaut qui est influencé par les types et le degré de la dégradation du défaut.

L'approche proposée consiste à étudier d'abord le problème direct en modélisant électriquement les défauts non francs à partir des signatures obtenues. Le comportement électrique du défaut, équivalent à une discontinuité d'impédance sur la ligne se traduit par l'adjonction de composants localisés à l'endroit du défaut. La modélisation électrique permet ainsi de comprendre la forme des signaux.

Avec les paramètres de la matrice de chaîne, un circuit complexe peut être réalisé sous forme d'éléments simples en série et en parallèle, et l'ensemble des paramètres de chaîne se détermine par une série de multiplications matricielles. Par exemple, le circuit présenté dans la Figure 2.9, est composé de façon symétrique par deux éléments en série et un élément en parallèle.

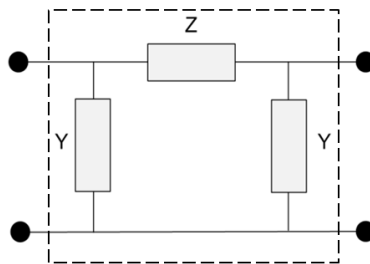


Figure 2.9 : le schéma équivalent modélisé par les paramètres de chaîne.

La matrice globale des paramètres de chaîne du circuit équivalent proposé dans la Figure 2.9, s'exprime sous la forme suivante [39]:

$$[C_T] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \right)^N \quad 2-54$$

où $[C_T]$ est la matrice globale des paramètres de chaîne mis en cascade en N sections : $[C_T] = [C_A]^N$. Les deux éléments d'impédance et d'admittance sont en format complexe composés par des éléments de la ligne de transmission : $Z = R + j\omega L$ et $Y = (G + j\omega C)/2$.

Connaissant les variations des paramètres de la matrice de répartition S de la portion du câble, nous pouvons les convertir en matrice de chaîne qui nous permet caractériser le défaut en termes des paramètres RLCG à partir de l'équation 2-54. La Figure 2.10 montre en résumé le processus suivi au cours de nos études qui permet de modéliser une portion d'une ligne par des pa-

ramètres RLCG à partir de mesures des signaux incident, réfléchi et transmis permettant de calculer la matrice S.

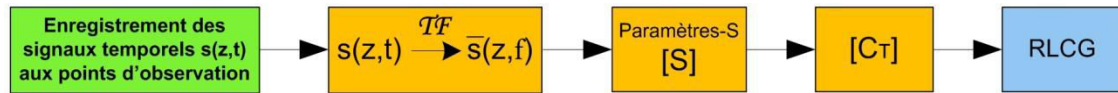


Figure 2.10 : Schéma présentant le processus de la méthode.

2.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, l'impact d'un défaut non franc a été présenté sur la réponse de réflectométrie dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Des études analytiques ont été montrées afin d'étudier des modèles du défaut avec une faible variation d'impédance qui est le cas généralement pour un défaut non franc.

Nous avons montré la démarche utilisée qui permet de modéliser la zone défectueuse par des éléments RLCG de la ligne de transmission. Il s'agit de calculer des résultats des paramètres-S de la portion abimée de la ligne. Ces paramètres peuvent se déterminer par des simulations numériques ou par des mesures expérimentales qui nous donnent la réponse d'un modèle plus précis du défaut alors que l'analyse analytique est incapable de prendre en compte l'effet tridimensionnel du modèle.

Dans le chapitre suivant sur la modélisation du défaut par des approches numériques on va étudier un type de défaut non franc et illustrer son impact par des résultats des paramètres-S. Ensuite, dans le chapitre 5 différents types de défauts vont être étudiés. Les résultats des paramètres-S obtenus visent à exprimer l'influence du défaut en termes de paramètres "circuit" et à modéliser le défaut par des paramètres RLCG à l'aide de la démarche présentée dans ce chapitre.

Chapitre 3 : Modélisation tridimensionnelle des défauts non francs

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, l'importance de l'analyse et de la modélisation numérique des défauts non francs ont été soulignées. Dans ce travail de thèse, nous envisagerons dans un premier temps la caractérisation électromagnétique précise d'une zone d'un câble localisée au voisinage d'un défaut non franc. Il s'agira alors de modéliser les phénomènes et en déduire leur influence sur la propagation dans le câble.

Différentes approches numériques peuvent être utilisées pour cette modélisation électromagnétique de défaut non franc selon la manière dont l'étude est abordée et la précision recherchée. L'étude sur les méthodes numériques en électromagnétisme doit s'appuyer sur la base fondamentale de l'électromagnétisme représentée par les équations de Maxwell. On utilise les méthodes numériques pour les résoudre de manière approchée. Ces équations sont notamment utilisées pour modéliser les problèmes de propagation d'ondes électromagnétiques.

Pour pouvoir discrétiser les équations de Maxwell par un algorithme de calcul numérique afin de résoudre de manière approchée le problème, deux méthodes numériques seront exploitées et comparées : d'une part la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD²) en coordonnées cylindriques et d'autre part, la méthode de Galerkin-discontinu (DG³). Les résultats de ces méthodes conduiront à exprimer précisément les perturbations engendrées par le défaut sur la propagation des signaux au long de la ligne.

² Finite Differences in Time Domain

³ Discontinuous Galerkin

3.2 Modélisation dans le domaine temporel par 3D-FDTD

3.2.1 Principe de la méthode FDTD

La méthode 3D-FDTD est introduite dans ce travail de thèse pour effectuer l'analyse tridimensionnelle de la ligne de transmission avec un défaut non franc. L'outil de simulation basé sur cette méthode a été développé en coordonnées cylindriques tridimensionnelles, au laboratoire ESYCOM, en utilisant le langage de programmation C.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel est une technique d'analyse numérique qui permet de résoudre des équations différentielles dépendantes du temps [40]. La résolution de ce problème impose une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell sur un ensemble de mailles constituant l'espace considéré. La discrétisation du volume de calcul se traduit par la construction d'un maillage tridimensionnel de la structure. Pour ce qui est des équations de Maxwell, nous utiliserons l'approche de la dérivée centrée.

Parmi les différentes méthodes numériques utilisées dans les problèmes électromagnétiques, le point fort de la méthode FDTD vient du fait qu'elle tient compte de tous les phénomènes électromagnétiques et permet une caractérisation dans une large bande de fréquences d'une structure avec une seule simulation temporelle.

Après avoir imposé une excitation, les valeurs des champs électrique et magnétique seront calculées en chaque point de la structure, à chaque instant, ce qui permettra d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique dans tout le volume de calcul. En choisissant une excitation large bande, après transformée de Fourier des signaux temporels, il est possible de déterminer les paramètres de propagation, ainsi que les paramètres de répartition S en fonction de la fréquence.

La projection des deux équations rotationnelles de Maxwell 2-3 et 2-4 sur les trois axes de coordonnées x , y et z , fournissent six équations scalaires aux dérivées partielles, comportant les six composantes des champs électrique et magnétique [41] :

$$\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial z} \right] \quad 3-1a \quad \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial z} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} \vec{E}_x \quad 3-1d$$

$$\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right] \quad 3-1b \quad \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} \vec{E}_y \quad 3-1e$$

$$\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial y} \right] \quad 3-1c \quad \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial y} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} \vec{E}_z \quad 3-1f$$

Il s'agit donc d'implémenter ces équations dans le programme. Pour cela, nous allons les discrétiser selon l'approximation de la dérivée centrée [42].

C'est donc l'approximation centrée qui sera utilisée dans notre étude pour la discrétisation des dérivées partielles spatiales et temporelles présentes dans les équations de Maxwell. Cette approximation va donc permettre d'exprimer les six équations de Maxwell sur chaque intervalle.

3.2.2 Discrétisation des équations de Maxwell

3.2.2.1 Discrétisation spatiale et temporelle, la méthode en coordonnées cartésiennes

Pour pouvoir implémenter les équations rotationnelles de Maxwell 2-3 et 2-4 dans un algorithme de calcul numérique, il faut les discrétiser selon l'espace et le temps.

Pour expliquer la méthode FDTD on va considérer, de façon simple, une discrétisation en parallélépipèdes. L'espace est découpé en parallélépipèdes, introduits par Yee [41], comme celui présenté en coordonnées cartésiennes à la Figure 3.1.

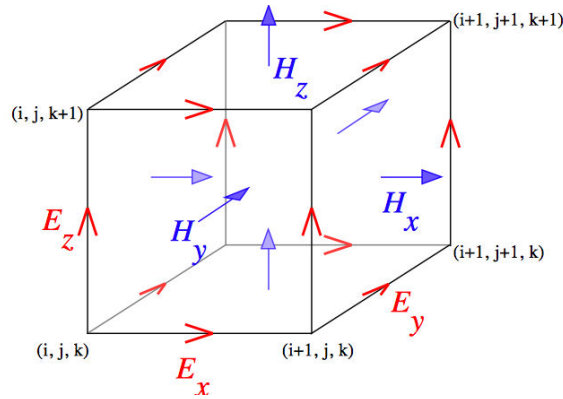


Figure 3.1: Cube de Yee utilisé pour la grille FDTD en trois dimensions [41].

Toutes les dérivées spatiales sont remplacées pas des différences finies, avec des mailles de dimensions Δx , Δy , Δz . La dérivation par rapport au temps est également discrétisée, avec un pas temporel Δt .

Les équations des expressions des différences finies pour les équations de Maxwell en trois dimensions pour un milieu homogène isotrope et sans pertes ($\sigma=0$), sont les suivantes [40]:

$$\frac{H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{E_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n - E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} \right] \quad 3-2a$$

$$\frac{H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{E_z \Big|_{i+1,j,k+1/2}^n - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta x} - \frac{E_x \Big|_{i+1/2,j,k+1}^n - E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta z} \right] \quad 3-2b$$

$$\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{E_x \Big|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1,j+1/2,k}^n - E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta x} \right] \quad 3-2c$$

$$\frac{E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} - E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i+1/2,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right] \quad 3-2d$$

$$\frac{E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1} - E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i,j+1/2,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i-1/2,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right] \quad 3-2e$$

$$\frac{E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1} - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right] \quad 3-2f$$

H en [A/m] et E en [V/m].

Les indices (i,j,k) indiquent la position selon (x,y,z) , tandis que l'indice n est lié à la discrétion dans le temps. Les composantes du champ électrique, définies au milieu des arêtes du cube, sont calculées aux temps $n\Delta t$, celles du champ magnétique, au milieu des faces du cube, aux temps $(n+1/2)\Delta t$. Une composante ne dépend que des événements de la période temporelle précédente.

Il faut noter que les différentes composantes sont définies à des endroits différents et à des temps différents, ce qui donne lieu à certaines difficultés lors de la spécification des conditions aux limites (dans des plans différents pour les différentes composantes).

3.2.2.2 Détermination du critère de stabilité

Pour assurer la stabilité des résultats et éviter les instabilités numériques, il faut que les distances entre nœuds (Δx , Δy et Δz) et le pas de temps satisfassent la relation [40]:

$$v_{max} \Delta t = 1 / \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}} \quad 3-3$$

où v_{max} est la vitesse maximale et Δx , Δy , Δz sont les pas de discrétisation spatiale.

En conséquence, le pas de temps pour le calcul doit être plus petit que le pas de temps correspondant à la propagation de l'onde sur une grille FDTD. Le pas d'échantillonnage est donc représenté ci-dessous par la relation :

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad 3-4$$

Si ce critère de stabilité n'est pas respecté, l'algorithme sera divergent.

Nous remarquons que les dimensions des grilles FDTD sont importantes et elles doivent être bien adaptées au milieu simulé. Les dimensions des grilles dépendent du milieu considéré et aussi de la fréquence de travail.

Pour minimiser les erreurs numériques et obtenir une bonne précision, le pas spatial maximal autorisé doit toujours être inférieur à $\lambda_{\min}/10$. La longueur d'onde minimale (λ_{\min}) est définie par la fréquence maximale de l'excitation et pour la plus grande constante diélectrique présente dans la structure.

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f} \quad 3-5$$

où "c" est la vitesse de la lumière et " ϵ_r " est la permittivité relative

3.2.3 Modélisation du problème cylindrique 3D

3.2.3.1 La méthode FDTD en coordonnées cylindriques en 3D

La méthode des différences finies permet d'étudier les champs qui varient dans le temps, en résolvant de façon numérique les équations de Maxwell en coordonnées cartésiennes. Le traitement dans le domaine temporel permet notamment d'étudier des régimes transitoires, des systèmes non linéaires, voire même des structures qui varient dans le temps et l'espace. Dans

d'autres systèmes de coordonnées, on obtient des relations similaires, mais qui sont nettement plus complexes.

Des grilles non cubiques ont été introduites pour traiter des structures dont les contours ont des formes complexes, par exemple dans le cas d'une ligne de transmission circulaire en trois dimensions. Lorsque la structure présente une symétrie cylindrique, le choix du système de coordonnées cylindriques pour la FDTD correspond mieux à la géométrie du problème et génère moins d'erreur de représentation que les coordonnées cartésiennes.

3.2.3.2 La discrétisation des équations de Maxwell en coordonnées cylindriques

La mise en œuvre de la méthode FDTD en coordonnées cylindriques et en trois dimensions nécessite la discrétisation des équations de Maxwell en coordonnées cylindriques en trois dimensions [43]. Les équations de Maxwell comportant le rotationnel en coordonnées cylindriques fournissent six équations scalaires, comportant les six composantes des champs électrique et magnétique, qui dépendent toutes les unes des autres. Ces équations pour un milieu linéaire, isotrope ($\mathbf{D}=\epsilon\mathbf{E}$, $\mathbf{B}=\mu\mathbf{H}$) et avec pertes (spécifiées par la conductivité $\sigma\neq 0$) ont la forme suivante :

$$\frac{\partial H_r}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_\theta}{\partial z} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \right] \quad 3-6a \quad \frac{\partial E_r}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta} - \frac{\partial H_\theta}{\partial z} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} E_r \quad 3-6d$$

$$\frac{\partial H_\theta}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial z} \right] \quad 3-16b \quad \frac{\partial E_\theta}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} E_\theta \quad 3-6e$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{1}{r} \left[\frac{\partial E_r}{\partial \theta} - \frac{\partial(rE_\theta)}{\partial r} \right] \quad 3-6c \quad \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \frac{1}{r} \left[\frac{\partial(rH_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} \right] - \frac{\sigma}{\epsilon} E_z \quad 3-6f$$

Faisant référence à la cellule de Yee en coordonnées cartésiennes, nous considérons une substitution typique des différences centrées pour dériver par rapport au temps et à l'espace pour une cellule de Yee en coordonnées cylindriques, comme celle présentée à la Figure 3.2.

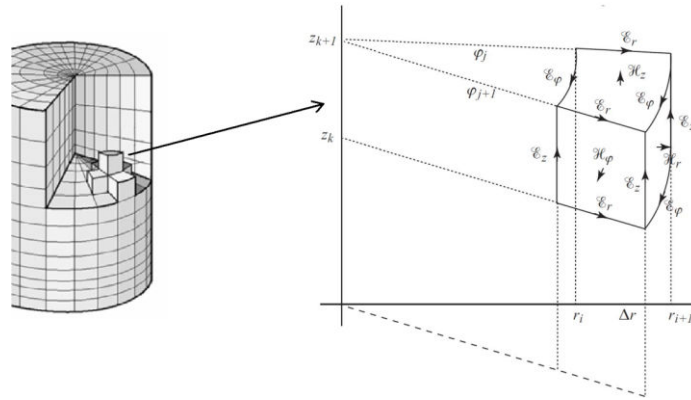


Figure 3.2: Cellule de Yee utilisée pour la grille FDTD en coordonnées cylindriques en trois dimensions [43].

Les expressions des différences finies pour les équations de Maxwell en coordonnées cylindriques en trois dimensions pour un milieu homogène, isotrope et avec pertes ($\sigma \neq 0$) sont les suivantes [44], [45]:

$$\frac{H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n - E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{(r_i) \Delta \theta} \right] \quad 3-7a$$

$$\frac{H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{E_z \Big|_{i+1,j,k+1/2}^n - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta r} - \frac{E_r \Big|_{i+1/2,j,k+1}^n - E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta z} \right] \quad 3-7b$$

$$\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \frac{1}{r_{i+1/2}} \left[\frac{E_r \Big|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta \theta} - \frac{(r_{i+1}) E_\theta \Big|_{i+1,j+1/2,k}^n - (r_i) E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta r} \right] \quad 3-7c$$

$$\frac{E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} - E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i+1/2,j-1/2,k}^{n+1/2}}{(r_{i+1/2}) \Delta \theta} - \frac{H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \sigma E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} \right] \quad 3-7d$$

$$\frac{E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1} - E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_r \Big|_{i,j+1/2,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i-1/2,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta r} \right] - \sigma E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} \quad 3-7e$$

$$\frac{E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1} - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{1}{r_i} \left[\frac{(r_{i+1/2}) H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - (r_{i-1/2}) H_\theta \Big|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta r} - \frac{H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_r \Big|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta \theta} - \sigma E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} \right] \quad 3-7f$$

H en [A/m] et E en [V/m].

3.2.3.3 Equations implantées dans l'algorithme de la FDTD

Pour implémenter les équations pour la FDTD, on simplifie d'abord les équations en introduisant un pas spatial et en pas temporel. Dans ces équations, nous avons besoin d'estimer la valeur des champs électrique à l'instant « $n+\frac{1}{2}$ », en fonction des valeurs à « n » et « $n+1$ » pour le terme contenant la conductivité. Une très bonne façon est de calculer une moyenne en utilisant les termes stockés [43]:

$$E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} + E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{2} \quad 3-8a$$

$$E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} = \frac{E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1} + E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{2} \quad 3-8b$$

$$E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} = \frac{E_r \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1} + E_r \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{2} \quad 3-8c$$

En insérant ces formules dans les équations précédentes et après les simplifications des deux cotés de l'équation, nous obtenons une nouvelle série d'équations :

$$E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} E_r \Big|_{i+1/2,j,k}^n + \frac{2\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \left[\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i+1/2,j-1/2,k}^{n+1/2}}{(r_{i+1/2})\Delta\theta} - \frac{H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right] \quad 3-9a$$

$$E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1} = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} E_\theta \Big|_{i,j+1/2,k}^n + \frac{2\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \left[\frac{H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_r \Big|_{i,j+1/2,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i-1/2,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta r} \right] \quad 3-9b$$

$$E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1} = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n + \frac{2\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \frac{1}{r_i} \left[\frac{(r_{i+1/2})H_\theta \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - (r_{i-1/2})H_\theta \Big|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta r} - \frac{H_r \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_r \Big|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta\theta} \right] \quad 3-9c$$

3.2.4 Conditions aux limites absorbantes (ABC⁴)

Le domaine de calcul, dans lequel sont résolues les équations aux différences finies, n'est pas infiniment grand, la taille est naturellement limitée par la capacité de la mémoire de l'ordinateur et par le temps de calcul. Dans le cas des structures ouvertes dans lesquelles l'onde se propage en espace libre, il serait impossible d'étendre le domaine du calcul à l'infini.

Pour pouvoir étudier également des structures très grandes ou ouvertes comme les lignes de transmissions, on introduit une frontière absorbante, qui simule un milieu infini (adaptation sans réflexion). Une onde qui se propage vers l'extérieur n'est pas réfléchiée par cette frontière absorbante et on peut ainsi utiliser la méthode numérique pour étudier des phénomènes électromagnétiques dans une portion de la structure étudiée.

Nous allons d'abord représenter les résultats des conditions absorbantes du 1^{er} ordre que nous avons utilisées dans nos études au début car elles sont plus simples et donnent des résultats satisfaisants. Ensuite nous verrons les résultats des parois absorbantes du 2nd ordre avec les équations

⁴ Absorbing Boundary Condition

tions de propagation des ondes développées à l'ordre 2. Enfin, nous allons faire une comparaisons entre 1^{er} ordre de G. Mur [46] et le 2nd ordre [47].

3.2.4.1 Etude du 1^{er} ABC's

Les équations générales de propagation pour le champ électrique E_p peut se réduire aux deux formes pour des ondes régressive et progressive (équations de propagation d'Alembert [35]). Ces deux équations peuvent être utilisées pour simuler l'espace infini dans les grilles de la FDTD aux frontières de droites (où $z=L$) et de gauche (où $z=0$), respectivement, afin de modéliser un modèle d'une ligne coaxiale (voir la Figure 3.7) [46]. La discrétisation des dérivées temporelle et spatiale de ces équations s'écrit sous forme suivante :

$$E_{\rho} \Big|_1^{n+1} = E_{\rho} \Big|_2^n + \left[\frac{v_p \Delta t - \Delta z}{v_p \Delta t + \Delta z} \right] \left[E_{\rho} \Big|_2^{n+1} - E_{\rho} \Big|_1^n \right] \quad 3-10$$

pour les nœuds de la paroi de gauche (le plan $z = 0$ au point de maillage $k=1$ juste au frontière du volume de calcul).

$$E_{\rho} \Big|_{k_{\max}}^{n+1} = E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-1}^n + \left[\frac{v_p \Delta t - \Delta z}{v_p \Delta t + \Delta z} \right] \left[E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-1}^{n+1} - E_{\rho} \Big|_{k_{\max}}^n \right] \quad 3-11$$

pour la paroi droite (le plan $z=L$ au point de maillage $k=k_{\max}$ juste au frontière du volume de calcul).

Dans la méthode FDTD, il faut noter que le champ magnétique se calcule au centre des faces de la grille FDTD, donc la connaissance du champ magnétique à l'extérieur du volume de calcul n'est plus nécessaire. En conséquence, nous avons utilisé l'équation de la propagation d'onde pour le champ électrique en mode TEM dans nos études, pour imposer les conditions absorbantes aux frontières du modèle du câble.

La Figure 3.3 représente l'évolution temporelle de la gaussienne avec les conditions absorbantes d'ordre 1 imposées aux frontières du modèle du câble. Le signal gaussien se propage

tout au long de la ligne en gardant sa forme et les retours dus aux parois absorbantes aux deux extrémités de la ligne inférieurs à $2E-4$ ($E_{ref} < 0.0002$).

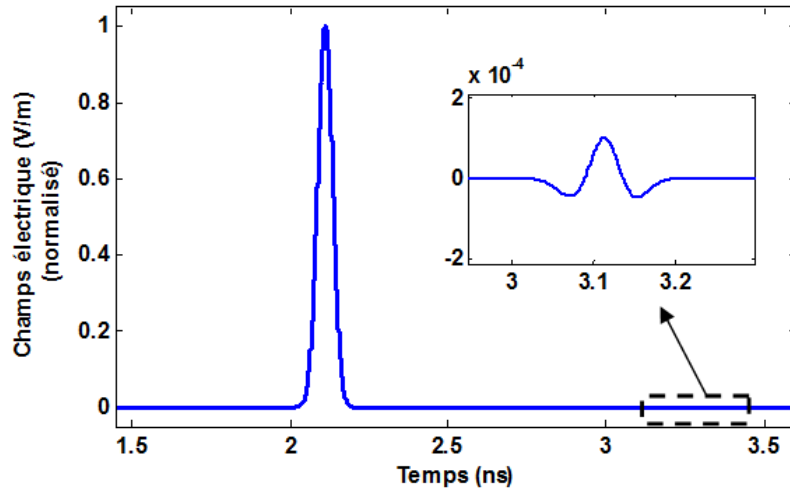


Figure 3.3: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour des parois absorbantes d'ordre "1".

3.2.4.2 Etude du 2nd ordre ABC's

L'équation du 1^{er} ordre fournit le résultat du champ aux frontières avec une manière approximative. Selon le résultat du champ réfléchi illustré à la Figure 3.3, le résultat n'est pas assez proche de zéro. Dans de nombreux cas, le champ réfléchi par le 1^{er} ordre est inacceptable. Une solution plus précise qui donne un résultat bien proche de zéro, peut être obtenue par application de l'opérateur d'alembertien⁵ double (\square^2) dans les équations de propagation d'onde [47], [48]. Après résolution des nouvelles séries des équations et l'approximation au second ordre, la nouvelle série des discrétisations des dérivées temporelle et spatiale des équations pour obtenir la condition absorbante des nœuds de la paroi de gauche et droite peuvent s'écrire sous les formes suivantes :

⁵ L'opérateur d'alembertien : $\square = \frac{1}{v_p^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \nabla^2$

$$\begin{aligned}
 E_{\rho} \Big|_1^{n+1} &\simeq \frac{-1}{1/S_c + 2 + S_c} \left\{ (1/S_c + 2 + S_c) \left[E_{\rho} \Big|_3^{n+1} + E_{\rho} \Big|_1^{n-1} \right] \right. \\
 &+ 2(S_c - 1/S_c) \left[E_{\rho} \Big|_1^n + E_{\rho} \Big|_3^n - E_{\rho} \Big|_2^{n+1} - E_{\rho} \Big|_2^{n-1} \right] \\
 &\left. - 4(S_c + 1/S_c) E_{\rho} \Big|_2^n \right\} - E_{\rho} \Big|_3^{n-1}
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\rho} \Big|_{k_{\max}}^{n+1} &\simeq \frac{-1}{1/S_c + 2 + S_c} \left\{ (1/S_c + 2 + S_c) \left[E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-2}^{n+1} + E_{\rho} \Big|_{k_{\max}}^{n-1} \right] \right. \\
 &+ 2(S_c - 1/S_c) \left[E_{\rho} \Big|_{k_{\max}}^n + E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-2}^n - E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-1}^{n+1} - E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-1}^{n-1} \right] \\
 &\left. - 4(S_c + 1/S_c) E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-1}^n \right\} - E_{\rho} \Big|_{k_{\max}-2}^{n-1}
 \end{aligned} \tag{3-13}$$

$$\text{où } S_c = \frac{v_p \Delta t}{\Delta z}$$

La Figure 3.4 représente l'évolution temporelle de la gaussienne avec les conditions absorbantes d'ordre 2 imposées aux frontières du modèle du câble. Le signal gaussien se propage tout au long de la ligne en gardant sa forme et les retours dus aux parois absorbantes aux deux extrémités de la ligne inférieurs à $2.5E-8$ ($E_{réf} < 2.5 \times 10^{-8}$).

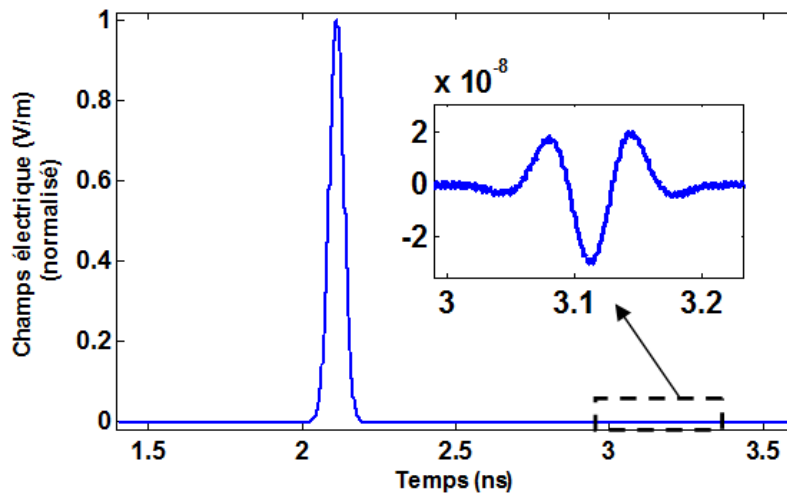


Figure 3.4: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour des parois absorbantes d'ordre "2".

3.2.4.3 Comparaison entre 1^{er} et 2nd ordre conditions absorbantes

La méthode FDTD a été développée pour un cas d'étude tridimensionnelle en coordonnées cylindriques qui permet de faire la modélisation cylindrique du câble en 3D. Dans cette partie, nous allons faire une comparaison entre le 1^{er} ordre et le 2nd ordre. Pour donner un exemple, la Figure 3.5 présente l'évaluation du signal gaussien dans les domaines temporel pour ces deux type des parois absorbantes placés aux deux extrémités d'une ligne coaxiale simulée avec une longueur de 50 cm.

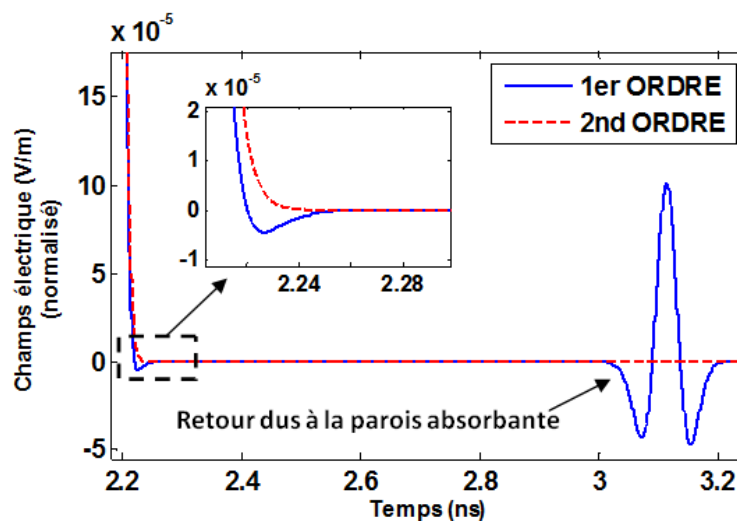


Figure 3.5: Evolution de la gaussienne dans les domaines temporel pour différents types de parois absorbantes.

Dans la Figure 3.5, on observe que, le 2nd ordre apporte une nette amélioration et donne d'excellents résultats sans avoir besoin d'augmenter de la durée de calcul. En effet, dans nos précédents calculs par les parois absorbantes en 1^{er} ordre, nous aurions besoin d'augmenter le temps de simulation pour enregistrer d'abord tous les signaux traversant les plans d'observations (temps \uparrow) et ensuite pour éviter de prendre en compte des signaux réfléchis dus à la paroi absorbante, nous avons besoin d'augmenter la longueur de la région modélisée ($L \uparrow$) parce que les signaux réfléchis peuvent devenir importants aux fréquences plus élevées et engendrent des erreurs. Sur la Figure 3.5 on observe que nous avons moins de dispersion avec le 2nd ordre et ceci est dû au fait que nous avons une réflexion plus petite de la paroi. Afin de donner un deuxième exemple, la Figure 3.6 montre les parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale saine en 50 Ω sans perte, en fonction de la fréquence, calculée par les approches

numériques FDTD. La partie imaginaire doit pratiquement être nulle (dans un milieu sans perte γ est purement imaginaire). Nous observons dans cette figure que le résultat calculé par le 2nd ordre montre la bonne précision et plus satisfaisant par rapport au calcul par le 1^{er} ordre.

En utilisant les parois absorbantes du 2nd ordre, nous pouvons maintenant lancer la simulation sans avoir besoin d'augmenter la longueur de la région étudiée qui nous permet de gagner du temps. De plus, elles nous donnent des résultats très appréciables et sont moins compliquées à programmer que les PML [49] par exemple.

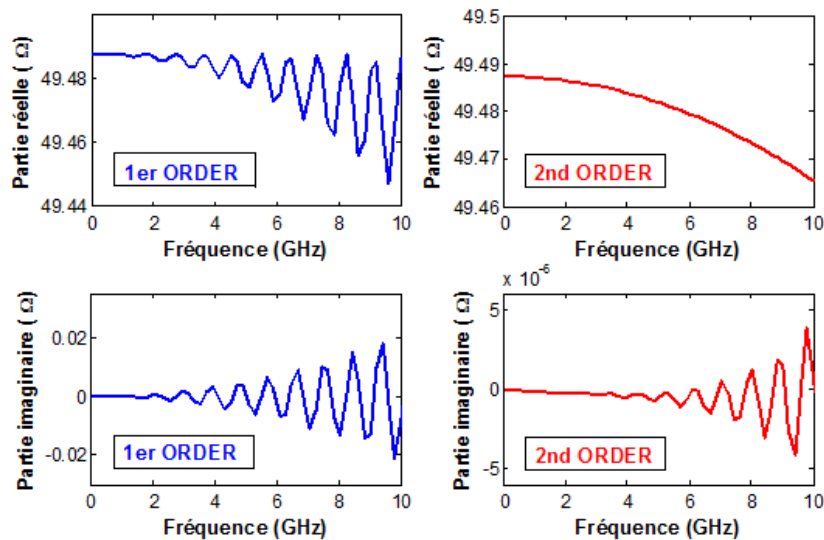


Figure 3.6 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale sans perte et sans Défaut, pour différents types de parois absorbantes ($f_{\max}=10\text{GHz}$).

3.2.5 Exemple d'application au cas d'un défaut non franc

Le but de cette première simulation est de valider la méthode de la FDTD dans le cas idéal d'une ligne coaxiale sans pertes. On utilise une ligne de transmission coaxiale avec les paramètres de ligne présentés dans le Tableau 3-1 et ensuite on présente les résultats pour le cas avec défaut pour le même modèle du câble.

Paramètre	Valeur
Diamètre extérieur (D)	6.0 mm
Diamètre intérieur (d)	2.23 mm
Longueur (L)	2 m
Type de diélectrique	$\epsilon_r = 2.25$

Tableau 3-1: Paramètres de ligne de transmission – câble coaxiale

La ligne est supposée être terminée à ses deux extrémités avec des conditions absorbantes, comme nous l'avons expliqué dans la partie précédente, par des équations de propagation de d'Alembert. L'alimentation de la ligne est une source d'excitation gaussienne placée au point $x \approx 0$, avec la fréquence maximale 5GHz inférieure à la fréquence de coupure du câble ($f_c \approx 15\text{GHz}$) pour éviter la propagation des modes supérieurs [50]. Une représentation schématique du système est illustrée à la Figure 3.7. « OP₁ » et « OP₂ » sont des points d'observation le long de la ligne.

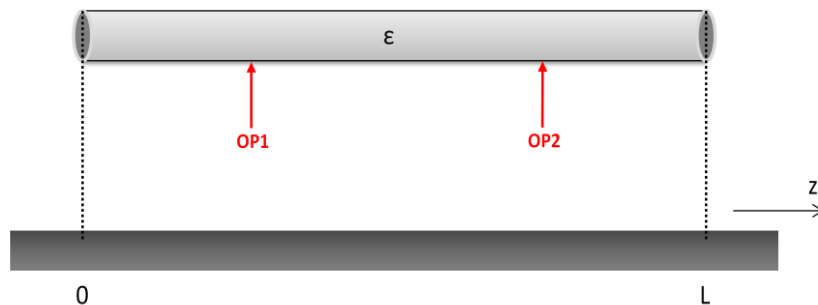


Figure 3.7: Représentation schématique de la ligne de transmission implantée par FDTD.

Dans la Figure 3.8 sont illustrés les champs électriques temporels pour le modèle du câble sans défaut qui ont été enregistrés aux deux points d'observation. Le signal du champ se propage du point de source à l'extrémité. Comme nous n'avons pas de discontinuité le long de ligne, on observe une transmission parfaite du signal du champ électrique à travers un milieu sans défaut.

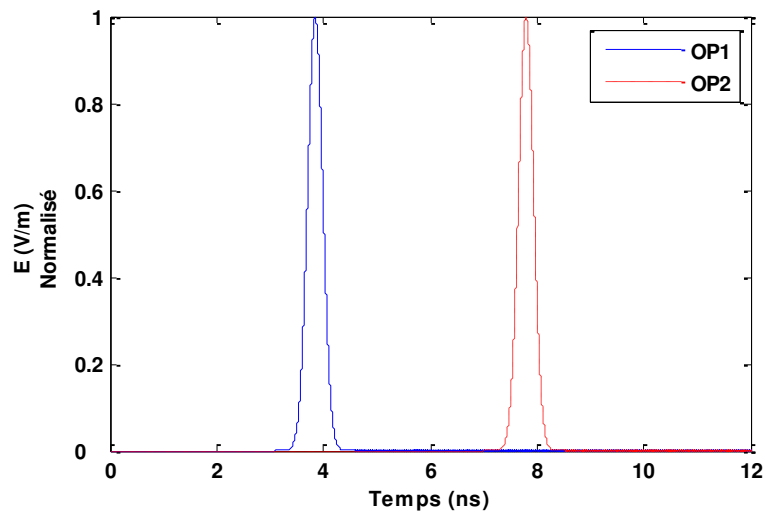


Figure 3.8: Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un câble sans défaut.

Après la connaissance des champs électriques à OP_1 et OP_2 , nous avons la possibilité de calculer les paramètres de répartition S de la ligne. L'utilisation des paramètres- S constitue une pratique utile dans le calcul numérique pour représenter l'effet observé lorsqu'une onde incidente rencontre une discontinuité [40]. Les résultats pour un cas sans défaut sont présentés dans la Figure 3.9. Les valeurs des modules des paramètres S montrent que nous n'avons pas de réflexion vers la source ($|S_{11}|=0$), et nous avons une transmission parfaite ($|S_{21}|=1$).

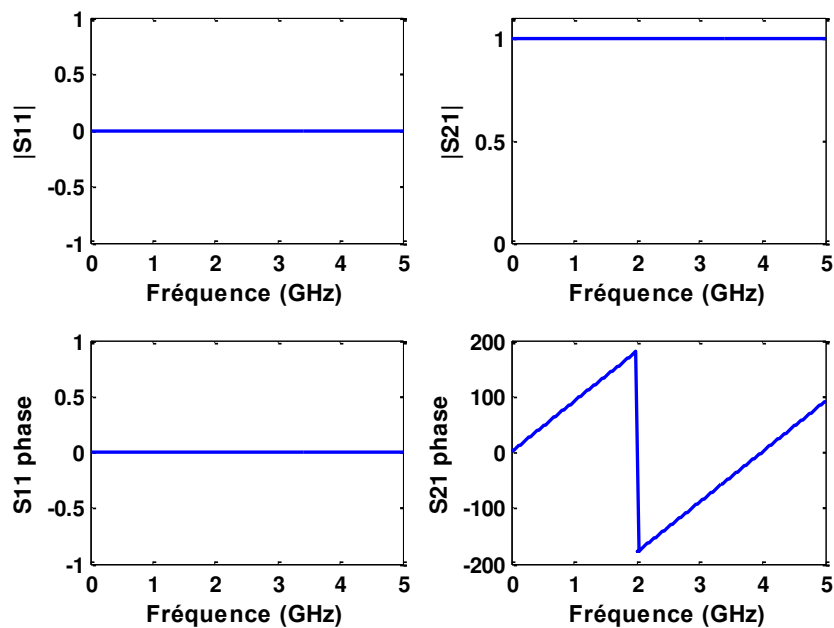


Figure 3.9: Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un câble sans défaut.

3.2.5.1 Défaut sur l'isolant du câble

Dans un premier temps, on choisit un modèle simple pour un défaut non franc. Ce défaut est représenté par la variation de la permittivité du diélectrique dans une portion du câble. On suppose que le diélectrique a été dégradé sur une partie de la ligne à cause de l'environnement hostile du câble.

La Figure 3.10 présente le schéma pour un cas sans défaut (a) et avec défaut (b). Notez que le blindage métallique est toujours présent à l'extérieur du câble et en considérant qu'il n'est pas abimé.

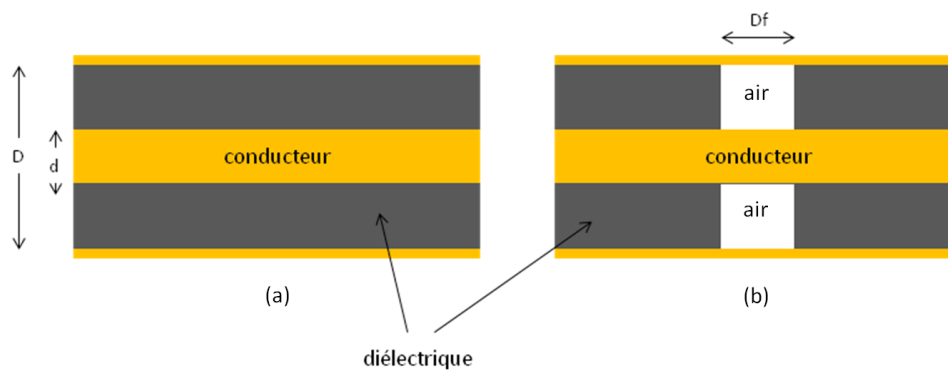


Figure 3.10 : Les modèles étudiés du câble : (a) sans défaut; (b) avec un défaut non franc de longueur L_f

I. Défaut non franc sans perte

Nous allons simuler le cas d'un défaut non franc et sans perte illustré dans la Figure 3.10(b). Le schéma dans la Figure 3.11 montre les deux points d'observation qui sont placés loin du défaut afin d'enregistrer les signaux avant et après la zone défectueuse de la ligne. La distance importante de ces deux points de la zone défectueuse permet d'obtenir le champ en mode TEM pur, ce qui n'est pas garanti à proximité de la zone défectueuse. Le modèle de la ligne est composé par deux diélectriques différents : $\epsilon_1 = 2.5 \epsilon_0$ pour les sections saines ($0 < x < z_1$ & $0 < x < z_2$) et $\epsilon_2 = 1.0 \epsilon_0$ pour la zone représentante le défaut ($z_1 \leq x \leq z_2$).

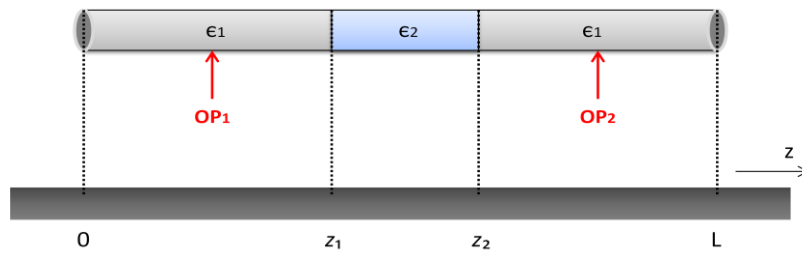


Figure 3.11: Représentation schématique de la ligne de transmission avec défaut.

Les résultats de notre méthode en temporelle conduiront à exprimer les perturbations engendrées par le défaut sur la propagation des signaux temporels le long de la ligne. Dans la Figure 3.12 sont illustrés les champs électriques temporels enregistrés aux deux points d'observation.

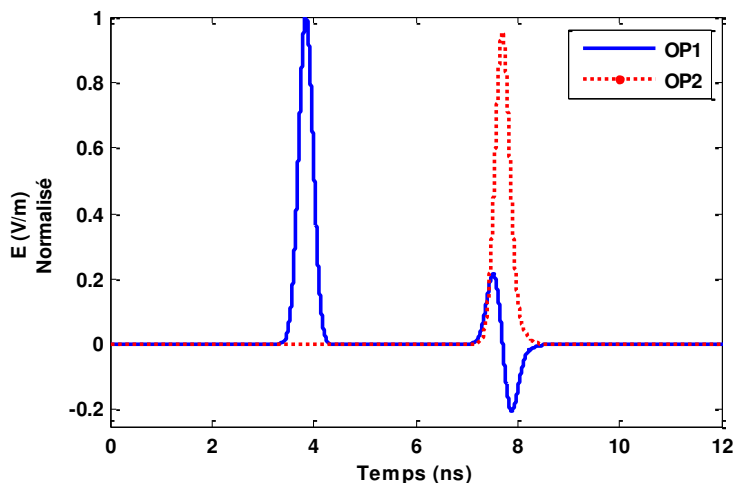


Figure 3.12 : E_r normalisé aux deux points d'observation pour un cas avec une permittivité différente entre z_1 et z_2 ($L_f = 5\text{cm}$).

En raison de la présence du défaut, au point d'observation OP1, nous avons le signal incident et en plus, un retour du signal vers le point de source. Quand le signal incident arrive à la discontinuité (longueur L_f) entre les points z_1 et z_2 (voir Figure 3.11), nous avons des réflexions multiples entre les deux interfaces, milieu du câble et la zone défectueuse. Le signal enregistré au point d'observation OP2, illustre que le signal incident se propage toujours le long de ligne mais avec une amplitude plus faible à cause de la réflexion dans la zone de défaut.

Pour calculer les paramètres-S, nous avons besoin d'avoir les trois signaux séparés. L'apparition du défaut non franc dans la ligne, crée des ondes réfléchies et transmises qui se pro-

pagent dans les deux directions de la ligne de transmission. Dans la Figure 3.13 sont illustrées l'onde incidente et les deux ondes réfléchi et transmise engendrées par l'existence d'un défaut non franc.

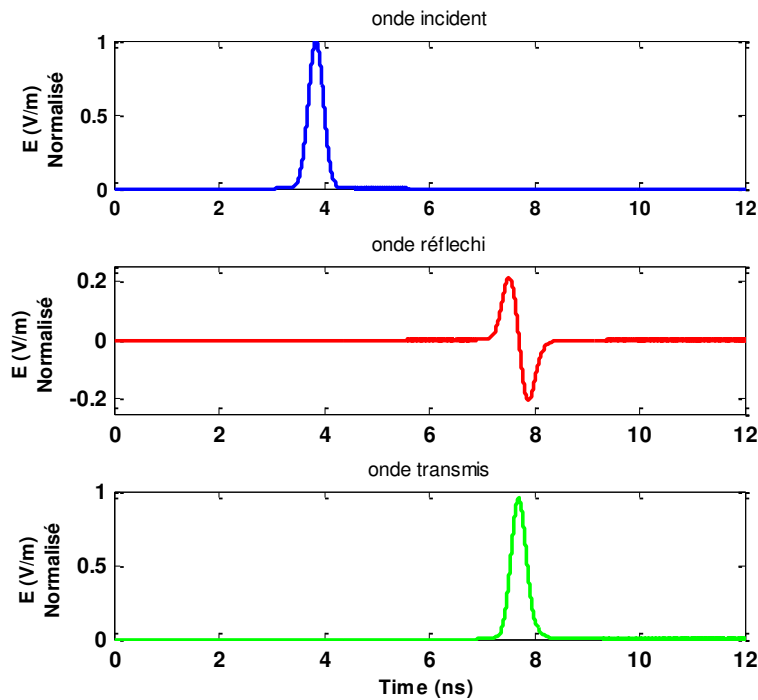


Figure 3.13 : Les trois ondes incidente, réfléchi et transmise séparés pour un défaut non franc ($L_f = 5\text{cm}$).

Les signaux enregistrés aux deux points d'observation sont utilisés pour le calcul de matrice de répartition (paramètres-S) pour déterminer l'effet de défaut non franc dans le domaine fréquentiel. La Figure 3.14 montre l'impact du défaut sur le module et la phase des coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) obtenus par la simulation numérique en large bande.

Nous observons que le facteur de réflexion et le facteur de transmission sont sensibles à la fréquence et dans le cas du défaut non franc, le facteur de transmission S_{21} vaut moins de 1 ($S_{21} < 1$) où la réflexion est non nulle, ce qui signifie que nous ne sommes pas dans un état de transmission parfaite. De plus, l'impact est plus important aux fréquences élevées, ceci est dû à la longueur électrique du défaut ($\beta \cdot L_f$) comparée à la longueur d'onde du travail. Par la formulation analytique du problème étudié dans le chapitre 2, on peut établir que la réflectivité maximale qui apparaît aux fréquences $f_m = K v_p / 4L_f$ où $K = \{1, 2, 3, \dots\}$.

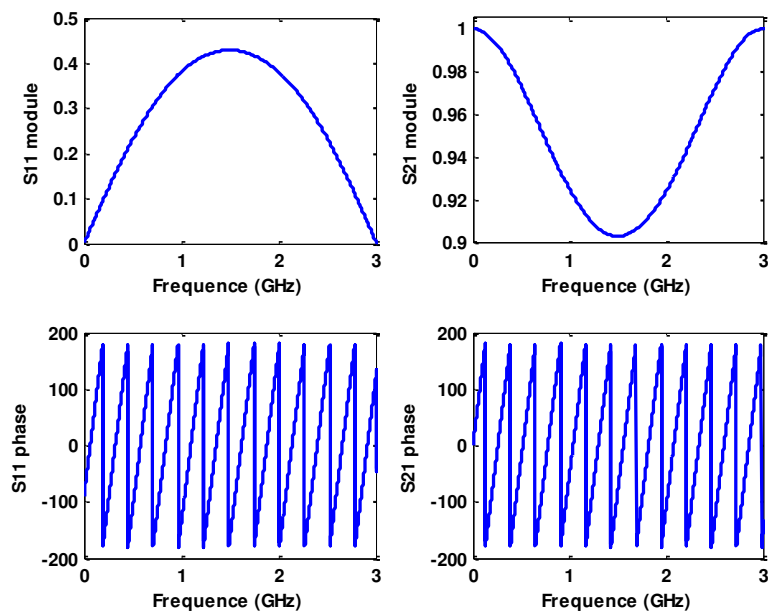


Figure 3.14 : Les valeurs des paramètres-S du câble avec un défaut non franc ($L_f=5\text{cm}$).

Généralement, l'endroit du défaut est inconnu, la longueur de défaut est aussi inconnue. La longueur de défaut a une influence évidente sur les caractéristiques électriques de défaut. Donc, il est nécessaire d'analyser la sensibilité de la méthode proposée pour différentes valeurs de longueur de défaut, afin d'en vérifier la robustesse. Dans la Figure 3.15 est illustré le module des paramètres S pour différentes longueurs de défaut.

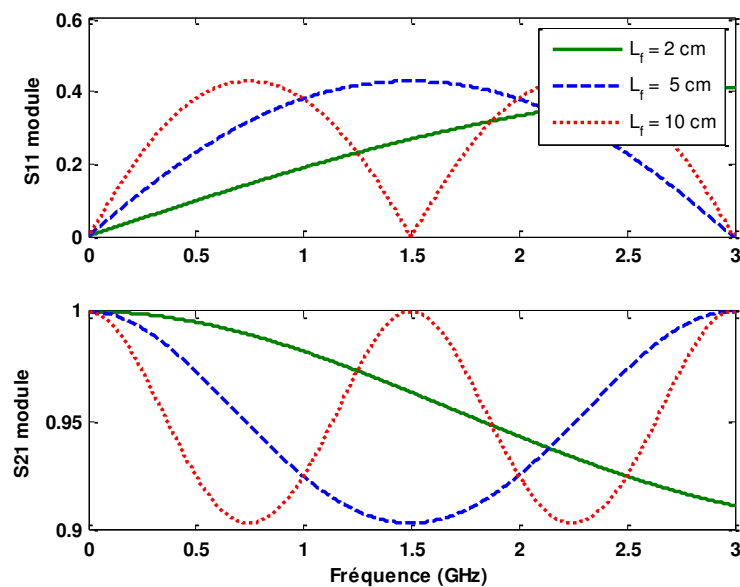


Figure 3.15: Les valeurs des modules de paramètres-S pour différentes longueurs de défaut ($L_f = 2\text{cm}$, 5cm et 10cm).

D'après la Figure 3.15, lorsque la longueur du défaut augmente ($L_f \uparrow$), la réflectivité maximale apparaît aux fréquences les plus basses, ce qui valide notre approximation analytique sur le problème étudié avec une faible réflexion. On observe que, pour les défauts présentant une très petite longueur, la réflexion devient plus significative à des fréquences plus élevées. Ceci signifie que pour avoir une réflexion, détectable par l'appareil de mesure pour ce type de défauts, il faut exploiter les fréquences élevées. Cependant cette montée en fréquences n'est pas toujours envisageable étant donné les contraintes de mesures.

II. Défaut non franc avec perte

Dans cette partie nous allons prendre en compte les pertes dans le milieu de la propagation d'onde électromagnétique afin de modéliser le défaut non franc avec un diélectrique réel. Dans le cas d'un milieu linéaire, homogène et isotrope, l'équation de Maxwell-Ampère est de la forme suivante [51]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_{tot} \quad 3-14$$

L'onde se propageant dans un milieu avec perte engendre un courant de conduction $\vec{J}_{cond} = \sigma \vec{E}$ et un courant de déplacement (polarisation) $\vec{J}_{disp} = j\omega \vec{D} = j\omega \epsilon_d \vec{E}$. Les deux courants engendrent des pertes.

$$\vec{J}_{tot} = \vec{J}_{cond} + \vec{J}_{disp} = (\sigma + j\omega \epsilon_d) \vec{E} = j\omega \epsilon_c \vec{E} \quad 3-15$$

où ϵ_c est la constante diélectrique complexe[51]:

$$\epsilon_c = \epsilon_d - j \frac{\sigma}{\omega} \quad 3-16$$

Dans un milieu diélectrique réel, il existe toujours une faible conductivité. On parle de pertes diélectriques dont on peut tenir compte en définissant une permittivité complexe pour ϵ_d :

$$\varepsilon_d = \varepsilon_d' - j\varepsilon_d'' \quad 3-17$$

Par conséquent, la valeur ε_c effective, possède une partie réelle et une partie imaginaire (toujours négative) résultant des pertes :

$$\varepsilon_c = \varepsilon_d' - j\left(\varepsilon_d'' + \frac{\sigma}{\omega}\right) \quad 3-18$$

La quantité σ peut être de valeur complexe et dépendant de la fréquence. Cependant, nous supposons que la conductivité (σ) est une valeur réelle et indépendante de la fréquence. En plus, on suppose que ε_d'' représentant les pertes du diélectrique est négligeable dans notre cas d'étude.

La Figure 3.16 présente le schéma du défaut diélectrique à la différence qu'on ajoute un terme imaginaire pour la permittivité de la zone perturbée qui représente les pertes conductrices de cette zone (Pour le défaut ($\sigma \neq 0$) : $\varepsilon_2 = \varepsilon_2' - j\varepsilon_2'' = \varepsilon_2' - j\frac{\sigma}{\omega}$).

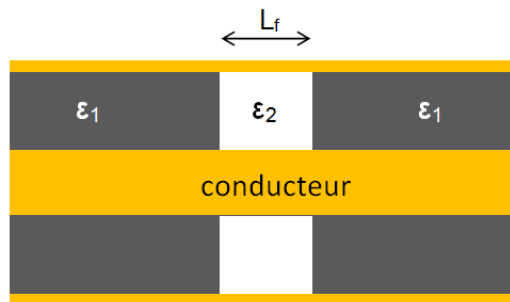


Figure 3.16: La région d'étude du câble avec un défaut non franc avec perte ($\sigma \neq 0$).

En ajoutant une conductivité (σ) à la zone défectueuse dans les équations de FDTD, on aura une nouvelle série de résultats de simulation pour le même cas mais avec perte. Afin d'analyser la sensibilité de la méthode proposée pour différentes valeurs de la conductivité du défaut, on effectue une simulation pour deux différentes valeurs de la conductivité : $\sigma_1 \ll \sigma_2$ ($\sigma_1 = 0.002$ S/m, $\sigma_2 = 0.014$ S/m). La Figure 3.17 montre les parties imaginaires ε_2'' du diélectrique pour

la zone défectueuse, ainsi que la partie réelle ε_2' qui est égale à la permittivité relative de l'air $\varepsilon_2' = 1$.

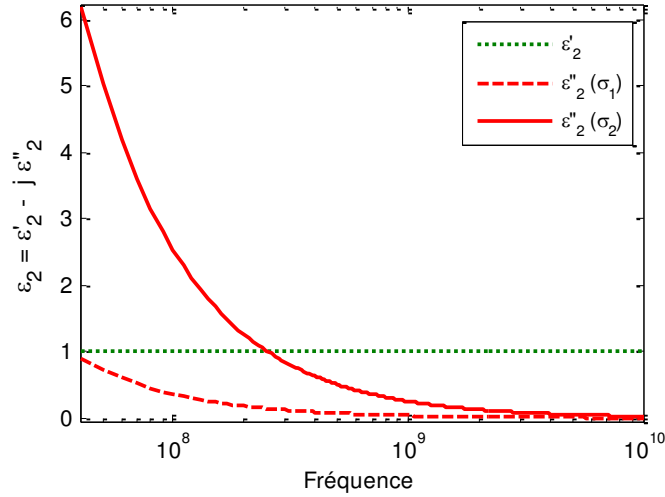


Figure 3.17: La permittivité complexe effective de la zone défectueuse ε_2 sur une large bande de fréquences ($\sigma \neq 0 : \sigma_1 \ll \sigma_2$).

Une comparaison est illustrée dans la Figure 3.18 entre paramètres de répartition S obtenus pour les cas sans pertes et le cas avec pertes avec une longueur de défaut $L_f = 5$ cm. Comme l'énergie du signal diminue à cause des pertes, nous avons moins de transmission de l'énergie.

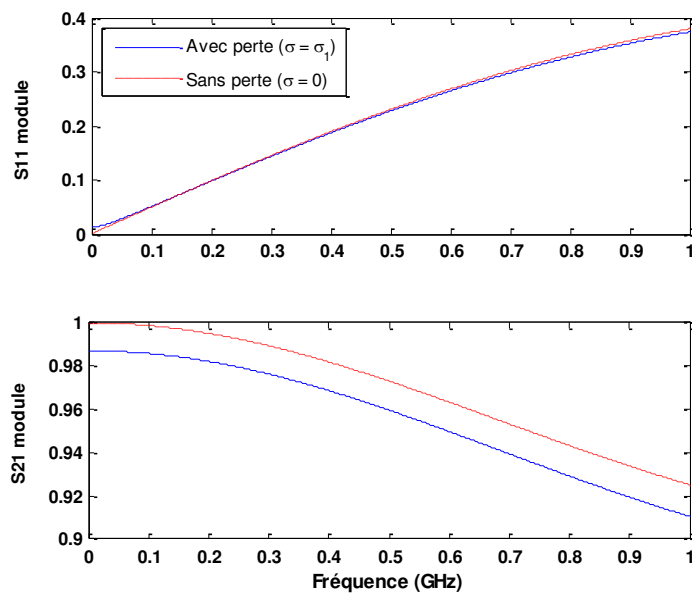


Figure 3.18: Paramètres S pour les deux cas sans pertes ($\sigma = 0$) et avec pertes ($\sigma = \sigma_1$) pour une zone de défaut ($L_f = 5$ cm)

Par notre moyen de la simulation en FDTD, une analyse de la sensibilité a été effectuée dans la Figure 3.19 pour différentes valeurs de la conductivité du modèle de défaut non franc avec la longueur de $L_f = 10$ cm. La Figure 3.19 illustre une comparaison pour les ondes incidente, réfléchie et transmise entre ces deux différentes valeurs : σ_1 et σ_2 . Les comparaisons montrent que dans le cas avec les pertes les plus importantes ($\sigma = \sigma_2$) les amplitudes des signaux réfléchis et transmis sont les plus affectés.

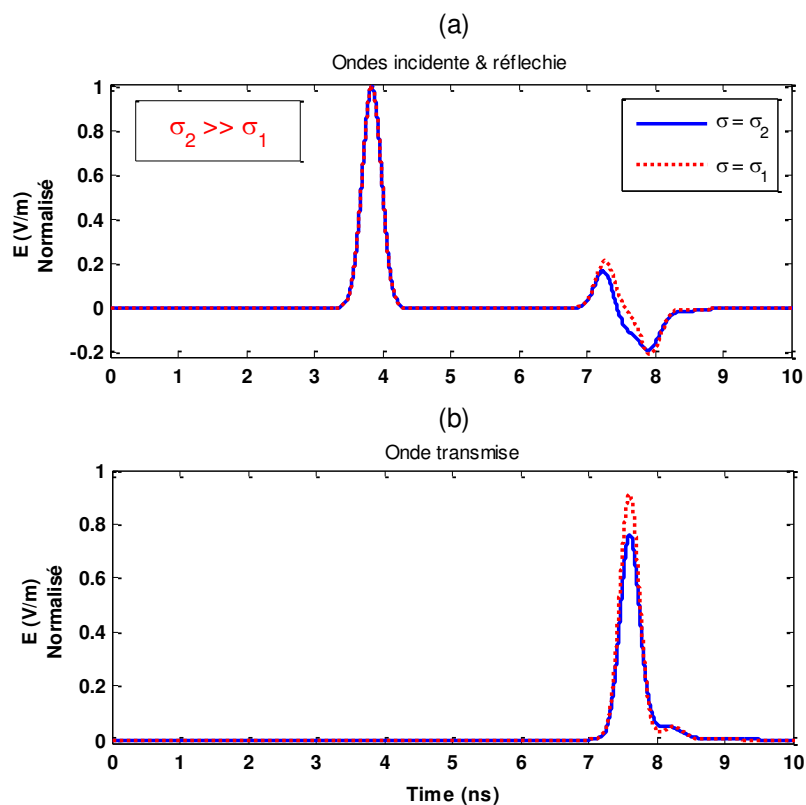


Figure 3.19 : Les signaux évalués aux points d'observation OP1 et OP2 pour un modèle du défaut non franc avec pertes : (a) signaux incident et réfléchi et (b) signal transmis.

Après la connaissance des champs électriques à OP_1 et OP_2 , illustrés à la Figure 3.19, nous avons la possibilité de calculer les paramètres de répartition S du modèle de la ligne. La Figure 3.20 présente les paramètres de répartition S pour un défaut non franc de longueur $L_f = 10$ cm et avec deux différentes conductivités.

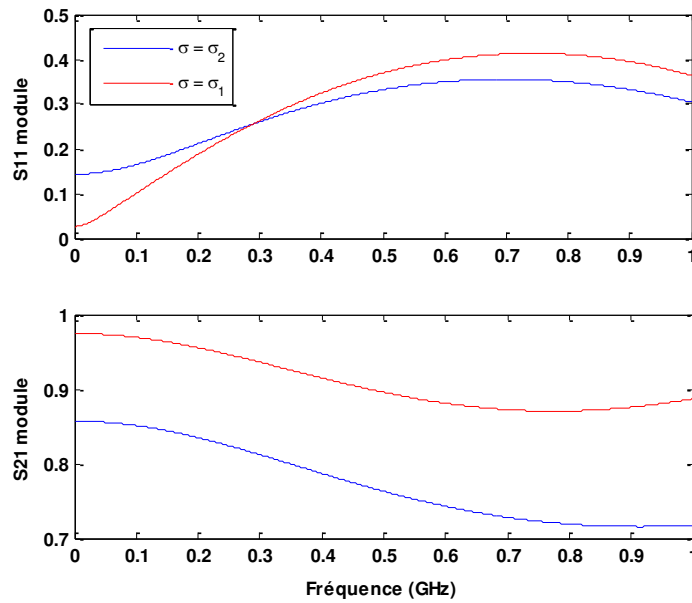


Figure 3.20: Paramètres S pour les deux cas avec différentes valeurs de la conductivité : $\sigma_1 \ll \sigma_2$

Dans la Figure 3.20, en basses fréquences, on observe qu'en augmentant la conductivité ($\sigma \uparrow$), la réflexion augmente ($S_{11} \uparrow$) et la transmission diminue ($S_{21} \downarrow$). C'est-à-dire que, le milieu devient plus conducteur et en conséquence nous avons plus de réflexion du milieu. A partir de 0.3 GHz, on observe un effet inverse, c'est-à-dire, en augmentant la conductivité, la réflexion diminue. Ceci est dû au fait qu'en augmentant la fréquence, la longueur d'onde diminue et le défaut présente une longueur électrique plus importante qu'en basses fréquences. Les réflexions multiples à l'intérieur du défaut avec pertes créent donc une atténuation plus importante qu'en basses fréquences en piégeant les ondes. Par conséquent, dans le cas du défaut avec pertes, pour les fréquences plus élevées ($f \uparrow$) la réflexion diminue ($S_{11} \downarrow$) en augmentant la conductivité ($\sigma \uparrow$).

3.2.6 Validation analytique de la méthode FDTD

Dans cette partie nous utilisons la méthode analytique basée sur une approche fréquentielle représentée dans la section 2.4.1, afin de valider les résultats de la simulation du câble avec un défaut diélectrique par la FDTD. La méthode consiste à calculer les coefficients de réflexion et de transmission d'une couche de diélectrique représentante d'une portion du câble de mêmes caractéristiques et épaisseur que le défaut du câble coaxial. Les coefficients de réflexion et de transmission de **Fresnel** pour la structure en fonction de la fréquence seront appliqués.

La couche de diélectrique d'épaisseur « D_f » peut être choisie avec ou sans perte. La Figure 3.21 et Figure 3.22 montrent les comparaisons entre l'approche temporelle par FDTD et l'approche de Fresnel.

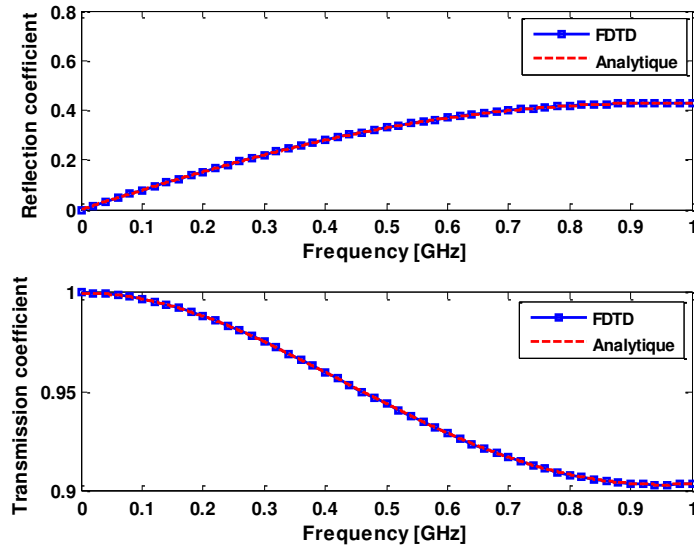


Figure 3.21. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par la FDTD pour le défaut sans perte ($L_f=5\text{cm}$).

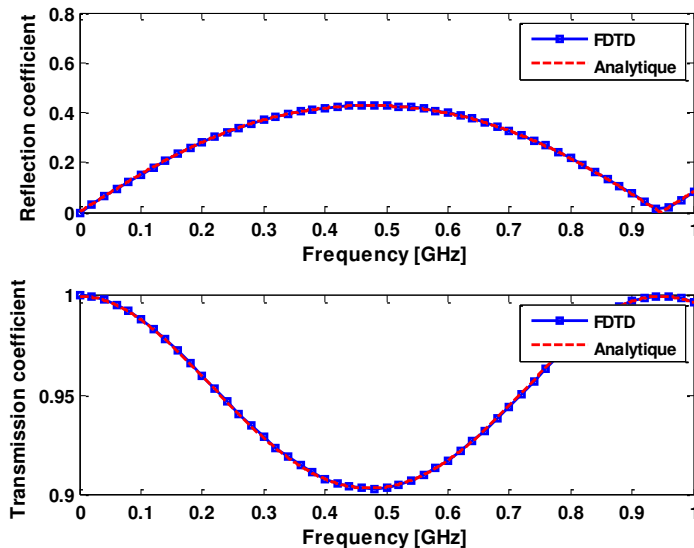


Figure 3.22. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les Paramètres-S calculés par la FDTD pour le défaut sans perte ($L_f=10\text{cm}$).

On peut également développer les équations analytiques pour introduire les équations avec pertes. La Figure 3.23 et Figure 3.24 présentent la comparaison entre l'approche temporelle (FDTD) et l'approche fréquentielle (analytique) pour un cas avec perte.

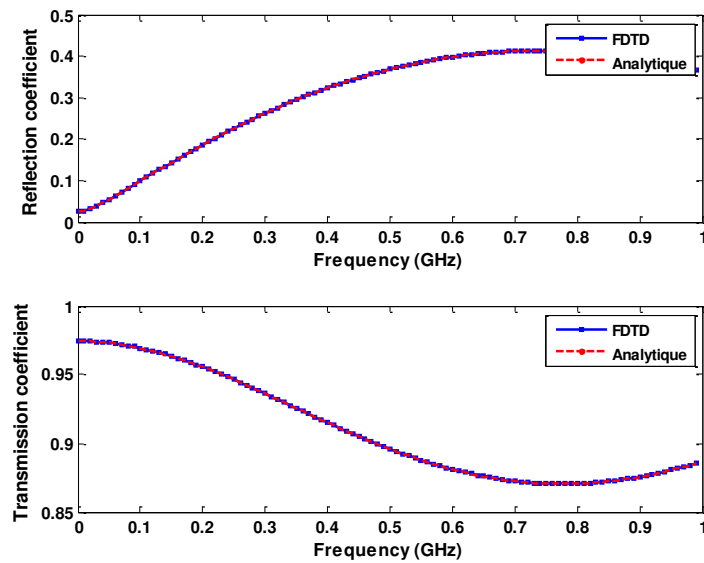


Figure 3.23. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par FDTD pour le défaut avec perte ($L_f=10\text{cm}$ et $\sigma=\sigma_1$).

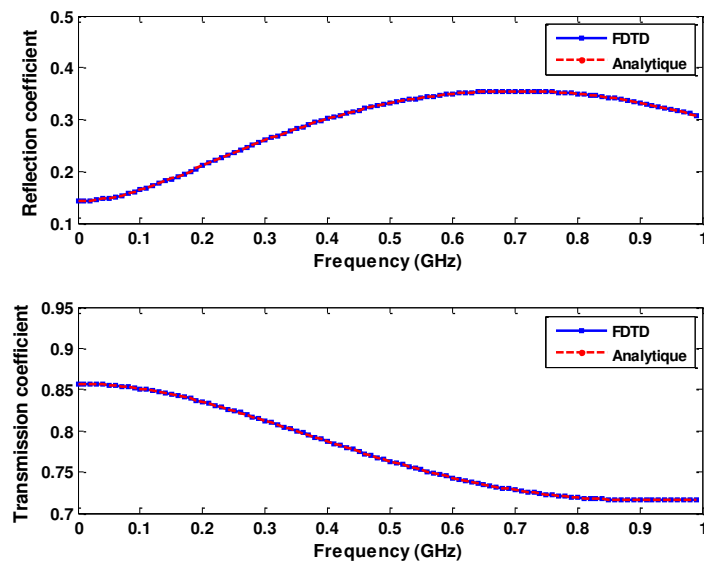


Figure 3.24. Comparaison entre les coefficients de réflexion et de transmission calculés analytiquement et les paramètres-S calculés par FDTD pour le défaut avec perte ($L_f=10\text{cm}$ et $\sigma=\sigma_2$).

Les études analytiques et les résultats de simulations valident la méthode FDTD. En effet, les résultats obtenus par la simulation numérique sont exactement superposés avec les résultats analytiques, ce qui montre la bonne précision de cette méthode pour la modélisation de la ligne avec un défaut diélectrique.

Après avoir vérifié la validité de la méthode FDTD appliquée à un défaut diélectrique, nous allons implémenter cette méthode dans le cas d'un défaut plus complexe et plus réaliste.

3.2.7 Défaut d'écrasement axisymétrique

Le but de cette partie est d'étudier un type de dégradation, la réduction de la section de câble, qui figure parmi les plus représentatifs des défauts rencontrés. On s'intéressera à l'impact d'une variation locale de l'épaisseur de la gaine diélectrique sur les résultats. Ce défaut nous sert de base d'étude pour la suite de nos travaux.

La Figure 3.25 présente le schéma de notre modèle du défaut de la réduction de section de câble avec une déformation abrupte.

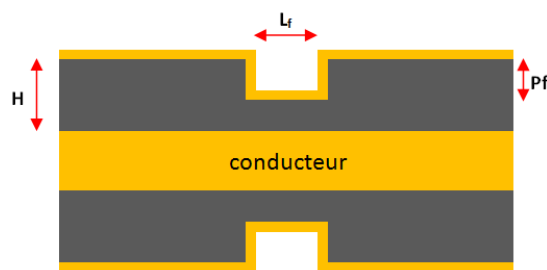


Figure 3.25. Géométrie étudiée du câble avec une déformation abrupte (L_f et P_f sont la longueur et la profondeur de défaut respectivement)

I. Impact d'une variation de la longueur L_f du défaut

Nous nous plaçons ici dans le cas où seule la gaine diélectrique du câble est dégradée avec des longueurs différentes et où la profondeur du défaut reste constante (50% de H).

La Figure 3.26 présente les champs électriques temporels aux deux points d'observation pour ce modèle de défaut non franc (Figure 3.25) avec différentes longueurs du défaut et une profondeur constante. Nous observons l'impact de la variation de la longueur du défaut sur la réflexion et la transmission du signal.

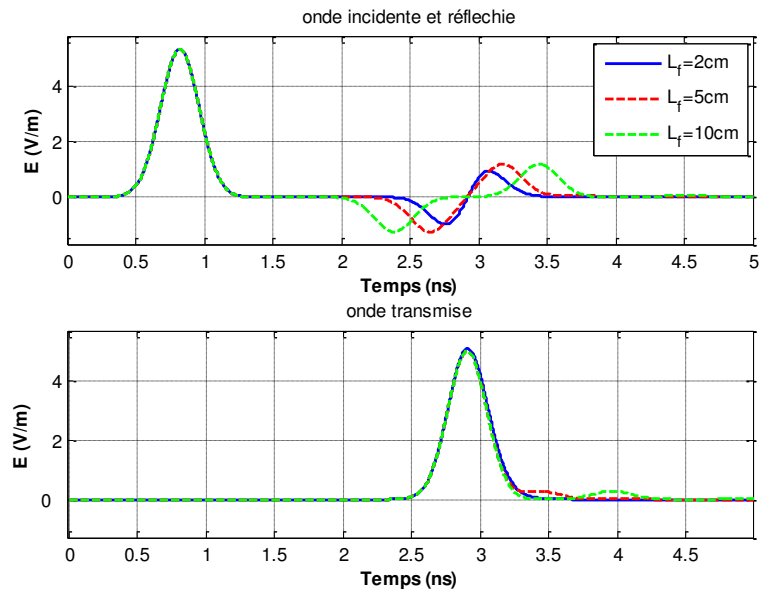


Figure 3.26. les champs électriques temporels aux deux points d'observation pour $L_f=2, 5$ et 10cm avec $P_f=50\%$ de H .

La Figure 3.27, illustre le module des paramètres S en fonction de la longueur de la gaine diélectrique abîmée.

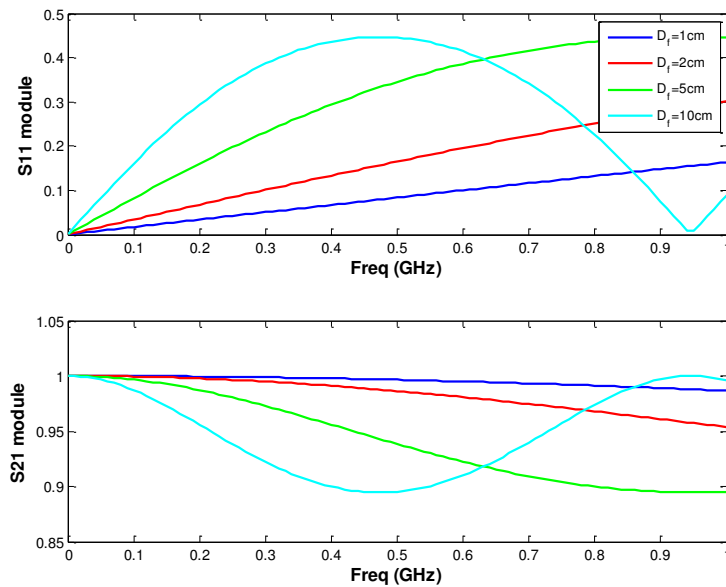


Figure 3.27. Le module des paramètres S en fonction de la longueur de la gaine diélectrique dégradée.

Comme la Figure 3.27 l'illustre, lorsque la longueur du défaut augmente, l'onde incidente (l'excitation) sera plus affectée par le défaut.

II. Impact d'une variation de l'épaisseur P_f du diélectrique endommagé

Nous nous intéressons maintenant à une dégradation sur l'épaisseur du diélectrique du câble avec des profondeurs différentes et une longueur constante. La Figure 3.28, illustre le module des paramètres S en fonction de l'épaisseur du diélectrique de la gaine endommagée.

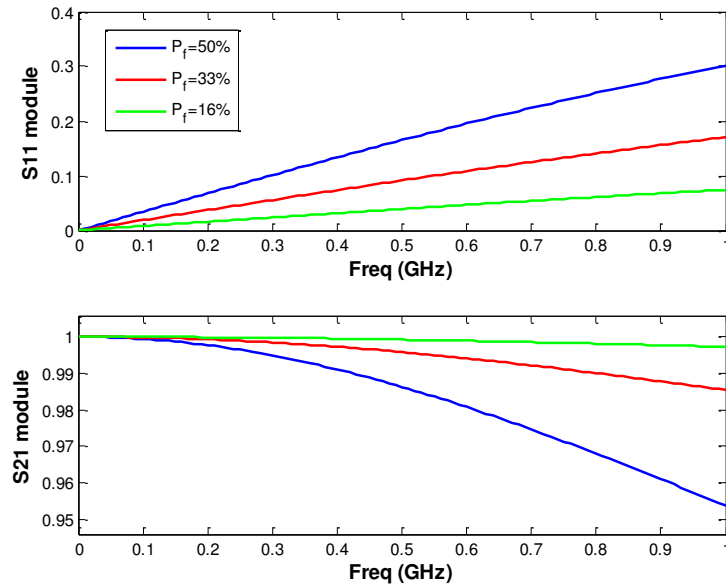


Figure 3.28. Le module des paramètres S en fonction de la profondeur de la gaine endommagée : $P_f = 50\%$, 33% et 16% de H avec $L_f = 2$ cm.

On observe dans la Figure 3.28, lorsque l'épaisseur de la portion endommagée diminue (de $P_f=50\%$ à $P_f=16\%$), nous nous rapprochons du cas de la transmission parfaite ($S_{21} \approx 1$).

3.3 Modélisation 3D par la méthode de Galerkin-discontinu

Dans l'objectif de valider notre approche FDTD proposée, nous avons choisi une méthode non restreinte aux géométries cylindriques et développée en coordonnées cartésiennes. Notre choix s'est porté sur la méthode Galerkin-discontinu (GD) car elle est bien adaptée à l'utilisation de maillages non conformes ce qui permet d'étudier des géométries complexes, à l'utilisation des éléments d'ordre élevé pour une meilleure précision des résultats, et au calcul parallèle pour le gain en temps de calcul [52], [53]. L'outil de simulation basé sur cette méthode a été développé au laboratoire GeePs, en utilisant le langage de programmation C++.

La méthode de Galerkin discontinue a été introduite par Reed et Hill dans les années 1973 [54]. Cette méthode associe les techniques de discrétisation d'éléments finis (FE) et de volumes finis (FV). Cette méthode s'applique généralement aux formulations conservatives des équations aux dérivées partielles. Elle consiste à résoudre le problème variationnel sur chaque maille [55].

La résolution des équations de Maxwell par la méthode GD consiste à traiter le problème sur chaque élément du maillage. Sur chaque élément, un espace d'approximation polynomial est défini et une approche FE est mise en place. Pour connecter les éléments, des flux numériques sont utilisés aux interfaces comme dans une approche FV [56]. Grâce à l'utilisation d'espaces éléments finis discontinus, cette méthode permet de traiter facilement des éléments d'ordre élevé localement et de formes différentes. De plus, cette méthode permet d'avoir une flexibilité dans la construction des maillages car aucune continuité n'est imposée aux interfaces entre des éléments et le degré du polynôme d'interpolation peut aussi varier localement [57].

3.3.1 Principe de la méthode Galerkin-discontinu

L'approche de Galerkin-discontinu est dédiée à la résolution des équations aux dérivées partielles (PDE's⁶) sous forme conservative.

$$M \frac{\partial u}{\partial t} - \nabla \cdot F(u) = S \quad 3-19$$

où M est une matrice carrée liée au matériau, u est l'ensemble des quantités conservées, $F(u)$ représente les termes de flux qui décrivent le transport local de u et S est l'ensemble des termes sources qui représentent la production ou la destruction (non-conservatrice) des quantités conservées. Pour réaliser une approche variationnelle (de façon similaire aux éléments finis), cette expression est multipliée par une fonction test Φ et en l'intégrant sur le domaine Ω , nous obtenons une expression que l'on appelle forme faible :

⁶ Partial Differential Equation

$$\int_{\Omega} \Phi M \frac{\partial u}{\partial t} d\Omega - \int_{\Omega} \Phi (\nabla \cdot F(u)) d\Omega = \int_{\Omega} \Phi S d\Omega \quad 3-20$$

Cette forme est le point de départ de la plupart des méthodes des volumes finis et d'éléments finis. Dans la plupart des techniques numériques le domaine du calcul est discrétisé par des éléments Ω_e (maillage du domaine : $\Omega \approx U\Omega_e$), où Ω_e les désignent des cellules qui sont des tétraèdres ou des hexaèdres en 3D (des triangles ou des quadrangles en 2D). Par conséquent l'intégrale ci-dessus peut être distribuée sur les éléments. Ce qui conduit après une intégration par partie à :

$$\sum_e \left(\int_{\Omega_e} \Phi M \frac{\partial u}{\partial t} d\Omega + \int_{\partial\Omega_e} \Phi (n \cdot F(u)) d\Gamma - \int_{\Omega_e} \nabla \Phi \cdot F(u) d\Omega \right) = \sum_e \int_{\Omega_e} \Phi S d\Omega \quad 3-21$$

La méthode Galerkin discontinue consiste à discrétiser la formulation faible suivante sur chaque élément

$$\int_{\Omega_e} \Phi M \frac{\partial u}{\partial t} d\Omega + \int_{\partial\Omega_e} \Phi (n \cdot F(u)) d\Gamma - \int_{\Omega_e} \nabla \Phi \cdot F(u) d\Omega = \int_{\Omega_e} \Phi S d\Omega \quad 3-22$$

Pour cela, on définit sur chaque élément un espace d'approximation FE dont la base est formée de fonctions polynomiales de degré p .

Contrairement aux techniques d'éléments finis basées sur les éléments d'arêtes où on a besoin d'imposer la continuité des composantes tangentielles des champs, la méthode de Galerkin-discontinu utilise des expressions de flux à toute les interfaces du maillage pour assurer les échanges entre éléments tout en garantissant la continuité des composantes tangentielles.

3.3.2 Application aux équations de Maxwell

Le système des équations de Maxwell tridimensionnelles est donné par les séries des équations dans le chapitre 2. Afin de résoudre les équations rotationnelles de Maxwell nous les réécrivons sous une forme conservative dans l'équation 3-19 où [58]:

$$u = \begin{pmatrix} E(\vec{r}, t) \\ H(\vec{r}, t) \end{pmatrix} \quad \vec{r} = (x, y, z) \in \Omega \quad : \text{vecteur inconnu}$$

$$M = \begin{pmatrix} \varepsilon & 0 \\ 0 & \mu \end{pmatrix} \quad : \text{matrice des milieux diélectriques isotropes}$$

$$S = \begin{pmatrix} -J \\ 0 \end{pmatrix} \quad : \text{terme source}$$

où $F(u) = [F_1(u); F_2(u); F_3(u)]$ représente les termes de flux, où $F_i(u) = [-e_i \times H; e_i \times E]$ pour les équations de Maxwell et e_i est un vecteur unitaire de la base canonique de \mathbb{R}^3 ($i = 1, 2, 3$).

La formulation faible sur chaque élément Ω_e du domaine de calcul Ω est :

$$\frac{d}{dt} \int_{\Omega_e} \varepsilon E \cdot \Phi_e d\Omega_e - \int_{\Omega_e} H \cdot \nabla \times \Phi_e d\Omega_e - \int_{\partial\Omega_e} (n \times H)^{num} \cdot \Phi_e d\Gamma_e = - \int_{\Omega_e} J \cdot \Phi_e d\Omega_e \quad 3-23$$

$$\frac{d}{dt} \int_{\Omega_e} \mu H \cdot \Phi_e d\Omega_e + \int_{\Omega_e} E \cdot \nabla \times \Phi_e d\Omega_e + \int_{\partial\Omega_e} (n \times E)^{num} \cdot \Phi_e d\Gamma_e = 0 \quad 3-24$$

où Φ_e la fonction test et $\Gamma_e = \partial\Omega_e$ est, soit l'interface entre les deux éléments, soit le bord du domaine.

On remarque que les intégrales de bord sur $\partial\Omega_e$ ne dépendent pas des éléments voisins. Afin de palier ce problème et relier les cellules entre elles, les termes $n \times E$ et $n \times H$ sont respectivement remplacés par les termes $(n \times E)^{num}$ et $(n \times H)^{num}$. Ces termes sont appelés "flux numériques", et sont construits entre deux éléments voisins pour décrire les échanges à travers leur interface commune. La construction des termes de flux numériques est détaillée dans la suite.

Puisque on étudie le problème sur chaque élément, la continuité aux interfaces n'est plus supposée. Les fonctions sont définies par morceaux sur chaque élément. Comme il n'y a plus la contrainte sur la continuité des fonctions aux interfaces, on utilise de fonctions des flux numé-

riques au travers de l'interface, comme ceux utilisés par la méthode des volumes finis (FV). Comme dans la méthode des volumes finis, les termes d'interface sur $\partial\Omega_e$ sont traités par une expression F qui caractérise les échanges entre les éléments et qui vérifie $F^{\Omega_{e_1}, \Omega_{e_2}} = -F^{\Omega_{e_2}, \Omega_{e_1}}$, où Ω_{e_1} et Ω_{e_2} sont les éléments voisins. Sa construction a besoin des fonctions suivantes à l'interface [58]:

$$\{u\} = (u^{\Omega_{e_1}} + u^{\Omega_{e_2}}) / 2 : \text{pour la moyenne sur } \Gamma_e \quad 3-25$$

$$[u] = (u^{\Omega_{e_1}} - u^{\Omega_{e_2}}) / 2 : \text{pour la saut sur } \Gamma_e \quad 3-26$$

3.3.2.1 Construction des flux numériques

Dans notre cas, nous devons définir les flux numériques pour remplacer le terme intégral au bord de chaque élément. De nombreuses expressions de F ont été proposées pour les équations de Maxwell [59]. Nous choisissons celle issue des invariants de Riemann. Lorsque le problème conservatif est réduit à une équation différentielle ordinaire le long de la courbe caractéristique, les invariants de Riemann sont les nouvelles inconnues. Ils sont déterminés en utilisant un solveur de Riemann. Cette technique est très utilisée en mécanique des fluides pour déterminer les expressions de flux numériques dans les approches volumes finis.

La forme conservative de la fonction dans l'équation 3-19 pour le problème à l'interface peut être écrite sous forme suivant :

$$M \frac{\partial u}{\partial t} - \frac{\partial [n \cdot F(u)]}{\partial n} = S \quad 3-27$$

En l'absence de charge, le problème équivalent à l'interface se simplifie de façon suivante avec A une matrice carrée :

$$\frac{\partial u}{\partial t} - A \frac{\partial u}{\partial n} = 0 \quad 3-28$$

où $A = \begin{pmatrix} 0 & \varepsilon^{-1} \\ \mu^{-1} & 0 \end{pmatrix}$ et " n " est la vecteur unitaire normal vers "l'extérieur".

Les deux valeurs propres de cette matrice sont $c^{\pm} = \pm 1/\sqrt{\varepsilon\mu}$. Les invariants de Riemann "

R " sont les vecteurs propres de la matrice A tels que : $\frac{\partial R}{\partial t} - D \frac{\partial R}{\partial n} = 0$. Chaque valeur propre de

la matrice de A donne deux vecteurs propres R^{\pm} :

$$c^+ \rightarrow R_E^+ = n \times E + n \times (n \times H)Z \quad , \quad R_H^+ = n \times E + n \times (n \times H)Y \quad 3-29a$$

$$c^- \rightarrow R_E^- = n \times E - n \times (n \times H)Z \quad , \quad R_H^- = n \times E - n \times (n \times H)Y \quad 3-29b$$

Pour une interface représentée sur la Figure 3.29, nous avons deux relations. Les invariants qui se propagent vers la gauche (-) prennent leurs valeurs à droite (+) :

$$n \times E + n \times (n \times H)Z^+ = n \times E^+ + n \times (n \times H^+)Z^+ \quad 3-30a$$

$$n \times H + n \times (n \times E)Y^+ = n \times H^+ + n \times (n \times E^+)Y^+ \quad 3-30b$$

Les invariants se propageant vers la droite (+) prennent leurs valeurs à gauche (-) :

$$n \times E - n \times (n \times H)Z^- = n \times E^- - n \times (n \times H^-)Z^- \quad 3-31a$$

$$n \times H - n \times (n \times E)Y^- = n \times H^- - n \times (n \times E^-)Y^- \quad 3-31b$$

où $Z = 1/Y = \sqrt{\mu\varepsilon^{-1}}$

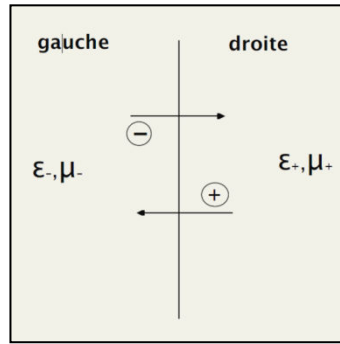


Figure 3.29 : Interface pour les 2 milieux [58].

En utilisant les relations 3-30 et 3-31 on détermine $n \times E$ et $n \times H$ qui permettent d'obtenir l'expression du flux numérique. On notera par $n \times E^{num}$ et $n \times H^{num}$ les expressions obtenues :

$$n \times H^{num} = n \times \frac{\{ZH\}}{\{Z\}} - \gamma \left(n \times \frac{(n \times E)}{\{Z\}} \right) \quad 3-32a$$

$$n \times E^{num} = n \times \frac{\{YE\}}{\{Y\}} + \gamma \left(n \times \frac{(n \times H)}{\{Y\}} \right) \quad 3-32b$$

où γ est un coefficient tel que pour $\gamma = 0$, nous avons des flux centrés et un schéma numérique dispersif, c'est le cas pour la méthode FDTD ou la méthode EF, ce qui peut provoquer des oscillations numériques. Pour $\gamma = 1$, nous avons des flux *upwind* et un schéma numérique dissipatif.

3.3.2.2 Approximation en espace

Nous commençons en supposant que le domaine de calcul est décomposé en éléments tétraédriques comme illustré dans la Figure 3.30. Nous utilisons une transformation de l'élément physique au domaine $D : X = (x, y, z)$ vers l'élément de référence au domaine $I : w = (\xi, \eta, \zeta)$ illustrée dans la Figure 3.30.

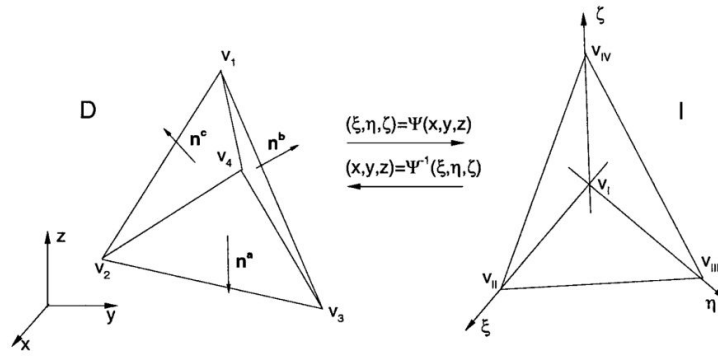


Figure 3.30 : Mapping entre l'élément physique à l'élément de référence [56].

Cette transformation qui s'appelle "mapping" est une forme linéaire $\Psi: I \rightarrow D$. Dans le cas d'un tétraèdre, le difféomorphisme Ψ est donné par [56] :

$$\mathbf{X} = \Psi^{-1}(w) = \lambda_1 v_1 + \lambda_2 v_2 + \lambda_3 v_3 + \lambda_4 v_4 \quad 3-33$$

avec $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ et λ_4 sont les coordonnées barycentriques tel que $\sum_{i=1}^4 \lambda_i = 1$. Comme ils sont invariants par le changement de base, on écrit :

$$w = \Psi(\mathbf{X}) = \lambda_1 v_I + \lambda_2 v_{II} + \lambda_3 v_{III} + \lambda_4 v_{IV} \quad 3-34$$

avec :

$$v_I = \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}, v_{II} = \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}, v_{III} = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix}, v_{IV} = \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad 3-35$$

Ceci permet de déterminer explicitement les coordonnées barycentriques. Ils sont donnés par :

$$\lambda_1 = -\frac{\xi + \zeta + \eta + 1}{2} \quad 3-36a$$

$$\lambda_2 = \frac{\xi + 1}{2} \quad 3-36b$$

$$\lambda_2 = -\frac{\zeta + 1}{2} \quad 3-36c$$

$$\lambda_4 = \frac{\eta + 1}{2} \quad 3-36d$$

Afin de pouvoir travailler dans l'espace paramétrique, d'après la définition du mapping, nous utilisons la propriété suivante :

$$\frac{\partial x}{\partial \xi} \frac{\partial \xi}{\partial x} = \begin{pmatrix} x_\xi & x_\eta & x_\zeta \\ y_\xi & y_\eta & y_\zeta \\ z_\xi & z_\eta & z_\zeta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi_x & \xi_y & \xi_z \\ \eta_x & \eta_y & \eta_z \\ \zeta_x & \zeta_y & \zeta_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad 3-37$$

Les termes de la formulation faible sont évalués dans l'espace de référence, où les opérations de dérivation et d'intégration s'effectuent plus facilement. Les opérations élémentaires de dérivation et d'intégration sur $f(X)$ pour pouvoir implémenter sont :

$$\frac{\partial f}{\partial X} = \frac{\partial f}{\partial \xi} \frac{\partial \xi}{\partial X} + \frac{\partial f}{\partial \eta} \frac{\partial \eta}{\partial X} + \frac{\partial f}{\partial \zeta} \frac{\partial \zeta}{\partial X} \quad 3-38$$

$$\int_{\Omega_e} f(X) dX = \int_{\psi(\Omega_e)} J \cdot f(X(w)) dw, \text{ avec } J = \frac{\partial X}{\partial w} \quad 3-39$$

où "J" est la fonction jacobienne sur l'élément I.

Le passage du produit scalaire de l'élément D à l'élément I s'exprime par :

$$\langle f, g \rangle_D = \int_D f(x) g(x) dx = \int_I f(x(\xi)) g(x(\xi)) J(\xi) d\xi \quad 3-40$$

Les fonctions de base dans l'élément paramétrique I sont les polynômes de degré p définis par $p(\xi, \eta, \zeta) = \xi^r \eta^s \zeta^t$, avec $s+r+t \leq p$.

3.3.2.3 Discrétisation des équations

Sur chaque élément Ω_e un espace d'approximation est défini. En dimension 3, le nombre de nœuds (degrés de liberté) sur Ω_e est donné par : $N = (p+1)(p+2)(p+3)/6$. La discrétisation de la formulation variationnelle sur l'élément est définie par l'équation :

$$u^{\Omega_e} = \sum_{j=1}^N u_j^{\Omega_e} \Phi_j \quad 3-41$$

Où les coefficients " u_j " sont uniques à cet élément et indépendants de la solution dans tous les autres éléments.

Le problème variationnel associé à la formulation Galerkin discontinue dans les équations 3-23 et 3-24 peuvent se réécrire sous la forme suivante sur chaque élément Ω_e [59] :

$$\frac{du}{dt} = -F(u, t) \quad 3-42$$

avec :

$$u = \begin{pmatrix} H \\ E \end{pmatrix} \quad 3-43$$

$$F(u, t) = \begin{pmatrix} M_{\Omega_e} \frac{dH}{dt} + S_{H, \Omega_e} E + F_{E, \Gamma_e} \\ M_{\Omega_e} \frac{dE}{dt} - S_{H, \Omega_e} H - F_{H, \Gamma_e} = -j_s \end{pmatrix} \quad 3-44$$

M_{Ω_e} est la matrice de masse de la permittivité et la perméabilité de chaque élément Ω_e et est déterminée à partir du produit scalaire :

$$M_{\alpha, \Omega_e} = \int_{\Omega_e} \alpha \Phi_e \cdot \Phi_e d\Omega_e \quad 3-45$$

où $\alpha = \{\varepsilon, \mu\}$

S_{E, Ω_e} et S_{H, Ω_e} sont les matrices de rigidités, contient $(e_i \times E)$ et $(e_i \times H)$ sur de chaque élément Ω_e :

$$S_{\Omega_e} = \int_{\Omega_e} \Phi_e \nabla \Phi_e d\Omega_e \quad 3-46$$

et F_{H, Γ_e} et F_{E, Γ_e} sont les flux aux bords des éléments. Dans le cas GD, la matrice de masse est diagonale par blocs, il est facile de l'inverser et la parallélisation est plus simple à mettre en place.

3.3.2.4 Discrétisation temporelle

Pour la discrétisation temporelle des équations, différents schémas numériques sont implémentés dans notre code. Les méthodes de Crank Nicolson et Leap-Frog pour le cas des flux centrés ($\gamma = 0$) et les méthodes de type Runge-Kutta explicites et implicites pour le cas des flux upwind ($\gamma = 1$) [58].

La méthode de Leap-Frog est introduite pour le schéma de Yee. Cette méthode est très utilisée dans les méthodes différences finies et identique à celui utilisé dans la modélisation par la méthode FDTD. L'utilisation la méthode de type Runge-Kutta est dans le but d'avoir une approche temporelle d'ordre de convergence plus élevé. Ainsi il peut être de type implicite, ce qui permet de s'affranchir de la restriction sur le pas temps introduite par la condition CFL.

3.3.3 Exemple d'application au cas du défaut d'écrasement

Le but de cette partie est de valider la méthode de GD pour un défaut d'écrasement d'une ligne coaxiale sans pertes. On utilise une ligne transmission coaxiale RG-58 afin de présenter les résultats pour le cas avec défaut et ensuite nous allons les comparer avec ceux modélisés et

simulés par la méthode 3D-FDTD. On utilise une ligne de transmission coaxiale RG-58/U sans pertes avec les paramètres de la ligne présentés dans le Tableau 3-2.

Paramètre	Valeur
Diamètre extérieur - D	2.95 mm
Diamètre intérieur - d	0.85 mm
Longueur - L	10.5 cm
Type de diélectrique	$\epsilon_r = 2.25$

Tableau 3-2 : Paramètres de ligne de transmission – câble coaxiale RG-58

Nous nous plaçons ici dans le cas où seule la gaine diélectrique du câble est dégradée avec des profondeurs (P_f) différentes et où la longueur (L_f) du défaut reste constante. La Figure 3.31 représente le modèle de notre exemple d'application sur le défaut d'écrasement axisymétrique.

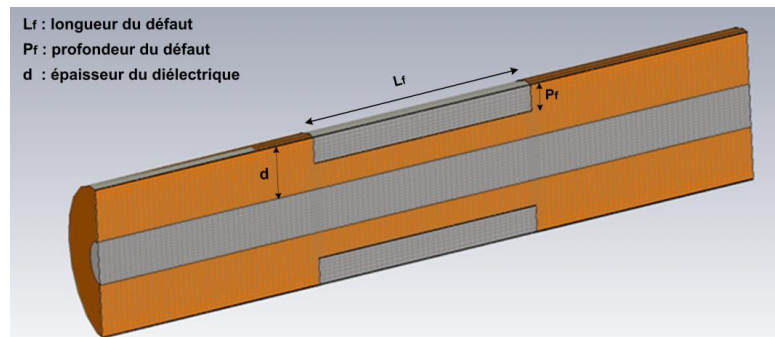


Figure 3.31 : Représentation du modèle de la ligne coaxiale avec défaut d'écrasement.

La Figure 3.32 présente les champs électriques temporels simulés par la méthode GD, aux deux points d'observation pour ce défaut d'écrasement axisymétrique (Figure 3.25) avec différentes profondeurs. Nous observons l'impact de la variation de la profondeur du défaut sur la réflexion et la transmission du signal.

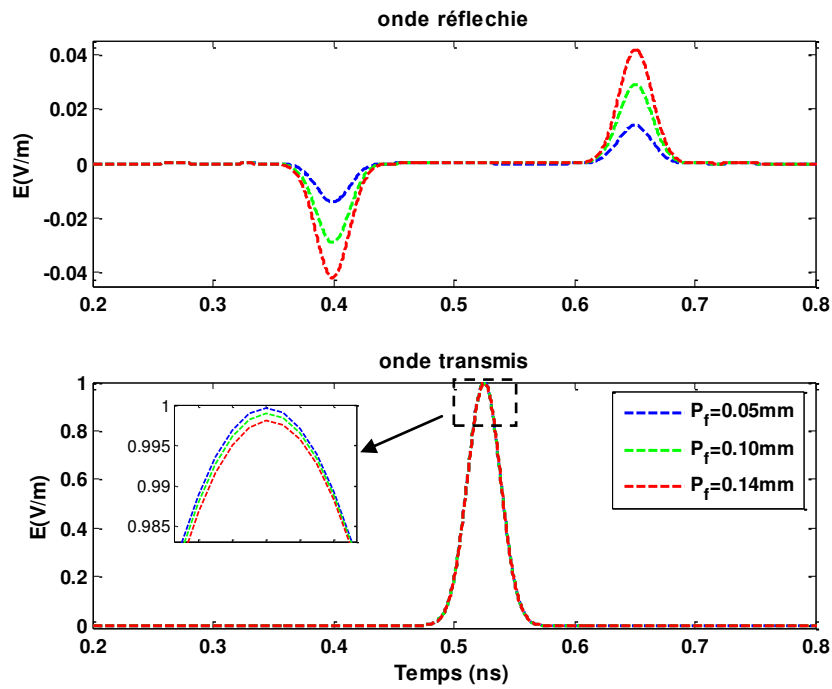


Figure 3.32 : Champs électriques temporels aux deux points d'observation pour $L_f=2, 5$ et avec $P_f=4.75\%, 9.5\%$ et 14% de d par GD (E normalisé par la valeur maximale du champ incident)

La Figure 3.33 illustre le module des paramètres S en fonction de l'épaisseur du diélectrique de la gaine endommagée, calculés par la simulation numérique GD.

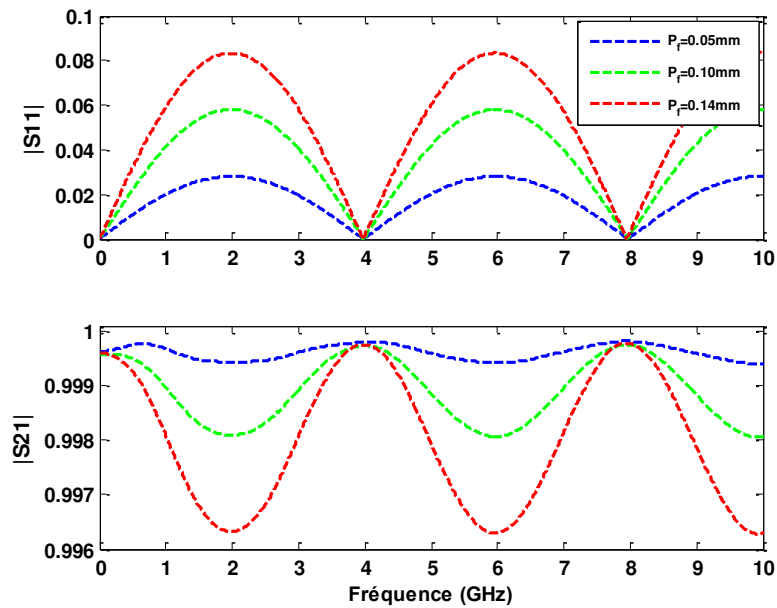


Figure 3.33 : Le module des paramètres S en fonction de la profondeur de la gaine endommagée ($P_f=4.75\%, 9.5\%$ et 14% de d)

On observe que les valeurs des paramètres de répartition S sont sensibles à l'épaisseur de la gaine diélectrique endommagée (P_i). De plus, l'impact est plus important aux fréquences plus élevées, ceci est dû au fait que la taille électrique de la profondeur du défaut augmente avec la fréquence, ce que nous avons observé dans les résultats de la simulation par FDTD. Le but suivant est de comparer le résultat de la simulation par GD au résultat simulé obtenu par FDTD.

3.4 Validation des Résultats

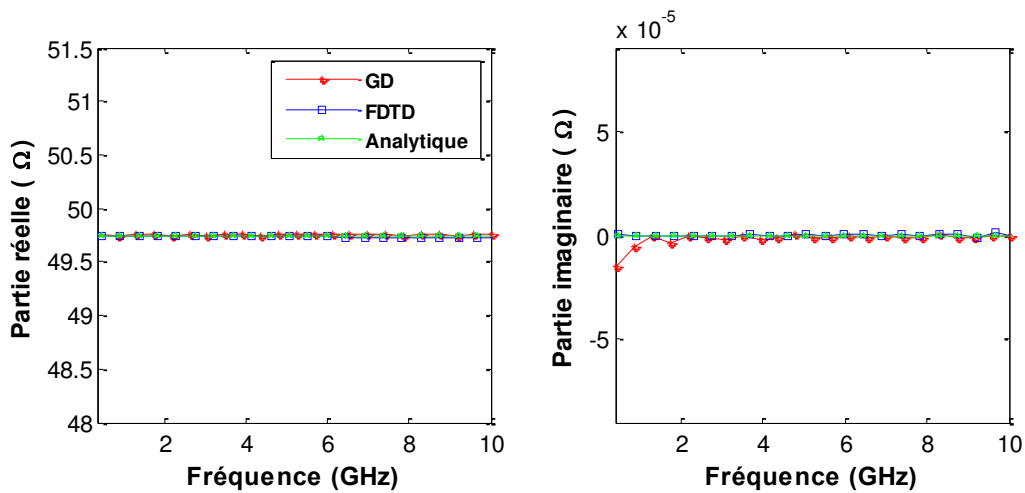
Dans cette partie nous utilisons les résultats de la simulation par FDTD afin de les comparer avec les résultats de la simulation par GD. Avant de comparer ces deux méthodes pour traiter les résultats d'un défaut non franc, nous nous intéressons d'abord à comparer les caractéristiques du câble sain calculées par les approches numériques (FDTD et GD) et la solution analytique.

Les paramètres de ligne coaxiale sont présentés dans le Tableau 3-2. L'impédance caractéristique du câble coaxial en mode TEM, peut être calculée analytiquement à partir du diélectrique employé et du rapport entre les dimensions des conducteurs [51]:

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{E_\rho \ln(R_B/R_A)}{2\pi H_\phi} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\ln(R_B/R_A)}{2\pi} \quad 3-47$$

La modélisation de la ligne par les deux méthodes numériques FDTD et GD, permet de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique puis la tension et le courant dans tout le volume de calcul.

La Figure 3.34, montre les parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale sans perte et sans défaut, en fonction de la fréquence, calculée par les approches numériques et la méthode analytique. La partie imaginaire est pratiquement nulle car on est dans un milieu sans perte (γ est purement imaginaire).


 Figure 3.34 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale saine et sans perte ($f_{\max}=10\text{GHz}$).

La formule analytique pour calculer le déphasage linéique dans une ligne est :

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad 3-48$$

A l'aide de l'évaluation temporelle pour la structure étudiée par les méthodes FDTD et GD, on peut définir les paramètres de propagation de la ligne de transmission le long de z . Ces paramètres nous permettent d'analyser le signal propagé qui peut être perturbé par un défaut (cf. Annexe A) [42].

Une comparaison est représentée dans les Tableau 3-3 et Tableau 3-4 pour l'impédance caractéristique (Z_0) et le déphasage linéaire (β) de la ligne de transmission sans perte, calculés par l'approche analytique, les simulations numériques.

		Z_0 (Ω) $f = 1$ GHz	erreur (%)	précision	ts
Analytique		49.7385			
Simulation	FDTD	49.7384	$2\text{E-}4 \text{ \%} \approx 0$	$\lambda/40$	< 5 min
	GD	49.7471	$1\text{E-}2 \text{ \%} \approx 0$	Ordre 5	≈ 1 hr

Tableau 3-3

		β (rad/m)			α f = [0:10] GHz
		f = 0.5 GHz	f = 1 GHz	f = 5 GHz	
Analytique		15.71	31.43	157.18	= 0.0
Simulation	FDTD	15.71	31.43	157.19	$\approx 1E-7$
	GD	15.71	31.43	157.16	$\approx 1E-3$

Tableau 3-4

Les résultats obtenus par la simulation numériques (FDTD et GD) montrent la bonne précision de ces méthodes en comparaison avec les calculs analytiques pour une ligne de transmission saine.

Après avoir vérifié la validité des méthodes FDTD et GD appliquées à une câble sain, nous allons appliquer ces méthodes dans le cas d'un défaut non franc où la gaine diélectrique du câble est dégradée avec la profondeur $P_f = 0.15$ mm ($\approx 14.2\%$ de d) et la longueur $L_f = 2.5$ cm. Dans la Figure 3.35 sont illustrés le module et phase des paramètres-S calculés par la simulation numérique en FDTD et GD pour le cas du défaut d'écrasement.

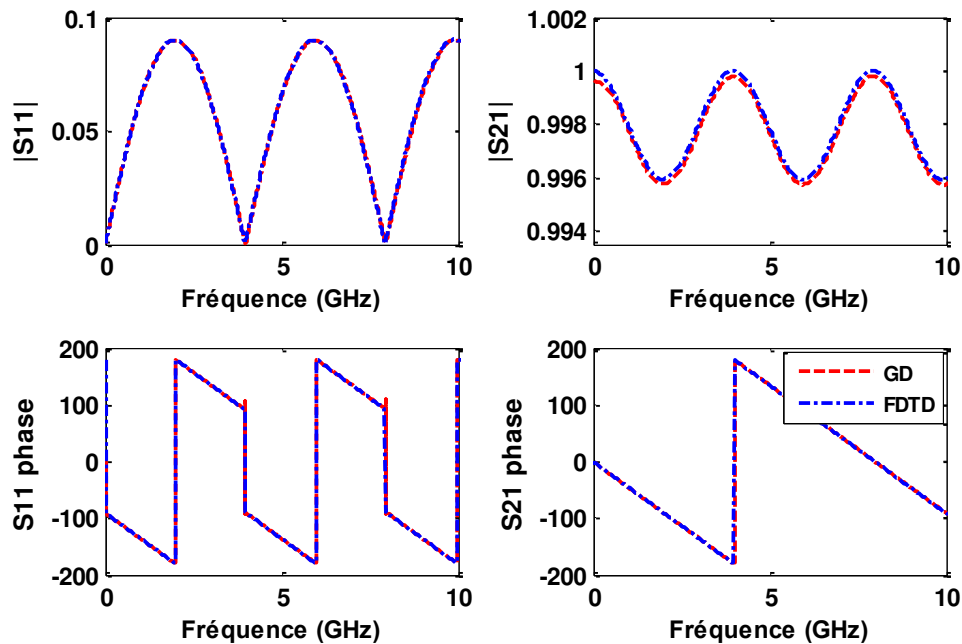


Figure 3.35 : Le module des paramètres S en fonction de la fréquence calculées par GD et FDTD ($L_f = 2.5$ cm et $P_f = 14.25\%$ de d)

3.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, la modélisation tridimensionnelle d'un défaut non franc et son influence sur la propagation dans un câble à été étudié. Pour cela deux méthodes numériques ont été exploitées et comparées : la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) en coordonnées cylindriques et la méthode de Galerkin-discontinue.

En fonction du problème à traiter, nous avons présenté le type du signal d'excitation afin d'alimenter la structure étudiée dans la simulation. De plus, afin de limiter le domaine de calcul nous avons présenté les conditions aux limites absorbantes (1st et 2nd ordre) pour imposer les milieux ouverts, ce qui nous permet de réduire la taille du modèle.

Les résultats de ces méthodes ont permis de déterminer les perturbations engendrées par le défaut non franc avec différents niveaux de dégradation. Ces perturbations ont été représentées en termes des paramètres-S afin de déterminer les caractéristiques du défaut.

En plus, La comparaison des résultats entre les deux méthodes FDTD et GD montre une bonne concordance, ce qui permet d'appliquer celle qui est la plus adaptée et plus cohérente par rapport à notre cas d'étude.

Dans le chapitre suivant, nous allons réaliser les mesures expérimentales sur le modèle du défaut non franc, dans les deux aspects temporel et fréquentiel. Ainsi nous allons tester le modèle du défaut d'écrasement par la variation de la section d'un câble coaxial. Le résultat de mesure permettra de valider expérimentalement dans le cas d'un écrasement axisymétrique, les résultats obtenus par nos approches numériques : FDTD et GD.

Chapitre 4 : Caractérisation expérimentale du défaut non franc

4.1 Introduction

Dans cette partie, nous présenterons les techniques et les principes mis en œuvre pour réaliser les mesures expérimentales, ainsi que la méthode de traitement des données pour un type de défaut non franc. Ces mesures ont pour but de comprendre et caractériser les phénomènes de propagation sur une large bande de fréquences le long d'un câble coaxial du type aéronautique tel que le RG-58. Ces mesures ont aussi pour objectif d'évaluer le potentiel des méthodes de réflectométrie et de traiter les résultats dans le domaine temporel pour la détection de défauts non francs.

Dans cette partie, nous allons tester deux types de défauts sous forme d'une variation sur la section du câble : le défaut plié et le défaut d'écrasement, parmi différents défauts non francs le plus représentatif dans les câblages électriques. Le résultat de cette partie nous permettra de valider expérimentalement le modèle étudié de défaut, l'écrasement axisymétrique, dans le chapitre précédent, en utilisant des câbles coaxiaux de type RG-58.

4.2 Principe de la mesure et dispositif expérimental

Pour le diagnostic de câblages électriques, il existe plusieurs méthodes pour détecter et localiser des défauts. Parmi ces différentes méthodes, les méthodes de test basées sur la réflectométrie permettent de déterminer l'état des câbles et de localiser le défaut lors de la présence d'une anomalie au long de la ligne, ainsi que d'analyser leurs caractéristiques. La réflectométrie a été utilisée durant de nombreuses années dans différents domaines d'étude et c'est une approche prometteuse dans l'aspect de diagnostic du défaut dans les réseaux filaires [14], [22].

Les mesures expérimentales sont basées sur la méthode de réflectométrie (voir la Section 1.5). A partir du temps de retard du signal réfléchi, en connaissant la vitesse de propagation d'onde dans le câble sous test, on peut déterminer la distance entre le point d'injection et la discontinuité. Ainsi, nous sommes en mesure d'étudier l'état de santé du câble, et dans le cas d'un défaut nous pouvons tenter par la suite de le détecter et puis indiquer le degré de l'intensité du défaut. Les signaux réfléchis donnent une signature des défauts francs ou non francs. La difficulté consiste à pouvoir définir la nature du défaut. Les techniques de réflectométrie peuvent être divisées en deux grandes catégories, à savoir: (i) réflectométrie dans le domaine temporel (TDR) et, (ii) réflectométrie dans le domaine fréquentiel (FDR) [14].

La technique de mesure TDR consiste à transmettre une impulsion ou un « step » dans le câble sous test, puis à observer la réponse dans le temps qui peut être utilisée pour déterminer l'état du câble. Le défaut peut être identifié par cette méthode et sa position peut être aussi estimée en fonction du temps, en connaissant la vitesse de propagation dans le câble. Bien que la mesure TDR traditionnelle soit utile comme méthode de diagnostic, il y a quelques limitations qui affectent sa capacité et la précision des résultats. La principale limitation est le temps de montée du signal d'excitation, limité par les appareils de mesure. Par conséquent, nous ne pouvons pas exciter la ligne par une forme du signal ayant une largeur impulsionnelle très fine, qui permet d'exploiter les fréquences élevées. Dans le cas d'un défaut non franc où nous avons une faible variation d'impédance, des signaux réfléchis peuvent être masqués dans le bruit car leurs impacts ne sont pas significatifs.

Concernant la technique dans le domaine fréquentiel, la technique de mesure FDR envoie un ensemble d'ondes sinusoïdales multi-fréquentielles dans le câble sous test, où elles sont réfléchies par des discontinuités. Cette technique nous fournit la réponse fréquentielle et nous permet de travailler à des fréquences assez élevées et dans ce cas l'impact du défaut peut être significatif par rapport au bruit.

4.3 Mesure dans le domaine temporel

Nous décrivons dans cette section les moyens expérimentaux mis en œuvre permettant de tester et d'étudier l'exemple du câble abimé dans le domaine temporel. Pour les mesures effec-

tuées au laboratoire ESYCOM : nous disposons d'un câble coaxial (EN 0406 WD) d'impédance caractéristique 50Ω , avec un défaut non franc réel (défaut plié), dont l'échantillon a été livré par notre partenaire industriel, Labinal Power Systems (Figure 4.1). La longueur totale du câble est égale à $L \approx 17.8$ m et la position du défaut est situé à 36cm de l'un des extrémités du câble.

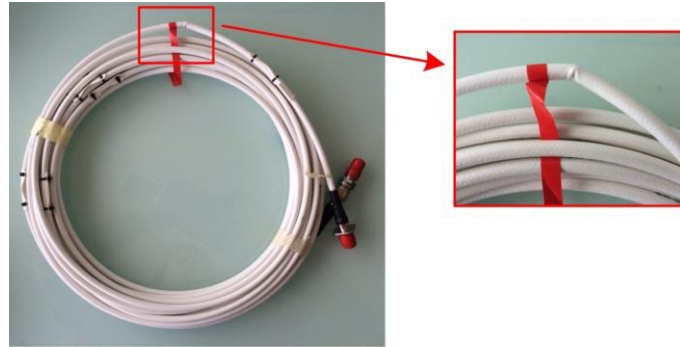


Figure 4.1 : Cas tests étudié avec le défaut plié.

Ce type de câble coaxial est conçu pour les applications de communication radio à haute fréquence (HF) dans le milieu aéronautique avec une fréquence d'opération maximale de 8 GHz. Le câble a été conçu par la nouvelle technologie d'isolation, fluoropolymère aéré, à savoir : une nouvelle génération de câbles coaxiaux. Cette nouvelle technologie de montage pour l'isolation fluoropolymère aérée permet une vitesse de propagation beaucoup plus grande par rapport aux câbles classiques, jusqu'à 80% de la vitesse de la lumière c . La Figure 4.2(a) montre la section du câble sain WD de la nouvelle génération qui peut être plus fragile vis à vis d'une contrainte mécanique par rapport au modèle avec l'isolant plein. Dans la Figure 4.2(b), nous observons la section de la zone défectueuse du même type du câble sous une contrainte de pliage où les conducteurs intérieurs du câble sont décentrés localement, et se sont rapprochés des conducteurs extérieurs à certains endroits.

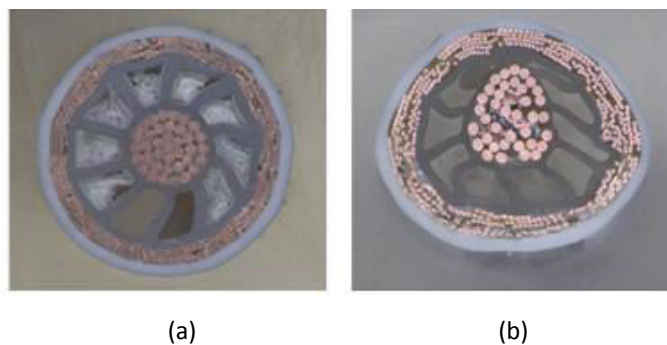


Figure 4.2 : Section du câble : (a) sain; (b) avec le défaut plié.

La Figure 4.3 représente le schéma de principe de la mesure dans le domaine temporel. Les deux points d'observation (P1 et P2) sont placés au début et à la fin du câble où sont enregistrés les signaux avant et après la zone défectueuse de la ligne. Les deux extrémités du câble sous test, sont adaptées à 50 ohms pour éviter les réflexions.

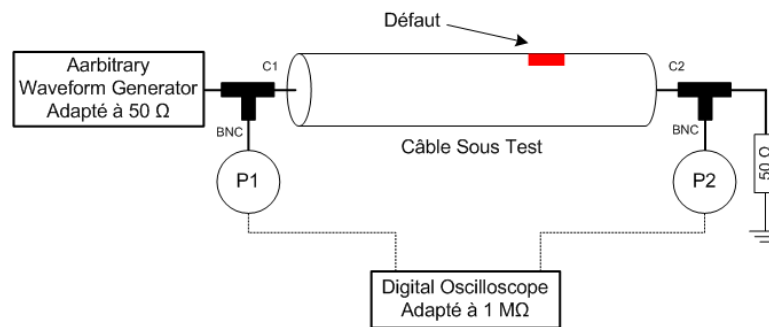


Figure 4.3 : Schéma de principe de la mesure en temporel.

Le schéma de la Figure 4.4 montre les différents dispositifs expérimentaux pour cette mesure en temporel. Le signal est émis par le générateur de signaux arbitraires (TaborElec. du modèle WX1282B) au niveau du port 1, puis se propage au long de la ligne vers le port 2. Le signal incident se réfléchit vers la source, lorsqu'il rencontre une discontinuité au long de son chemin. Ce modèle de générateur est capable de créer une impulsion gaussienne qui nous permet de monter aux fréquences assez hautes jusqu'à 750 MHz) et par conséquent d'avoir des réflexions plus visibles.

Une oscilloscope numérique 8-bit (LeCroy WavePro 7 Zi-A) est utilisé pour mesurer des signaux transitoires. L'oscilloscope a 4 entrées du type BNC d'impédance 50 ohms et 1Mohms et également 4 entrées de type SMA d'impédance 50 ohms. Le taux d'échantillonnage de l'oscilloscope monte jusqu'à 40 GS/s qui est bien au delà du taux d'échantillonnage du signal émis par le générateur de signaux (2.3GS/s).

Le signal incident et les signaux réfléchis initiés par le défaut sont mesurés au port 1 adapté à haute impédance (1 MΩ). Le câble est terminé par une charge de 50 Ω (adapté) et l'autre port de l'oscilloscope adapté aussi à haute impédance qui permet de mesurer le signal transmis.

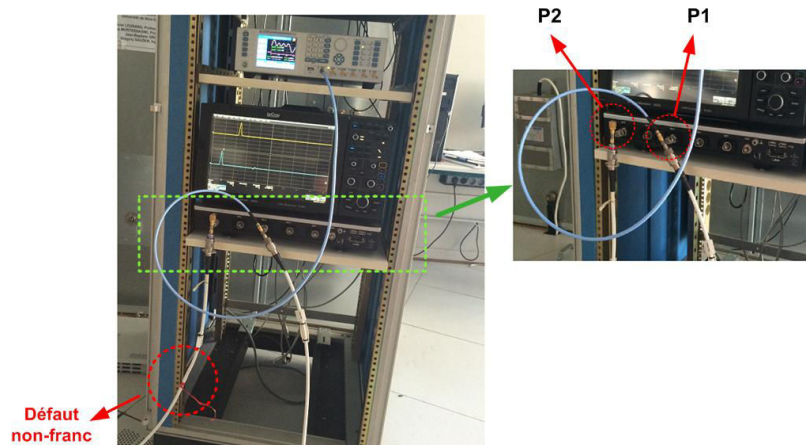


Figure 4.4 : Dispositifs expérimentaux pour la mesure temporelle

4.3.1 Détection du défaut

Dans un premier temps, la mesure a été faite avec un signal gaussien de largeur temporelle minimale pour pouvoir faire ressortir le défaut non franc. La Figure 4.5 présente les signaux temporels mesurés aux deux points d'observation, pour le cas du défaut non franc (plié). Les résultats sont normalisés par rapport à l'amplitude du signal incident. Afin de faciliter la comparaison, les signaux sont normalisés par le maximum d'amplitude du signal incident $U_{inc}(t)$.

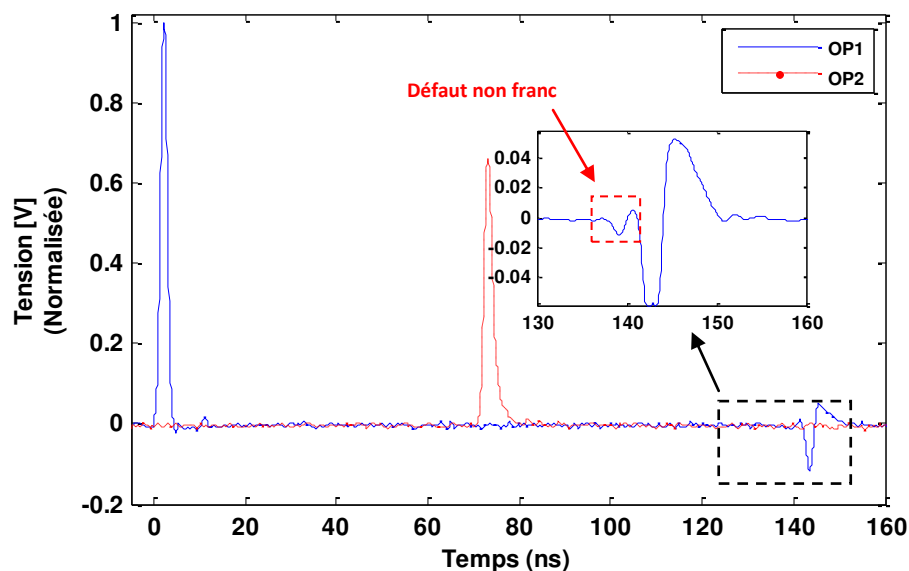


Figure 4.5 : Signaux incident, réfléchi et transmis enregistrés aux points placés aux deux extrémités de la ligne (signal réfléchi initié par une discontinuité représentant le défaut non franc).

Dans la Figure 4.5, nous pouvons observer la signature du défaut non franc et également la réflexion due à la discontinuité générée par le connecteur BNC. Plus le signal d'excitation a une largeur temporelle fine, plus la signature du défaut est séparée de la signature du connecteur et nous pouvons ainsi mieux le distinguer.

Nous avons pratiqué d'autres niveaux de dégradation sur le même type de défaut mais avec différentes courbures. La Figure 4.6, représente les signaux réfléchis normalisés par le signal incident, en fonction de la distance, pour les deux niveaux de dégradation : pliage avec les courbures de : 0° et 180° . Nous observons que l'amplitude de la réflexion est plus grande pour le cas avec la courbure sévère où l'état de la zone défectueuse est plus critique.

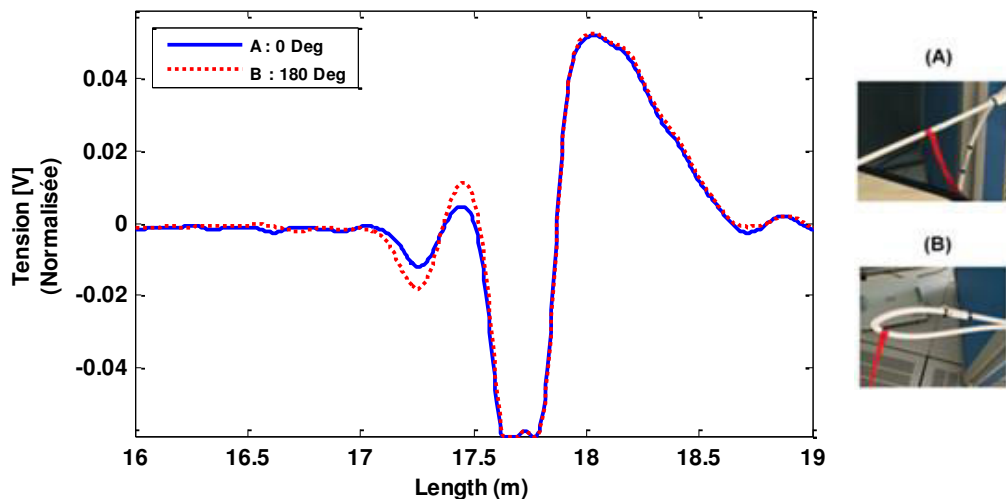


Figure 4.6 : Signaux réfléchis normalisés par le signal incident, pour les deux niveaux de dégradation (Pliage avec les courbures de : 0° et 180°)

Afin de tracer la réponse temporelle en fonction de la distance qui nous permet de localiser l'endroit du défaut non franc, nous avons besoin de connaître la vitesse de propagation dans la ligne de transmission. Cette vitesse peut être calculée analytiquement, ou donnée par le constructeur, ou être mesurée expérimentalement.

4.3.2 Impact de largeur d'impulsion

Pour pouvoir générer une impulsion avec une largeur temporelle plus petite, nous avons besoin d'un générateur de signaux en haute résolution avec le temps de montée le plus petit possible. Dans notre cas, nous avons utilisé un générateur très performant avec le temps montant de

600ps. Dans la plupart des cas, nous n'avons pas cette possibilité car nous sommes limités par des caractéristiques de nos appareils de mesure dans l'application de la réflectométrie temporelle (TDR). En effet, l'objectif de cette partie est de montrer l'impact de largeur d'impulsion sur la détection du défaut non franc comme un changement de la section du câble ici et pour cela nous avons choisi des signaux d'excitation avec des largeurs temporelles « pulse width » plus grandes qu'avant : 12 ns, 20 ns et 35 ns. Dans la Figure 4.7, les résultats des réflexions dues à ces signaux incidents sont représentés. On constate des effets des discontinuités qui sont plus localisés et aussi plus visibles par l'injection d'une impulsion de petite largeur.

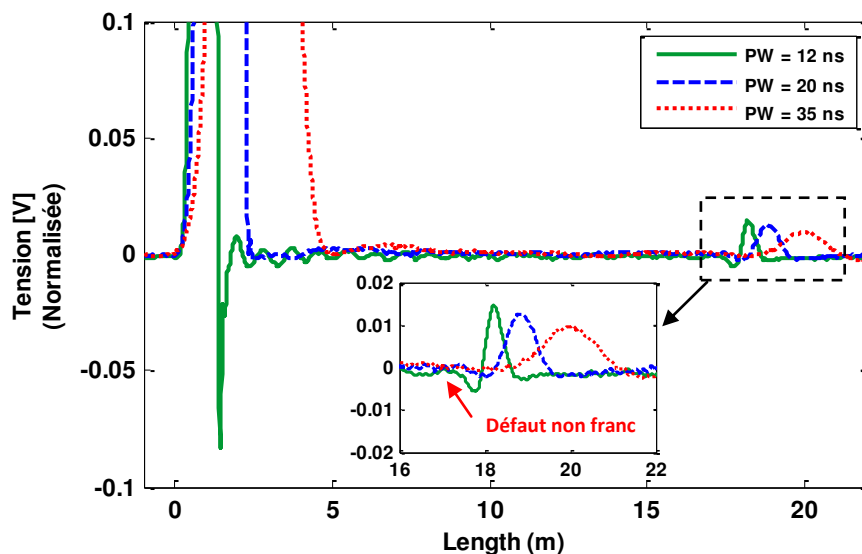


Figure 4.7 : Signaux temporels enregistrés aux points d'injection de la ligne, où nous avons injecté des gaussiennes avec la largeur temporelle de 12 ns, 20 ns et 335 ns.

4.3.3 Impact du port d'injection

Dans cette partie, nous nous intéresserons à l'impact du port choisi pour la mesure de la réflectométrie temporelle. A cause de l'affaiblissement le long de la ligne qui varie aussi en fonction de la fréquence, la signature du défaut non franc est plus importante au port le plus proche. En revanche, si le défaut est très proche du port d'injection la signature du défaut peut disparaître, notamment lorsque la largeur du signal d'excitation est importante par rapport au temps correspondant à la propagation.

Dans la Figure 4.8, nous avons représenté les résultats de la réflectométrie effectuée par différents accès du câble, P1 et P2. Le port P2 est celui qui est le plus proche du défaut avec une distance de 36 cm. Les résultats sont montrés en fonction de la distance afin de pouvoir bien distinguer la position du défaut par rapport à la fin du signal injecté. Dans ce cas avec des mesures faites en 2-port, avec une telle excitation de largeur d'impulsion petite, nous pouvons observer la variation du signal incident au port 2 lors de la présence du défaut non franc. Plus le signal d'excitation devient large, plus l'impact du défaut peut être couvert par le signal injecté et ceci risque de poser problème dans l'application de la réflectométrie TDR.

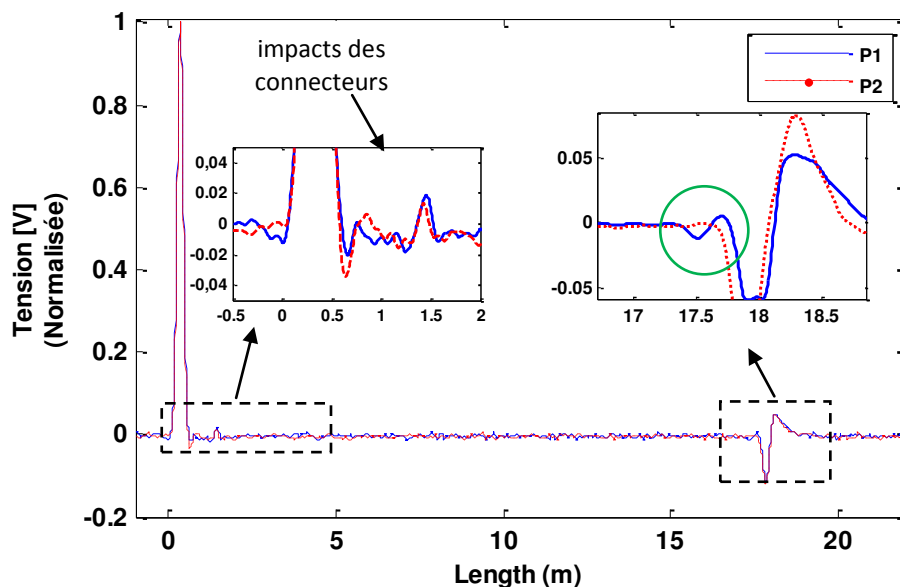


Figure 4.8 : Réflectométrie effectuée par les deux ports, P1 et P2 pour le défaut situé à $x_f = 0.36$ m du port P2.

4.3.4 Impact du connecteur : BNC versus N

Dans cette partie nous nous intéressons à l'impact du type de connecteur qui peut provoquer d'importantes perturbations dans l'aspect de la réponse. Dans un harnais, il y a différents types de câbles pour des applications diverses, comme des câbles de puissance ou des câbles pour hyperfréquences (communications) etc. Les connecteurs sont choisis pour minimiser les pertes et les réflexions. Pour donner un exemple, nous avons testé notre câble avec le défaut plié, dans deux cas : l'extrémité est adaptée à 50 ohms du type BNC et du type N. La Figure 4.9 montre les signaux réfléchis générés par le défaut plié et le connecteur qui sont assez proches. Dans le cas

avec une telle adaptation de N, nous observons que le signal réfléchi est moins perturbé par la réflexion due au connecteur par rapport celui adapté avec BNC.

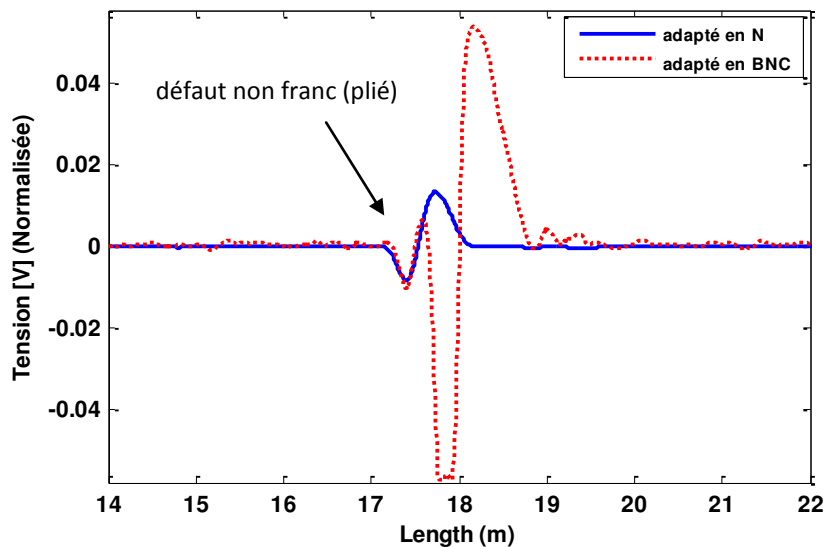


Figure 4.9 : Signaux réfléchis du au défaut et connecteur.

4.4 Mesure dans le domaine fréquentiel

4.4.1 Exploitation des mesures de l'analyseur de réseau vectoriel

L'analyseur vectoriel de réseau fournit les résultats des paramètres-S qui correspondent aux coefficients de la réflexion et de transmission aux extrémités du câble sous test. Il effectue la mesure de la réponse fréquentielle sur une bande allant de f_1 à f_2 sur un nombre de points N_s . Le pas fréquentiel est défini par

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{N_s} \quad 4-1$$

Le schéma dans la Figure 4.10 représente le schéma de principe de la mesure dans le domaine fréquentiel avec l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) qui permet de mesurer les paramètres-S en fonction de la fréquence aux extrémités du câble sous test.

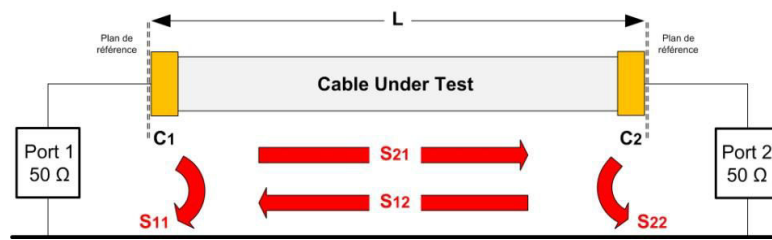


Figure 4.10: Schéma de principe de la mesure avec le VNA

On commence par étudier expérimentalement les phénomènes de propagation d'abord sur le câble sans défaut et caractériser le câble sain. Le système de mesure est constitué d'un analyseur de réseau vectoriel, Rohde & Schwarz (Figure 4.11), qui permet de faire la mesure en 2-ports pour déterminer les paramètres S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} . La bande de fréquences utilisable avec l'analyseur est de 10 kHz à 8.5 GHz avec un balayage de 100000 points de fréquence. Cette bande de fréquences correspond à l'étendue du spectre fréquentiel utilisable par un système de diagnostic très performant pour détecter un défaut de très faible variation impédance. Ces mesures nous permettent d'étudier et d'analyser la réponse fréquentielle et ensuite le résultat temporel, du câble sain avant d'étudier des perturbations et des effets dus au câble abîmé.

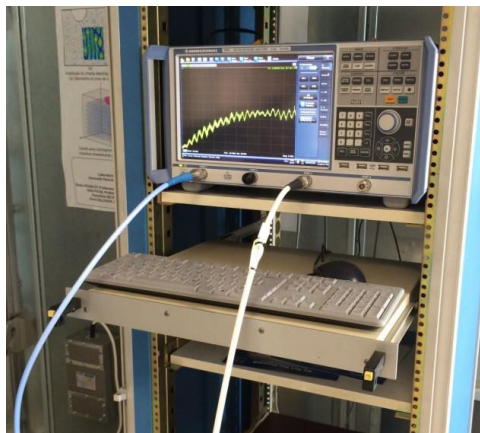


Figure 4.11: Dispositif expérimental (VNA)

Pour les mesures effectuées au laboratoire ESYCOM : nous disposons d'échantillons de câbles coaxiaux fournis par notre partenaire industriel, Labinal Power Systems. Nous avons choisi un type du câble aéronautique WD-ASNE 0406 avec l'impédance caractéristique de 50 Ω et de longueurs $L = 25$ m, utilisé dans un système de télécommunication en haute fréquence, jusqu'à 8 GHz. Le câble est branché par les connecteurs de type N de 50 ohms qui sont bien adaptés en haute fréquence (<18GHz).

L'analyseur de réseau vectoriel permet de mesurer en 2-ports et de déterminer les coefficients de réflexion et aussi le coefficient de transmission à l'entrée de chaque accès. La Figure 4.12 représente les valeurs des modules des paramètres-S en fonction de la fréquence, pour le cas sans défaut. Les mesures ont été faites sur une bande de fréquences de 10 kHz à 8 GHz avec un pas $\Delta f = 100\text{kHz}$.

La différence entre S_{11} et S_{22} (qui doivent être égaux pour un système de la ligne de transmission homogène, uniforme et sans pertes) est causée par la différence des connecteurs C1 et C2 aux extrémités du câble. En effet, dans le réseau aéronautique les terminaisons du câble ont des connecteurs différents à chaque extrémité : mâle (M) et femelle (F).

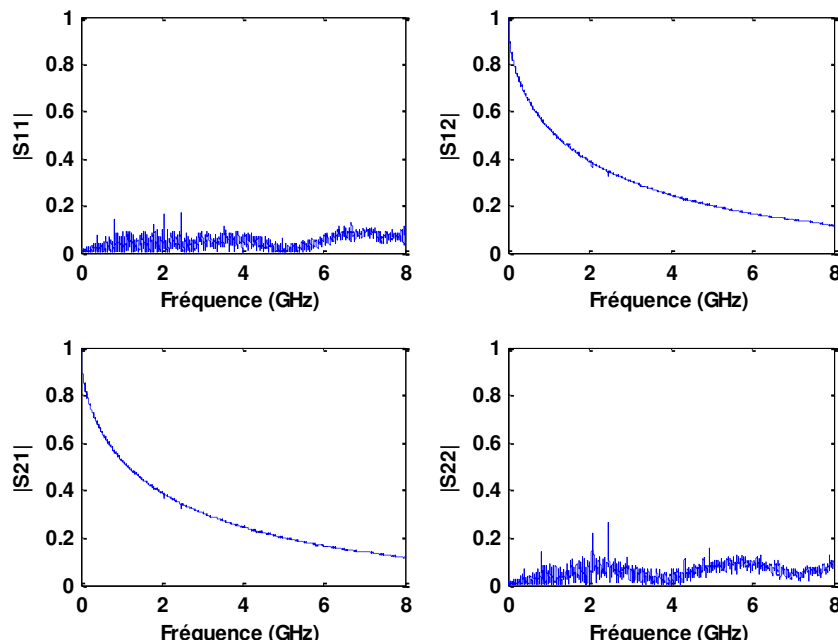


Figure 4.12: Les valeurs des modules des paramètres-S du câble sain

Par rapport au facteur de transmission dans la Figure 4.12, lorsque la fréquence de travail augmente, nous avons moins de transmission ($|S_{12}|$ & $|S_{21}| < 1$). Parce que, en plus de l'influence des désadaptations qui génèrent des réflexions importantes aux fréquences plus élevées, les pertes par ces connecteurs et le câble aussi introduisent un affaiblissement qui modifie le facteur de transmission et devient aussi plus importantes en haute fréquence.

Dans le cas de transmission parfaite, sans réflexion, les valeurs des modules des paramètres-S vérifient $|S_{ii}|^2 + |S_{ji}|^2 = 1$ où $i \neq j$. Dans le cas réel, cette expression n'est pas satisfaite à

cause des pertes dans la ligne et des connecteurs. Le signal s'atténue en fonction de la fréquence à cause des pertes et une partie du signal est réfléchi vers l'entrée due aux désadaptations aux extrémités. Pour analyser la valeur des pertes, le facteur des pertes peut se représenter sous la forme suivante :

$$LossFactor = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad 4-2$$

Ce facteur représente la puissance supplémentaire qui pourrait être fournie à l'autre extrémité du câble s'il était parfaitement adapté et la ligne était sans pertes. La Figure 4.13, représente la variation du facteur de pertes en fonction de la fréquence pour le câble choisi.

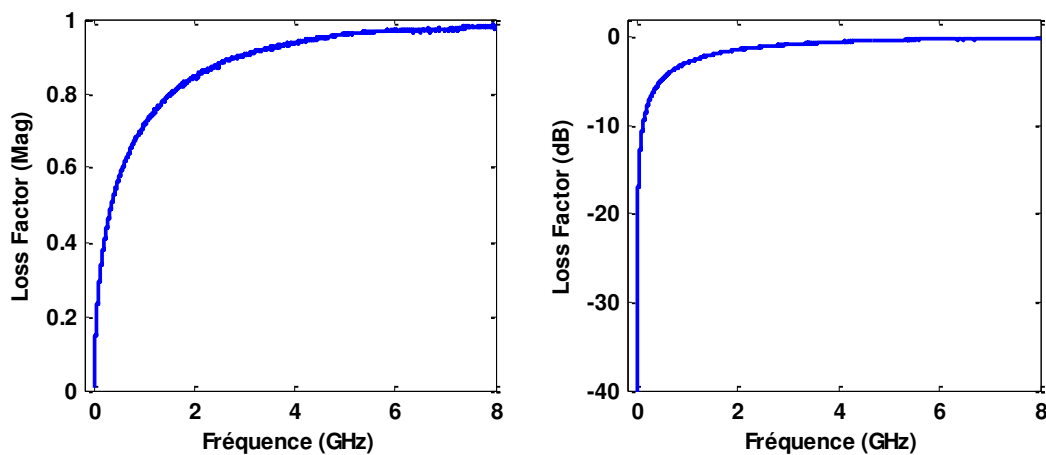


Figure 4.13 : Le facteur des pertes mesuré sur le port 1 du câble WD.

La Figure 4.14 représente les valeurs du module de S_{12} en fonction de la fréquence et nous avons mesuré une atténuation de 9.23 dB à 2.5 GHz et de 18.9 dB à 8 GHz pour le cas sain de 25 m. On en déduit une atténuation de 36.92 dB à 2.5 GHz et de 75.6 dB à 8 GHz sur 100 m, ce qui est meilleur que ce que donne le constructeur : de 50 dB à 105 dB pour les fréquences de 2.5 GHz à 8 GHz pour le câble de 100 m à 20°C.

Selon ces valeurs, l'atténuation des signaux aux fréquences élevées sera importante pour notre exemple sur un câble long. C.-à-d., plus l'atténuation est importante par rapport à la distance du câble, plus l'amplitude du signal réfléchi sera petit et donc plus difficile à détecter.

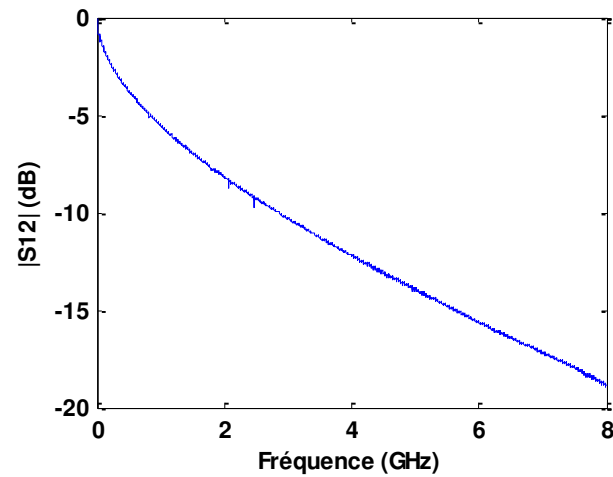


Figure 4.14 : Module de S12 en fonction de la fréquence pour le câble sain de 25 m.

4.4.2 Caractérisation du câble sain

Les mesures qui ont été exploitées pour caractériser le câble, sont les mesures du paramètre S_{11} , la réflexion en bout de ligne, en court-circuit et en circuit ouvert (S_{11}^{sc}, S_{11}^{oc}) et qui permet de déterminer l'impédance d'entrée du câble dans les deux cas (Z_{in}^{sc}, Z_{in}^{oc}). A partir de cette série des mesures, nous pouvons déterminer les caractéristiques du câble, ainsi que l'impédance caractéristique Z_0 , la constante de propagation γ [cf. Annexe C]. La Figure 4.15 montre les parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale saine, en fonction de la fréquence. La partie imaginaire est pratiquement nulle pour un câble sain.

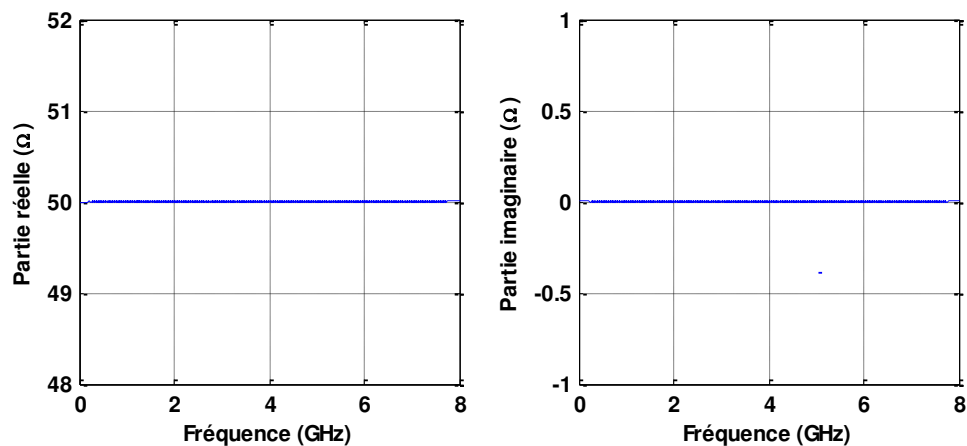


Figure 4.15 : Impédance caractéristique de la ligne coaxiale

La Figure 4.16 illustre le déphasage et l'affaiblissement linéique mesurés expérimentalement en comparaison avec le déphasage calculé analytiquement et l'affaiblissement donné par le fabricant.

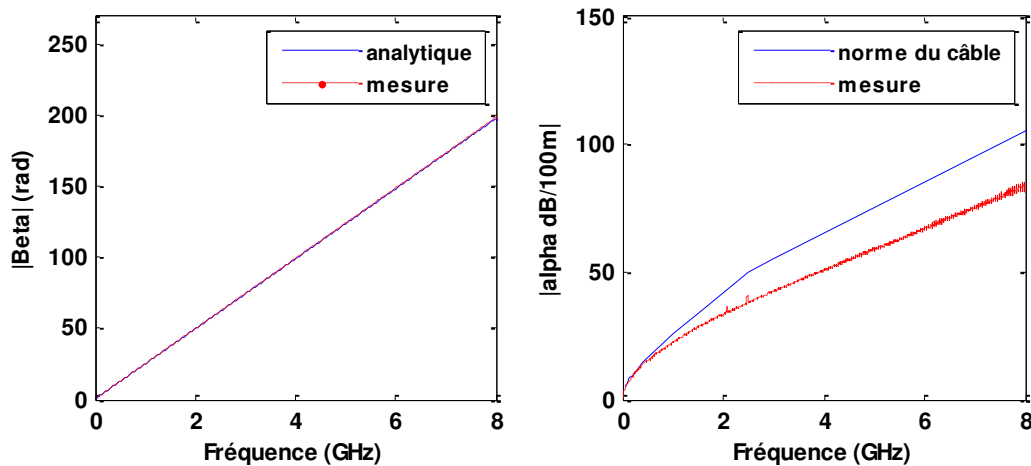


Figure 4.16 : Déphasage et l'affaiblissement linéique de la ligne coaxiale

Après avoir déterminé la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique du milieu de propagation Z_0 , on peut déterminer les paramètres distribués de la ligne (cf. Annexe B). La Figure 4.17 représente l'évolution des paramètres distribués RLCG de la ligne en fonction de la fréquence. L'évolution des paramètres linéiques, L et C , pour ce type du câble sans pertes a été calculée par la simulation numérique dans le chapitre 3 et les résultats sont été présentés dans cette figure. La faible différence entre le résultat de la mesure expérimentale avec ceux simulés numériquement pour l'inductance et la capacité linéique sont dus aux effets des signaux indésirables dans les mesures. Dans les mesures expérimentales, en plus du câble sous test, nous avons aussi l'impact des connecteurs qui n'est pas négligeable.

La mesure en réflectométrie avec l'analyseur de réseau nous a permis de caractériser les câbles en régime fréquentiel. Afin d'étudier des signatures d'éventuels défauts dans le câble et d'observer des déformations des signaux réfléchis par rapport au signal incident, il est souvent nécessaire de revenir à la réponse temporelle.

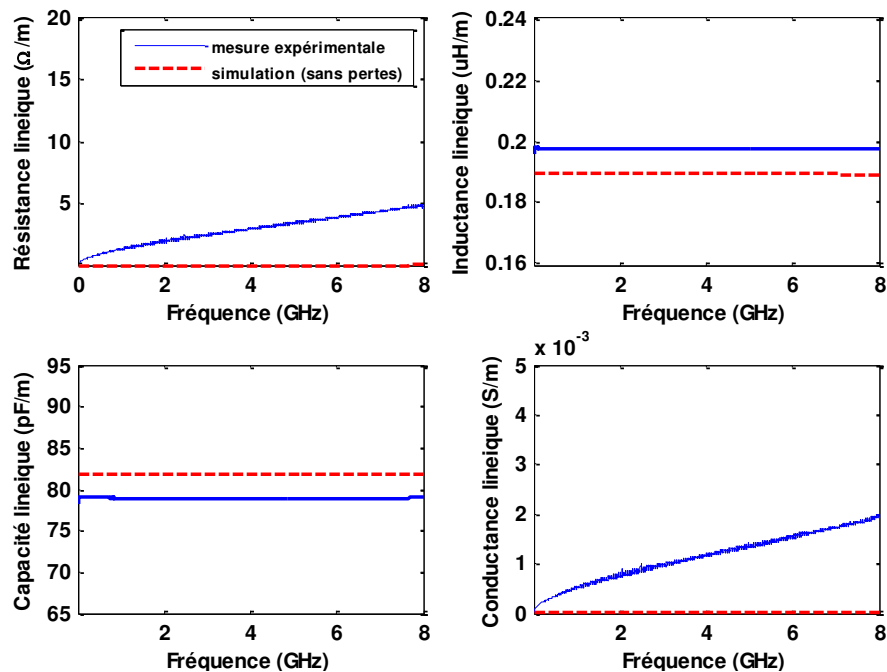


Figure 4.17 : Evolution des paramètres primaires de la ligne (RLCG) en fonction de la fréquence pour une ligne coaxiale

4.4.3 Principe du calcul de la réponse temporelle par IFT

Lorsque des acquisitions sont faites dans le domaine fréquentiel, une transformée de Fourier inverse est utilisée pour déterminer la réponse temporelle de l'équipement sous test (DUT) [60]. Si les données représentent la réponse fréquentielle d'une ligne sous test, la transformation inverse donc représente la réponse temporelle de la ligne. La transformée de Fourier inverse (IFT) définie comme [61]

$$f(t) = IFT\{F(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad 4-3$$

où $f(t)$ est la réponse temporelle, et $F(\omega)$ est la réponse fréquentielle

Comme les données mesurées par le VNA sont dans le domaine fréquentiel et sont constituées de données discrètes, nous avons besoin de la version discrète de la transformée de Fourier inverse pour déterminer la réponse temporelle associée. La transformée de Fourier discrète

inverse (IDFT) est définie pour l'ensemble de données fréquentielles discrètes. Elle se met sous la forme suivante :

$$f(\tau) = IDFT \{F(\nu)\} = \sum_{\nu=1}^{N-1} F(\nu) e^{j2\pi(\nu/N)\tau} \quad 4-4$$

où $F(\nu)$ la représentation fréquentielle d'un signal sur N points, τ est l'incrément de temps discret. La transformée de Fourier rapide inverse (IFT) est un moyen efficace de calculer $f(\tau)$ sur l'ensemble de temps discret qui a été utilisé ici pour représenter la réponse temporelle.

La IFT d'une fonction fournit directement la réponse impulsionnelle du réseau et le même résultat temporel que celui obtenu par l'excitation du réseau avec une impulsion, $\delta(t)$. Par une simple IFT des résultats de mesure, la réponse temporelle aura une durée infinie dans le temps. La technique du fenêtrage permet de calculer la réponse impulsionnelle sur une durée temporelle limitée à partir des données mesurées par le VNA, par une convolution des résultats de mesure originale avec une fonction « fenêtre » de pondération. Dans le domaine temporel, cela peut être représenté comme la convolution de la réponse impulsionnelle du réseau avec une fenêtre de pondération. Le produit de la convolution se traduit comme une multiplication dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, le résultat analytique d'IFT sur les données discrètes de mesure et limité par le fenêtrage, peut s'écrire mathématiquement :

$$f_{sw}(t) = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \cdot \sum_{n=-N}^N F(n\Delta\omega) \cdot W(n\Delta\omega) \cdot e^{jn\Delta\omega t} \quad 4-5$$

où $W(\omega)$ est la fonction fenêtre de pondération et la fonction est échantillonnée de $\omega = -N\Delta\omega$ à $\omega = +N\Delta\omega$. La dernière étape pour déterminer la réponse impulsionnelle qui permet de localiser le défaut à partir de l'IDFT du coefficient de réflexion, est de calculer l'équation 4-5 sur la partie négative et à $n=0$. La réponse temporelle d'un réseau est purement réelle et non-symétrique, c.-à-d. $f(t)$ est égale à 0 pour $t < 0$. Cela signifie que la fonction $F(\omega)$ doit être une fonction Hermittienne : $F(\omega) = F^*(-\omega)$. Une conséquence de ceci est que la réponse fréquentielle aux fréquences négatives peut se calculer en connaissant la réponse aux fréquences positives. Donc, l'IDFT

s'exprime uniquement en fonction de la partie réelle de l'IFT de la moitié positive de la réponse fréquentielle mesurée, ainsi que le terme DC à la fréquence zéro

$$f_{LP}(t) = \frac{\Delta\omega}{2\pi} F(0) \frac{W(0)}{W_0} + \frac{1}{W_0} \frac{\Delta\omega}{2\pi} 2 \cdot \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N F(n\Delta\omega) \cdot W(n\Delta\omega) \cdot e^{jn\Delta\omega t} \right] \quad 4-6$$

Cette réponse $f_{LP}(t)$ est nommée la réponse impulsionnelle « low-pass » qui correspond exactement à la réponse réelle du réseau dans le domaine temporel.

Pour pouvoir calculer le résultat à la fréquence $f=0$, on utilise la valeur du premier échantillon mesuré qui peut être le plus proche : $F(0) = F(1)$. Cela implique que, plus la fréquence de départ (f_1) est petite dans la mesure par VNA, plus la réponse temporelle sera précise.

La réponse temporelle des signaux réfléchis à partir des mesures fréquentielles par le VNA dans le mode de réflexion peut se calculer à l'aide de l'équation 4-6, qui peut se simplifier sous la forme de l'équation suivante :

$$y(t) = \mathbf{F}^{-1} \{ \Gamma(\omega) \cdot W(\omega) \} \quad 4-7$$

où $\Gamma(\omega)$ est le coefficient de réflexion à partir de la mesure FDR et $W(\omega)$ est la fenêtre de pondération d'amplitude unitaire dans le domaine fréquentiel. Ici la fenêtre gaussienne nous permet d'avoir la réponse de la ligne par une excitation gaussienne comme celle utilisée dans la simulation numérique. Cette réponse impulsionnelle calculée nous permet la représentation de la déformation des signaux réfléchis en fonction d'une excitation analogue à celle utilisée dans les simulations.

Finalement, la Figure 4.18 représente les réponses impulsionnelles des paramètres S_{11} et S_{22} à partir des résultats sur une bande allant de 100 kHz à 8 GHz, pour le câble sans défaut. La réponse temporelle de l'entrée de chaque accès (port 1 et 2), est représentée en fonction de la distance du câble, pour une vitesse de propagation d'onde du câble, 0.83 nominale.

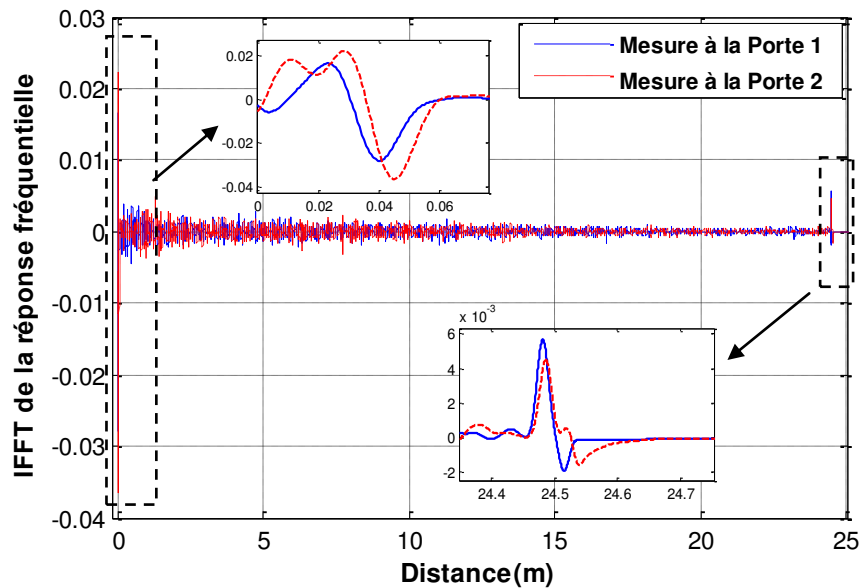


Figure 4.18: Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} et S_{22} sur 50Ω pour le câble sain de longueur 25m.

A la distance 0 et 25 mètres, nous remarquons des réflexions d'amplitude. Ces effets ne sont autres qu'une réflexion due à la désadaptation entre l'impédance caractéristique du câble sous test et les connecteurs avec l'impédance d'entrée et de sortie de l'analyseur (50 ohms). Nous avons des réflexions multiples sur une longueur d'environ 2cm, qui correspondent à la longueur des connecteurs aux extrémités du câble.

Dans la Figure 4.18, on peut également observer sur les mesures de réflectométrie en haute fréquence, des faibles micro-réflexions au long de la ligne qui apparaissent comme un bruit. En effet, les lignes de transmission que l'on suppose homogènes, ne le sont, le plus souvent, pas du tout et des paramètres de ligne varient faiblement au long de la ligne.

4.4.3.1 Impact de la fréquence maximale du travail (f_{\max})

La Figure 4.19 et Figure 4.20 représentent les réponses impulsionnelles des paramètres S_{11} et S_{22} sur 50 ohms pour le cas sans défaut, avec différentes fréquences maximales ($f_{\max} = 8\text{GHz}$, 2GHz et 400MHz). En effet, lorsque la fréquence de travail augmente, la longueur d'onde diminue et donc le signal est plus affecté par les connecteurs. Par conséquent, en haute fréquence, nous

aurons un effet des connecteurs plus localisé et aussi plus visible par rapport aux basses fréquences.

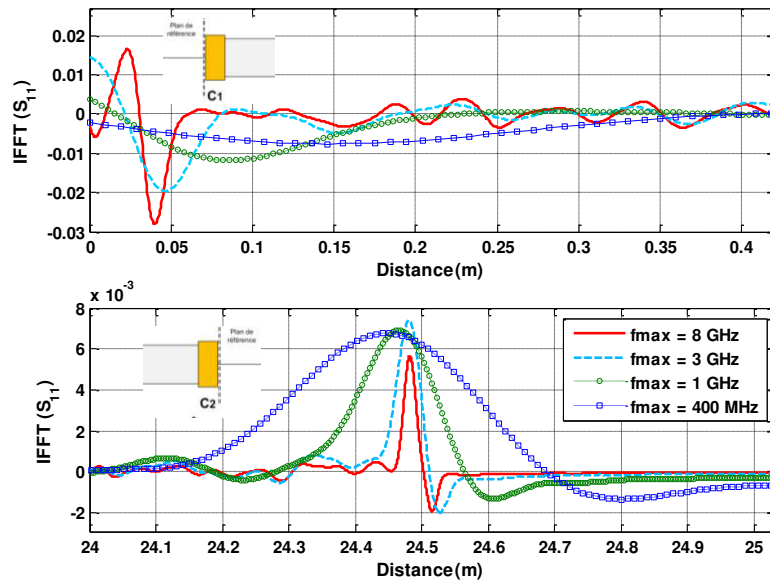


Figure 4.19 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} sur 50Ω pour le câble sain avec les différents f_{\max} .

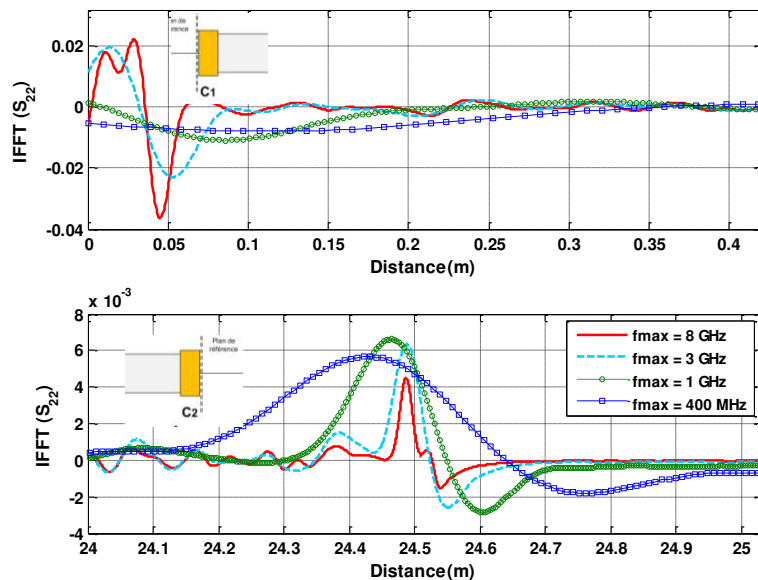


Figure 4.20 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{22} sur 50Ω pour le câble sain avec les différents f_{\max} .

4.4.3.2 Impact du nombre d'échantillons (N_{ech})

Nous nous intéressons maintenant à l'impact du nombre de points de la mesure (N_{ech}). La Figure 4.21 représente l'impact du nombre de points sur la réponse temporelle, à partir de la me-

sure fréquentielle jusqu'à la fréquence 1GHz ($f_{\max} = 1\text{GHz}$), dont le nombre de point égal à 10001 ($N_{\text{ech}} = N_s$).

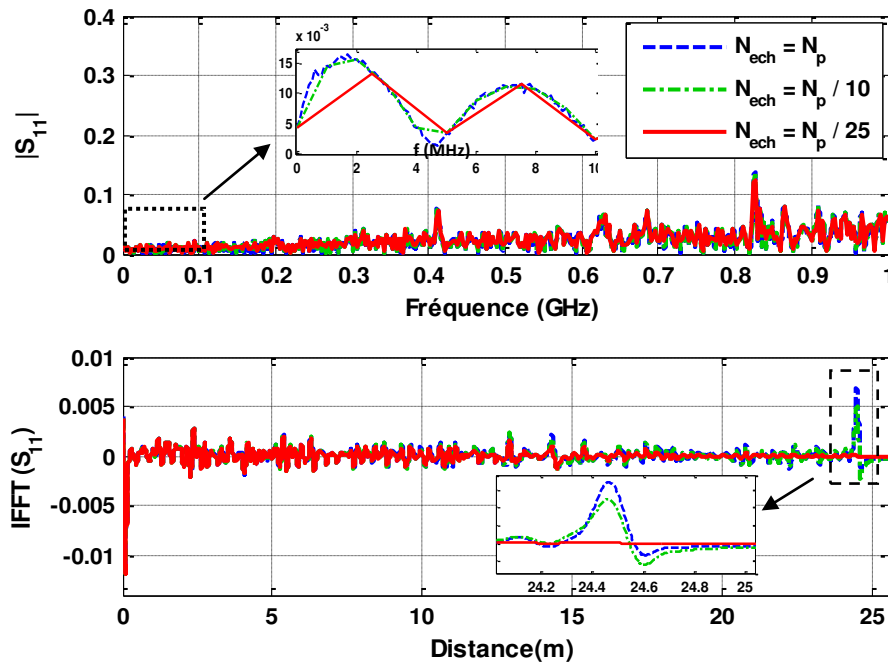


Figure 4.21 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} sur 50 ohms pour le câble sain (l'impact de nombre de point sur la réponse temporelle).

Dans la Figure 4.21, nous observons des oscillations de la gamme 5MHz qui correspondent à la longueur totale du câble (un aller-retour entre les deux extrémités du câble qui génèrent des réflexions). Avec une gamme de 5MHz ($\Delta f < 5\text{MHz}$), le signal émis ne peut pas bien voir la distance entre les deux connecteurs du à l'effet Aliasing [62]. Par conséquent, dans le cas des mesures avec un plus grand nombre de points, la résolution temporelle de la réponse impulsionnelle peut nettement s'améliorer.

4.4.4 Analyse des résultats du câble avec un défaut

Le but de cette partie est d'étudier le type de dégradation que nous avons analysé dans la mesure en TDR. On s'intéressera à l'impact du défaut non franc dans le domaine temporel et fréquentiel à partir des mesures effectuées dans le domaine fréquentiel par VNA.

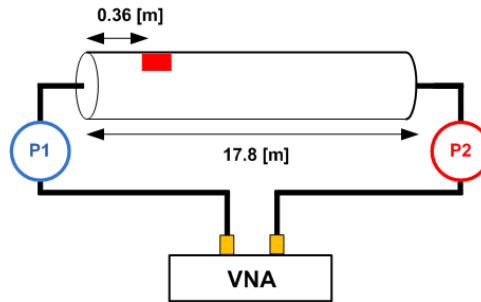


Figure 4.22 : Schéma de principe de la mesure avec la méthode FDR en full-port.

Le principe de mesure en fréquentiel est présenté dans la partie précédente, pour les tests sur le câble sain. Le défaut est situé à 36 cm de l'extrémité qui est connectée au port 1 du VNA (Figure 4.22). La Figure 4.23 représente les valeurs des modules des paramètres-S en fonction de la fréquence, pour un cas avec le défaut plié dans le câble coaxial avec des connecteurs du type N. Les mesures ont été faites sur une bande de fréquences de 10 kHz à 8 GHz avec un pas $\Delta f = 100\text{kHz}$.

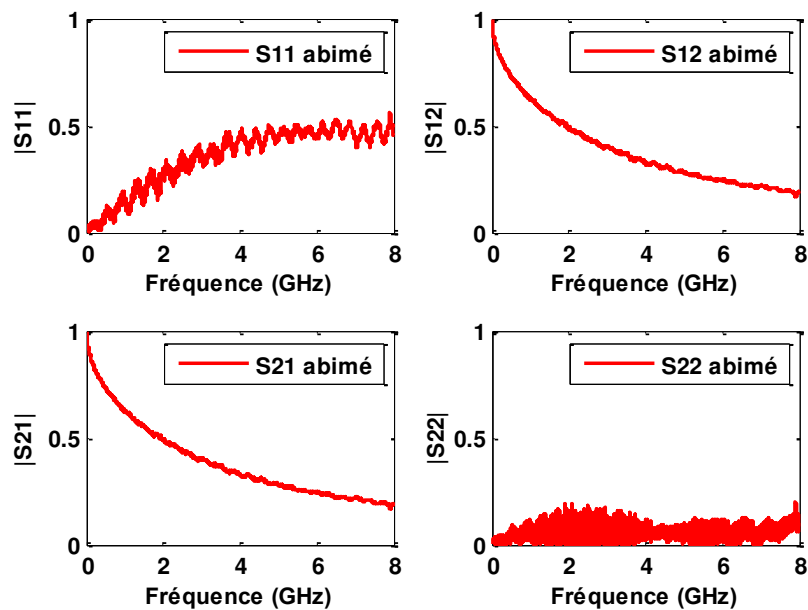


Figure 4.23 : Valeurs des modules des paramètres-S du câble avec le défaut plié.

4.4.4.1 Détection et localisation du défaut

A partir du coefficient de réflexion fréquentiel, on obtient la réponse temporelle à l'aide de la transformée de Fourier inverse. La Figure 4.24 représente les réponses impulsionnelles des paramètres S_{11} et S_{22} . Les réponses temporelles de l'entrée de chaque accès, porte 1 et 2, sont

représentées en fonction de la distance du câble, en connaissant de la vitesse de propagation d'onde du câble (0.83 nominal).

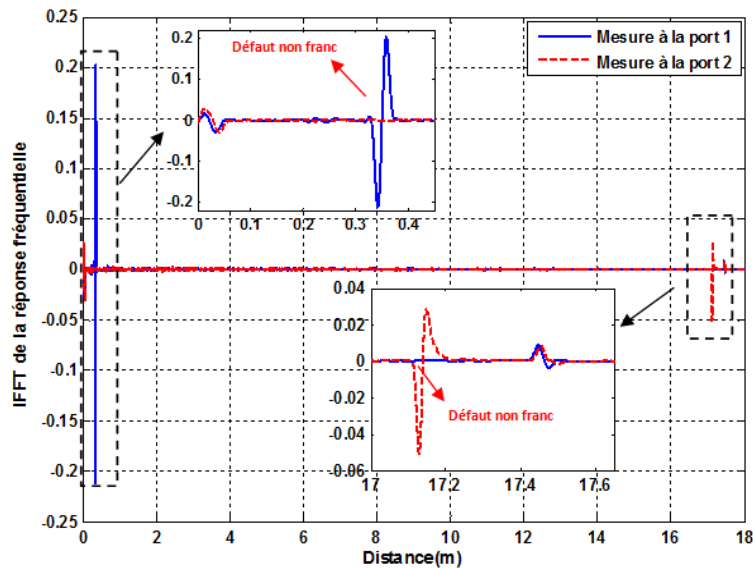


Figure 4.24 : Calcul de l'IFT du paramètre S_{11} et S_{22} sur 50 ohms pour le câble de longueur 17.8 m avec le défaut plié.

A la distance 0 et 17.8 mètres, nous remarquons des réflexions d'amplitude causées par la désadaptation entre le câble sous test avec l'impédance d'entrée et de sortie de l'analyseur (50 ohms). De plus, nous avons une deuxième réflexion multiple qui signifie la présence d'une discontinuité avec une longueur L_f positionnée au long de la ligne, proche d'une extrémité du câble. Le défaut est placé à la distance $X_f = 0.36$ m pour la mesure au port1 et à la distance $X_f = 17.1$ m pour une mesure au port 2.

Dans la Figure 4.25, nous observons l'impact de la fréquence maximale de mesure (f_{max}) sur l'amélioration de la détection et de la localisation du défaut non franc. Avec la fréquence maximale plus petite, la largeur temporelle du signal est plus grande et la signature du défaut est plus petite et l'anomalie est moins bien localisée. Dans notre cas de mesure, comme le défaut est proche du connecteur, la signature du défaut non franc avec la f_{max} plus petite est mélangée avec l'impact du connecteur et elle a disparu. Afin de réussir à localiser ce défaut et pouvoir l'identifier malgré les réflexions du connecteur, nous avons besoin d'une mesure faite à fréquence élevée.

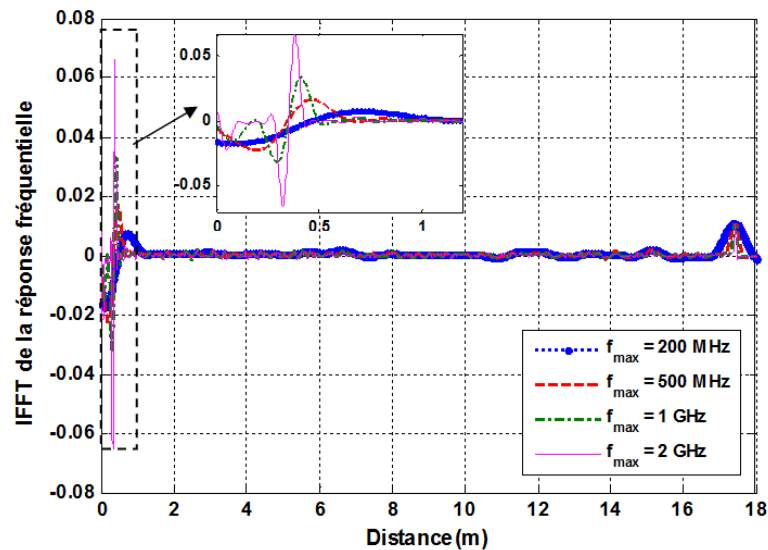


Figure 4.25 : Impact de la fréquence maximale de mesure (f_{\max}) sur l'amélioration de la détection et de la localisation du défaut non franc.

4.4.4.2 Impact des inhomogénéités

Comme nous avons précisé avant sur la Figure 4.18, des faibles micro-réflexions peuvent apparaître dans les mesures de réflectométrie comme un bruit. Ces faibles réflexions qui proviennent de l'inhomogénéité du câble coaxial peuvent masquer des pics correspondant à des très faibles défauts non francs, et finalement ne pas permettre de voir le défaut.

La Figure 4.26 représente la réponse impulsionnelle du câble endommagé avec deux défauts non francs à $x_1 = 1.5$ m et $x_2 = 16.6$ m et aussi le câble sain du même type. Le 1er défaut situé à $x_1 = 1.5$ m, est un petit trou sur le blindage du câble (Figure 4.27a). Et le 2ème défaut situé à $x_1 = 16.6$ m, est un défaut non franc sur le blindage du câble avec une dimension assez grande par rapport au trou et sur une longueur de 1 cm (Figure 4.27b). Ces résultats ont été obtenus après avoir été réalisé la transformée de Fourier inverse du paramètre de réflexion (S_{11}) issu du VNA.

Nous observons dans les deux cas sans et avec le défaut, la présence des micro-réflexions tout au long du câble, dues à des inhomogénéités dans le câble coaxial. L'effet des inhomogénéités peut être problématique pour le diagnostic des défauts non francs lorsque le défaut n'a pas un pic important par rapport aux bruits des inhomogénéités, comme le défaut N°1 dans la Figure 4.26b où les signatures du défaut sont presque masquées dans ces bruits.

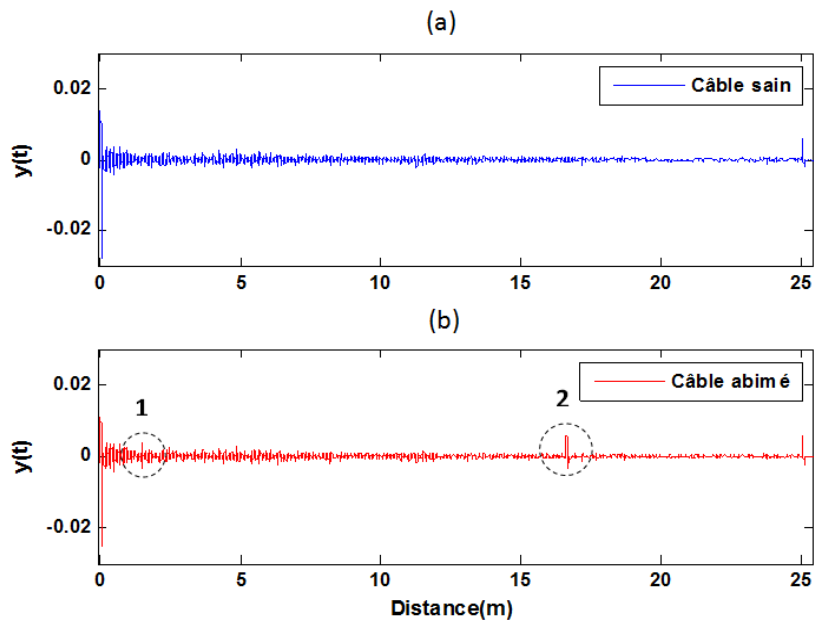


Figure 4.26 : Réponse impulsionnelle du câble : (a) sain, (b) endommagé avec deux défauts non francs à $x_1 = 1.5$ m et $x_2 = 16.6$ m.

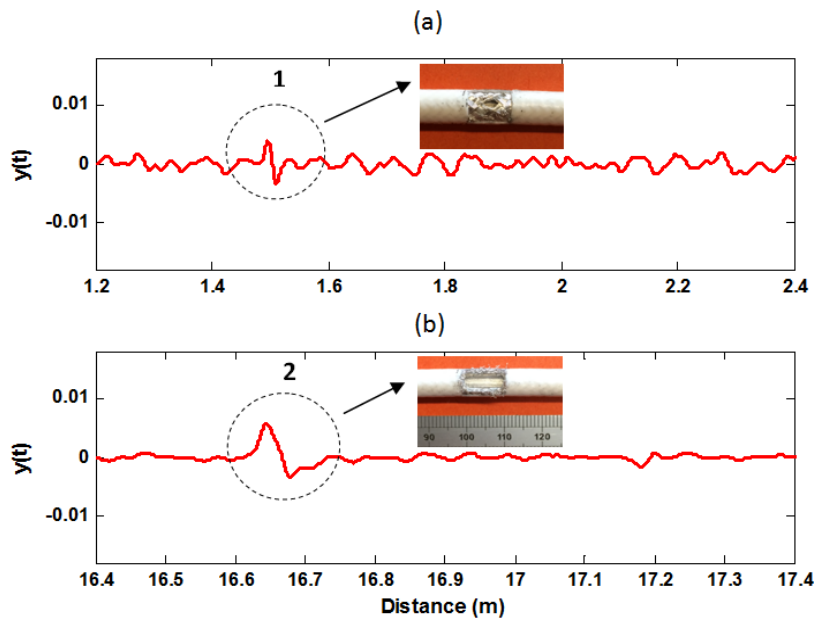


Figure 4.27 : Réponse impulsionnelle du câble endommagé avec : (a) Trou N°1, (b) Trou N°2.

Afin de pouvoir de s'affranchir de ces micro-réflexions dans nos mesures temporelles pour permettre de distinguer les défauts non francs dans le bruit dû aux inhomogénéités, nous avons besoin de tester d'abord le câble sain, comme référence. Par référence au résultat de réflectométrie du câble sain, le défaut peut être distingué, même avec une faible signature, par une soustraction entre les résultats réflectométriques du câble sain et endommagé : $y(t)_{\text{abimé}} - y(t)_{\text{sain}}$, ce

qui donne la réponse dans la Figure 4.28, qui montre bien les défauts. Ce traitement peut aussi se faire directement sur des résultats fréquentiels de la mesure de réflectométrie par VNA (voir Annexe D).

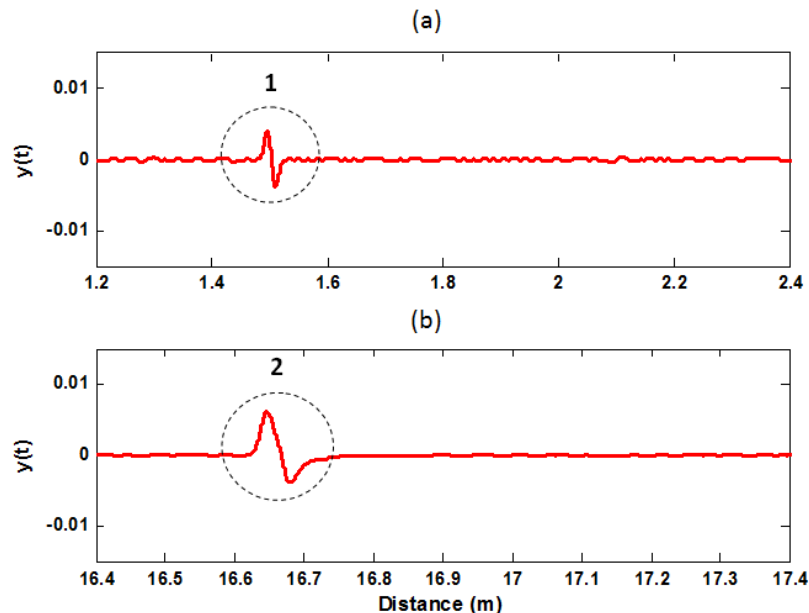


Figure 4.28 : Réponse impulsionnelle filtrée du câble endommagé pour le défaut : (a) N°1, (b) N°2.

Avec cette dernière analyse, nous pouvons avoir l'espoir de pouvoir localiser des défauts. Cependant, il faut noter que les câbles doivent être identiques. De plus, ces tests ont été effectués dans un environnement de laboratoire très contrôlé. Le câble est normalement collé sur une table ou toute autre surface pour empêcher le mouvement et les vibrations (qui créent des changements d'impédance), et soigneusement mesuré sans signal supplémentaire sur la ligne et avec le minimum de bruit de mesure.

Cette approche est un choix simple et facile pour trouver de petits changements tels que des défauts non francs. Mais, l'analyse ne peut pas être parfaite et facilement réalisable dans un environnement réel. Par exemple, même s'il est possible d'obtenir des bases de données de tous les résultats de tous les câbles de l'avion dans un état sain, lorsque l'avion vole, les câbles peuvent vibrer suffisamment et se déplacer ce qui peut induire des réponses du même ordre que celles dues à un défaut non franc, ce qui rend une localisation impossible. Donc, cette difficulté reste toujours une problématique pour le diagnostic des défauts non francs.

Une autre alternative afin de lutter contre ces effets indésirables, est d'exploiter des fréquences assez élevées. La Figure 4.29a montre des réponses impulsionnelles des mesures expérimentales pour le défaut N°1, effectuées sur deux différentes bandes de fréquences, 2 et 8 GHz. La signature du défaut est mieux visible dans le bruit lorsque la fréquence du travail augmente et le signal incident sera plus affecté, même si la sévérité du défaut reste constante. Par contre, même aux fréquences plus basses, la signature du défaut peut se distinguer sans difficulté par le traitement à l'aide des résultats de mesure sur le câble sans défaut comme une référence (voir la Figure 4.29b).

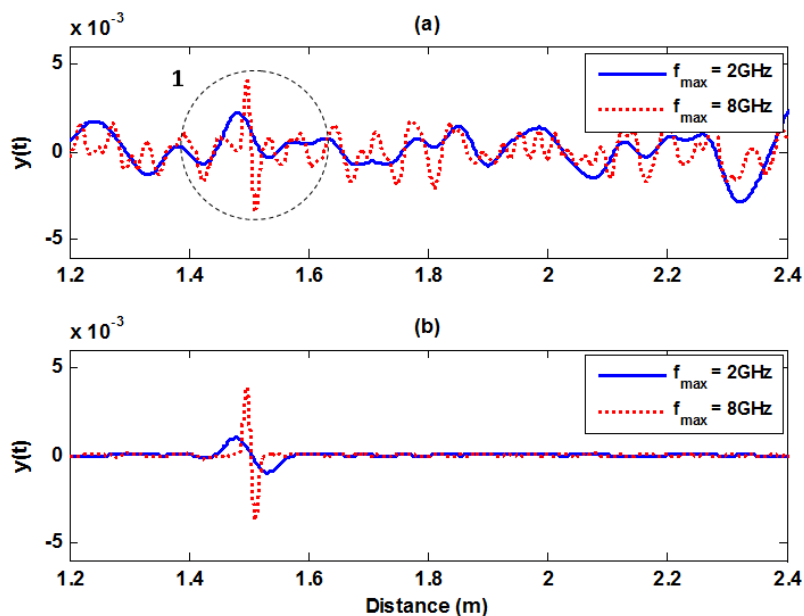


Figure 4.29 : Impact de la fréquence maximale de mesure sur l'amélioration de la détection du défaut non franc N° 1 dans des bruits des inhomogénéités.

4.4.5 TDR vs. FDR

Après les études précédentes sur la mesure de réflectométrie pour détecter des défauts non francs, nous allons discuter ici sur la comparaison des performances de détection de la TDR et de la FDR en vue de diagnostic.

La technique TDR classique est un procédé en 2 étapes : (i) injection d'un signal en temporel, bien adapté au type du défaut, franc ou non franc ; et (ii) mesure du réflectogramme où les pics peuvent correspondre aux discontinuités du câble.

Cette méthode peut être souvent efficace pour diagnostiquer des défauts francs, sans avoir besoin de connaître la longueur du câble. Par contre, comme nous l'avons observé dans les résultats précédents dans le cas du défaut non franc, nous avons besoin d'exploiter une TDR techniquement plus performante et développée de manière plus approfondie. Dans le cas du défaut non franc où la réflexion est plus importante en haute fréquence, un générateur de signaux montant aux fréquences plus élevées fournit des résultats plus performants pour détecter des défauts.

Plus le défaut est faible sur une longueur petite, plus nous avons besoin de monter en fréquences, alors nous sommes limités par des générateurs d'impulsion en raison de la restriction causée par le temps de montée des générateurs des signaux ($t_s > 500\text{ps}$). Alors que par la technique FDR nous pouvons exploiter des mesures aux fréquences très élevées. Des performances actuelles des VNA fournissent des mesures en large bande parfois jusqu'aux 40 GHz mais il faut noter que le coût de la qualité de cette performance peut devenir beaucoup plus élevé que la TDR.

En plus de la capacité de réaliser des mesures en HF, les performances des matériels utilisés comme des connecteurs bien adaptés en HF sont aussi un enjeu important pour la détection du défaut. Par exemple, la Figure 4.30a montre les signaux réfléchis générés par le défaut et le connecteur qui sont assez proches. Dans le cas avec une telle adaptation de N, nous observons que le signal réfléchi est moins perturbé par la réflexion due au connecteur par rapport celui adapté avec BNC et donc le défaut peut ressortir. La Figure 4.30b montre les signaux réfléchis du même schéma de mesure, mais par des mesures en FDR jusqu'aux fréquences maximales $f_{\text{max}} = 1$ et 2 GHz. Pour celui dont f_{max} est plus grande, c.-à-d. où le signal impulsional correspondant a une largeur temporelle plus petite, l'onde est plus affectée par le défaut et sa signature est bien séparée de la réflexion par le connecteur à la fin du câble. La durée temporelle du signal injecté peut être encore un élément plus important lorsque le terminal du câble n'est pas adapté et ouvert (C.O.) cas le plus fréquent cas pour le diagnostic. Dans ce cas, lorsque la durée temporelle du signal injecté est plus petite, cela implique moins de risque de perdre la signature du défaut par le recouvrement avec des signaux réfléchis dus au circuit-ouvert (voir la Figure 4.30b).

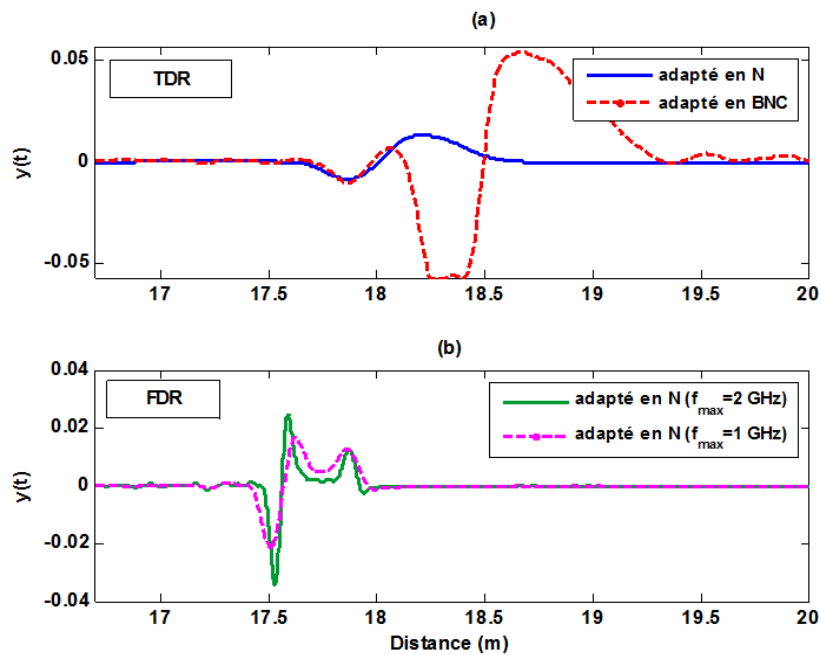


Figure 4.30 : TDR vs. FDR : (a) mesure en TDR ; (b) mesure en FDR.

La TDR effectue des mesures dans le domaine temporel : avec une seule mesure en TDR nous avons des résultats sur toutes les fréquences, tandis que la FDR concentre sa mesure sur un balayage de fréquences sélectionnées. Le processus FDR pour convertir le résultat en fréquentiel en une mesure de réflectométrie dans le domaine temporel utilise une transformé Fourier inverse (IFT). Ce processus IFT présente des limites importantes comme l'effet aliasing [62]. Afin d'empêcher cet effet lors des mesures en FDR, il faut bien définir le pas fréquentiel qui détermine la fréquence maximale du travail et le nombre de points de la mesure. Pour définir la limite du pas fréquentiel nous avons besoin de connaître la longueur totale et la vitesse de propagation du câble

$$\Delta f \leq \frac{2 \cdot v_p}{L} \quad 4-8$$

Dans le cas de mesures sur un câble de grande longueur, le pas fréquentiel doit être petit et si nous sommes limités par le nombre de point de mesure du VNA, nous ne pouvons pas donc monter jusqu'à la fréquence maximale de l'appareil. En plus du pas fréquentiel, pour pouvoir détecter la nature du défaut il faut utiliser le mode LOW PASS où la plage de fréquences est conçue de telle sorte qu'une extrapolation précise de la fréquence zéro est possible. Ceci est basé sur la condition selon laquelle le pas Δf entre les points de fréquence est égal à la fréquence du départ :

$$f_{start} = \Delta f$$

4-9

En plus du mode LOW PASS, il y a aussi le mode BAND PASS qui est généralement recommandé pour les applications scalaires. Il permet d'effectuer des mesures sur un nombre arbitraire de points et une gamme de fréquence arbitraire, et il est adapté pour afficher l'amplitude de la réflexion mais n'est pas pour illustrer l'évolution temporelle du réflectogramme [62].

Pour conclure et résumer la discussion relative à cette question du choix entre une mesure en FDR et TDR afin de détecter le défaut non franc dans un réseau de la ligne de transmission, il faut noter d'abord quelques éléments importants :

- La TDR de faible qualité est moins performante que la FDR surtout devant des très faibles anomalies ;
- La sensibilité de la TDR à la faible variation d'impédance ne peut pas être plus performante que la FDR en raison de la limite de fréquence maximum pour TDR;
- La FDR a besoin d'utiliser un analyseur de réseau qui coûte cher.
- Pour réaliser une FDR bien précise et sans risque de perdre des informations utiles, la connaissance de la longueur et la vitesse de propagation du câble est obligatoire ;
- Lorsque l'extrémité du câble est en C.O., des calculs analytiques en fréquentiel permettent de supprimer la réflexion causée par le terminal et trouver le coefficient de la réflexion du câble (ceci est très utile lorsque le défaut est proche de l'extrémité).

4.5 Exemple d'application : défaut d'écrasement

Dans cette section, la validation expérimentale du modèle du défaut, simulé dans le chapitre précédent, est conduite en utilisant des câbles coaxiaux de type RG-58. Pour cela, différents écrasements sur des tronçons de longueur $L_f = 2.5$ cm avec trois différents niveaux de dégradation de profondeur $P_f = 0.075$ mm (C4), 0.125 mm (C5) et 0.175 mm (C6) ont été réalisés. Nous utili-

sons une matrice (Figure 4.31) pour créer ce genre de défaut. Il y a 6 tubes de longueur 2,5 cm et de différents diamètres dans la matrice. On utilise les 3 derniers degrés afin d'écraser le câble dont les diamètres diminuent progressivement : 3.2 mm (C4), 3.1 mm (C5) et 3.0mm (C6).

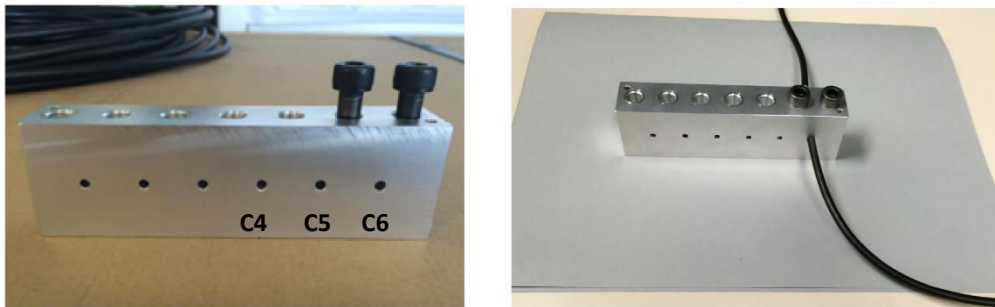


Figure 4.31 : Matrice pour créer des défauts d'écrasement.

Pour analyser ce défaut, les mesures ont été faites dans les deux domaines en temps et en fréquence. La mesure dans le domaine temporel n'a pas été assez probante pour ce type de défaut qui est si faible que son impact n'est pas assez significatif par rapport aux bruits. Nous utilisons la méthode FDR avec le VNA, pour pouvoir faire une caractérisation plus performante avec des résultats qui sont prometteurs quant aux niveaux de précision et simplicité d'implémentations de la méthode. Pour cela, les exemples du défaut sont caractérisés en large bande avec un analyseur vectoriel, sur une plage de fréquences de 1 MHz - 6 GHz avec $\Delta f = 1$ MHz.

Le câble sous test est raccordé avec des connecteurs BNC de 50 ohms qui ont été conçus pour transmettre des signaux jusqu'à 1 GHz. Afin de connecter le câble, l'analyseur est équipé d'un adaptateur N-BNC d'une longueur de 2 cm. Pour les mesures réalisées aux fréquences très hautes, jusqu'à 6 GHz (Figure 4.32), l'effet des pertes dans l'ensemble du câble et des connecteurs vont influencer la transmission du signal et nous avons besoin de compenser cet effet pour pouvoir comparer les résultats de mesure avec ceux simulés sans pertes.

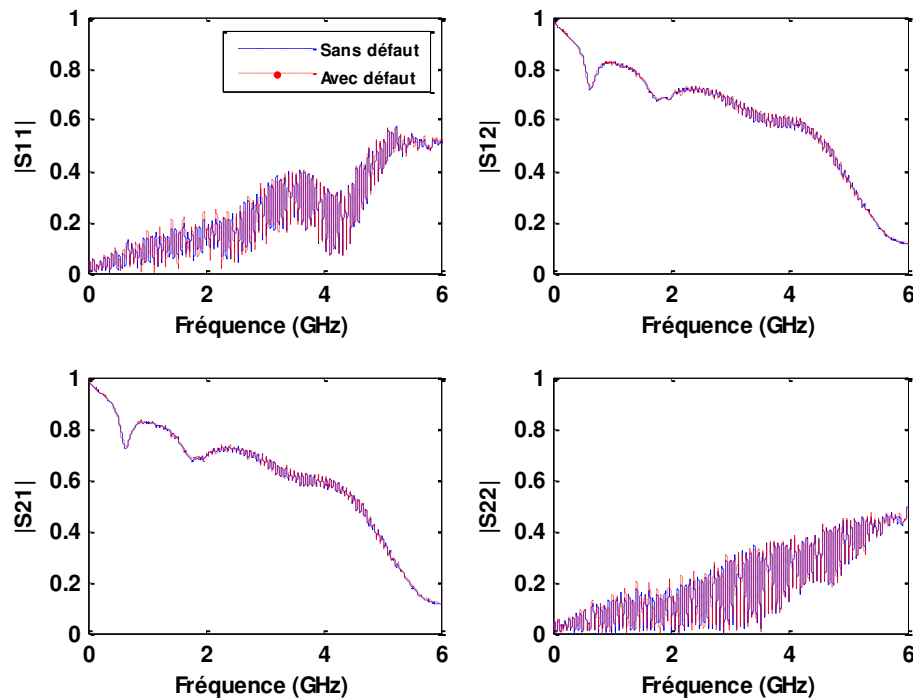


Figure 4.32 : Valeurs des modules des paramètres-S du câble sans/avec le défaut d'écrasement

La Figure 4.33(a) représente la mesure expérimentale de la réponse fréquentielle de la ligne, $S_{11}(f)$, et la Figure 4.33(b) illustre la réponse impulsionnelle, $\gamma(t)$, pour le défaut d'écrasement du cas C5 avec le défaut placé à 0.55 m de l'extrémité du câble coaxial de longueur 1.5 m. L'amplitude des ondes réfléchies est en général très faible. Le résultat dans le domaine temporel calculé par la mesure jusqu'à 6 GHz, montre une réflexion qui est nettement inférieure au signal incident, U_i , (environ 3% du $|U_i|$) et par conséquent ne peut pas être facilement détectable par des dispositifs de mesure qui peuvent uniquement monter jusqu'à quelques MHz.

Ainsi qu'on observe dans la Figure 4.33, les résultats pour le même exemple du câble coaxial, avec et sans défaut. Les résultats de la réflexion dans le domaine fréquentiel illustrés dans la Figure 4.33(a), sont mélangés, résultant de tous les signaux réfléchis par les discontinuités présentes dans le câble sous test. Comme le montre la Figure 4.33(a), aussi pour le cas sans défaut, il y a des ondulations dans la réponse fréquentielle en raison des effets de la désadaptation au niveau des ports d'entrée et de sortie du câble sous test. Il est difficile de déterminer les réflexions générées uniquement par le défaut, pour pouvoir comparer avec les résultats de la simulation numérique. Cependant, les résultats temporels à la Figure 4.33(b) représentent l'effet de toutes les discontinuités le long la ligne, en fonction du temps ou de la distance, et permettent de déter-

miner et distinguer facilement la position et l'amplitude des désadaptations et d'autres discontinuités causées par le défaut.

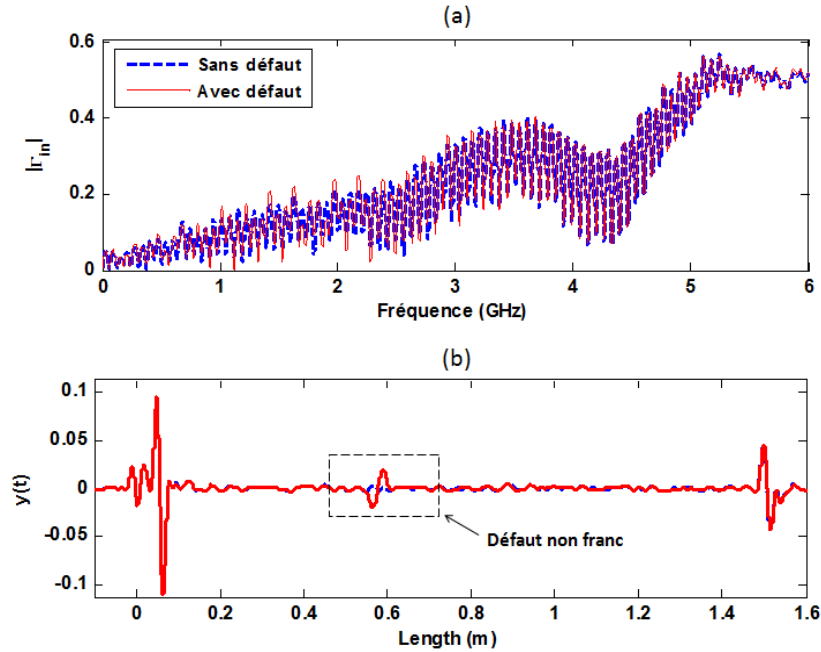


Figure 4.33 : a) Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée, b) réponse impulsionnelle pour $f_{\max} = 6$ GHz.

Pour pouvoir obtenir le coefficient de réflexion créé uniquement par le défaut et sans des réflexions indésirables nous pouvons faire une soustraction entre le résultat du paramètre S_{11} pour le cas avec et sans défauts (Annexe D) :

$$\Gamma_f(\omega) = S'_{11}(\omega) - S_{11}(\omega) \quad 4-10$$

où S'_{11} et S_{11} et le coefficient de réflexion à l'entrée du câble en forme complexe pour les cas avec et sans défaut respectivement. La Figure 4.34 montre une nette amélioration pour ces coefficients de réflexion, calculées par l'équation de 4-10, par rapport aux résultats originaux des mesures expérimentales qui tiennent compte de tous les effets des discontinuités de l'équipement sous test.

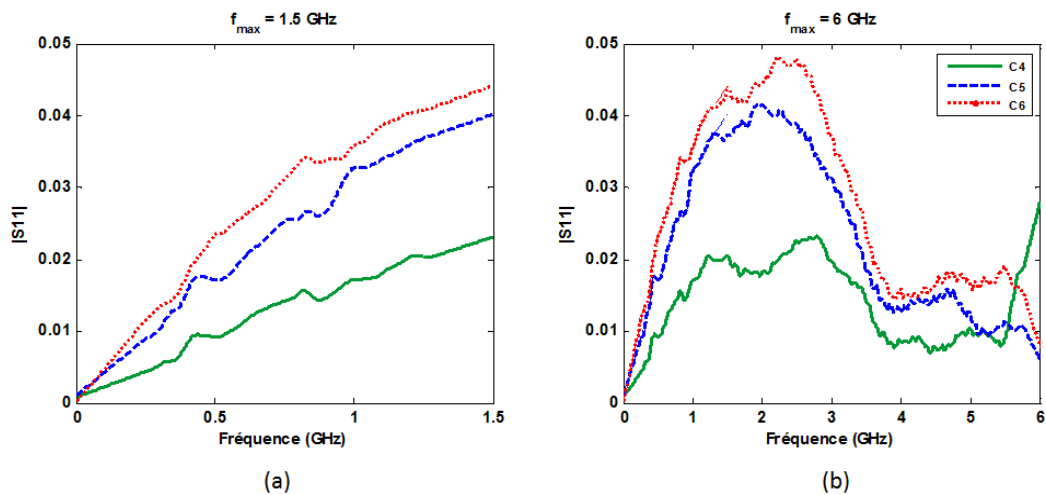


Figure 4.34: Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée pour les cas C4, C5 et C6: (a) $f_{\max} = 1.5 \text{ GHz}$, (b) $f_{\max} = 6 \text{ GHz}$.

Une comparaison est illustrée sur la Figure 4.35 entre les signaux réfléchis mesurés pour les trois cas, C4, C5 et C6, après les mesures faites jusqu'à 6 GHz et le filtrage effectué dans le domaine fréquentiel par l'équation 4-10. En effet, les données des mesures filtrées dans le domaine fréquentiel permettent d'éliminer des réflexions indésirables mais il y a toujours de faibles réflexions qui sont présentes, mais avec une amplitude plus petite qu'avant. Donc, des ondulations sont toujours présentes dans la réponse fréquentielle (Figure 4.34) et ne nous permettent pas de faire une comparaison très précise avec les résultats de la simulation.

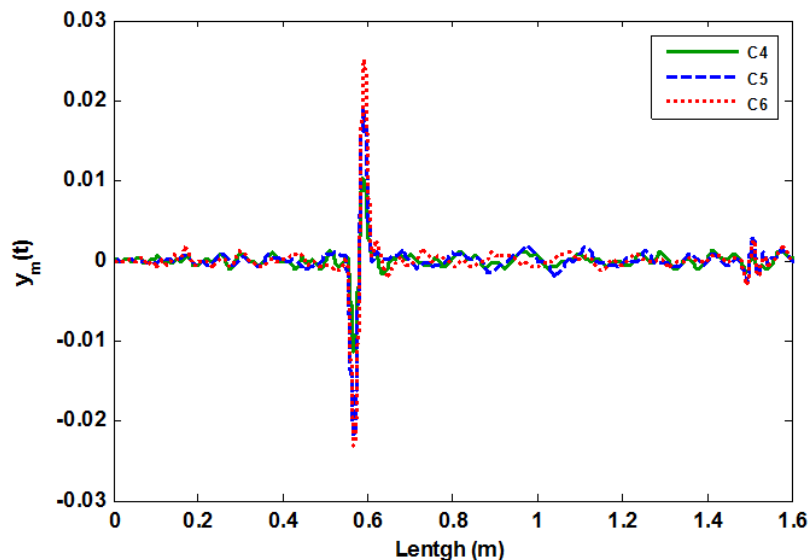


Figure 4.35: Réponse impulsionnelle pour les cas C4, C5 et C6 ($f_{\max} = 6 \text{ GHz}$).

Afin de bien étudier la variation des signaux réfléchis en fonction de la sévérité du défaut, la Figure 4.36 montre un zoom sur ces signaux $y_m(t)$ à l'endroit du défaut. Les réponses impulsionnelles correspondent aux résultats fréquentiels réalisés dans la Figure 4.34, avec deux différentes fréquences de travail : 1.5 GHz et 6 GHz.

En comparant des réponses pour les cas : C4, C5 et C6, les résultats temporels (Figure 4.34), ainsi que fréquentiels (Figure 4.36) indiquent que, malgré l'augmentation progressive du degré de sévérité de l'écrasement du câble avec un facteur de 0.1 mm, l'augmentation du facteur de réflexion entre C5 et C6 n'est pas aussi important qu'entre les cas C4 et C5. Ce qui est lié à la limite du contrôle de l'écrasement réalisé par nos outils.

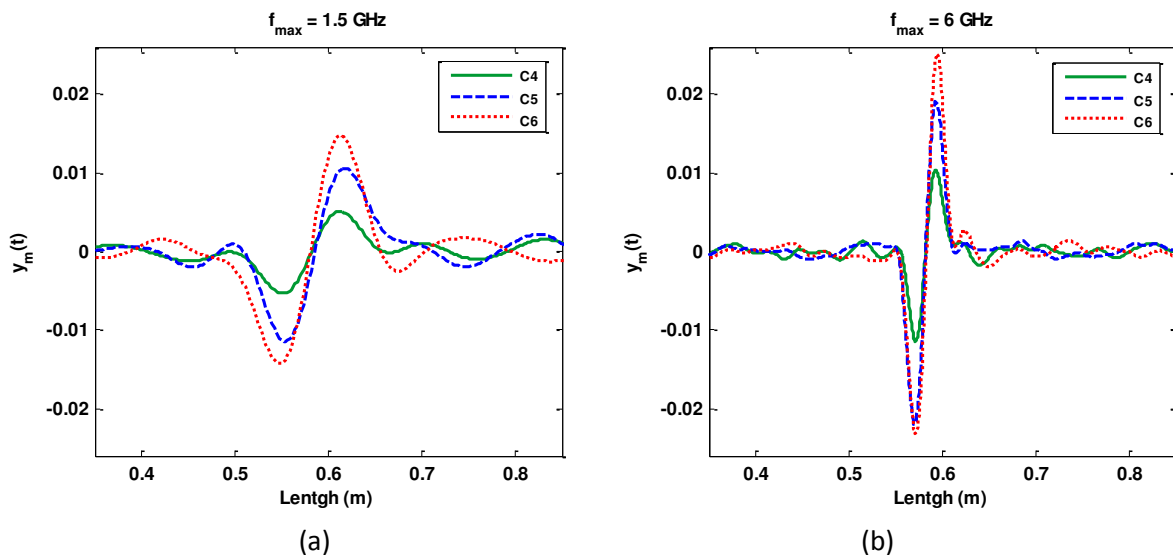


Figure 4.36: Réponse impulsionnelle pour les cas C4, C5 et C6: (a) $f_{\max} = 1.5 \text{ GHz}$, (b) $f_{\max} = 6 \text{ GHz}$.

4.5.1 Time Domain Gating (T.G.)

D'après le résultat temporel, la méthode de Time Gating permet d'éliminer, en grande partie, les composants des signaux indésirables le long du câble sous test. La méthode de Time Gating s'effectue dans le domaine temporel, en sélectionnant une partie des signaux réfléchis, en supprimant les réponses indésirables (connecteurs) et en calculant le résultat dans le domaine fréquentiel. Le "Gating" peut être considéré comme multipliant la réponse dans le domaine temporel par une fonction mathématique d'une valeur de un, sur la portion d'intérêt de signaux, et nulle en dehors de cette région [63].

Les données des mesures filtrées dans le domaine temporel par cette méthode $y_m^{gated}(t)$, peuvent ensuite être transformées dans le domaine fréquentiel pour obtenir le coefficient de réflexion créé uniquement par le défaut et sans des réflexions indésirables

$$\Gamma_f(\omega) = \frac{\mathfrak{F}\{y_m^{gated}(t)\}}{W(\omega)} \quad 4-11$$

où $W(\omega)$ est la fenêtre de pondération d'amplitude unitaire dans le domaine fréquentiel, utilisé pour transformer d'abord les résultats en temporel.

Une comparaison est illustrée sur la Figure 4.37, entre les coefficients de réflexion du défaut pour les trois cas, après avoir effectué la méthode de Time Gating. Le résultat montre l'efficacité de cette méthode appliquée pour déterminer le coefficient de réflexion effectif, initié uniquement par le défaut, et en ayant éliminé les réponses indésirables.

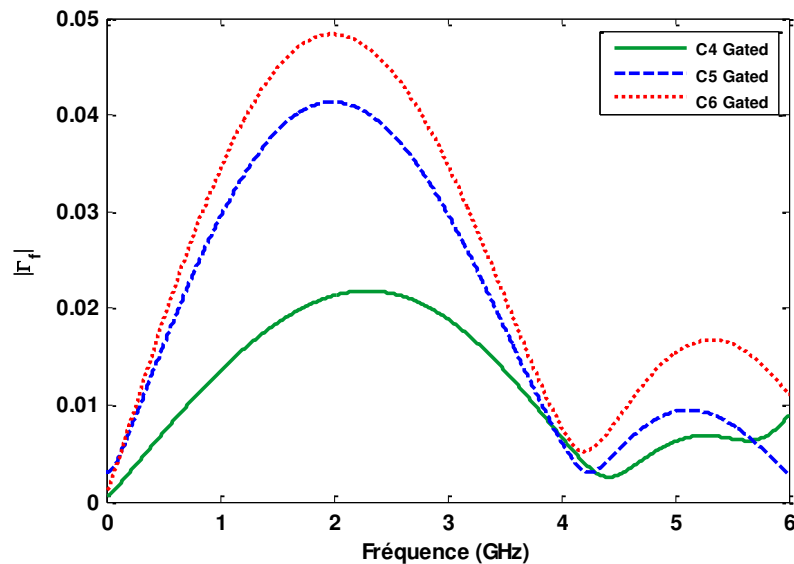


Figure 4.37: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5 et C6.

4.5.2 Compensation des pertes

Dans le cas des mesures expérimentales, nous avons l'effet des pertes qui ne sont pas négligeables, notamment aux fréquences d'opération élevées. Les effets des pertes qui peuvent

être dus à la ligne ou aux connecteurs du câble, ne permettront pas de pouvoir comparer les résultats de mesures avec ceux qui sont simulés pour une petite portion du câble abimé sans pertes.

La signature du défaut est atténuée par des pertes dans la ligne de transmission et aussi dans les connecteurs. Si le câble sous test a des connecteurs identiques et que le défaut est situé au milieu du câble, les coefficients de réflexion mesurés sur chaque extrémité du câble seront de même amplitude. Dans notre cas de mesure sur le câble avec des connecteurs similaires, le défaut est placé sur un tiers de la longueur du câble et les facteurs de réflexion mesurés sur chaque extrémité ont des valeurs différentes à cause des pertes dans la ligne. Dans la Figure 4.38, une comparaison est illustrée pour la réponse impulsionnelle pour cas C5, calculée à partir des mesures à chaque port 1 et 2. Le port 2 est celui qui est loin de la position du défaut, donc le signal réfléchi est plus affecté par des pertes dans la ligne et a une amplitude plus petite.

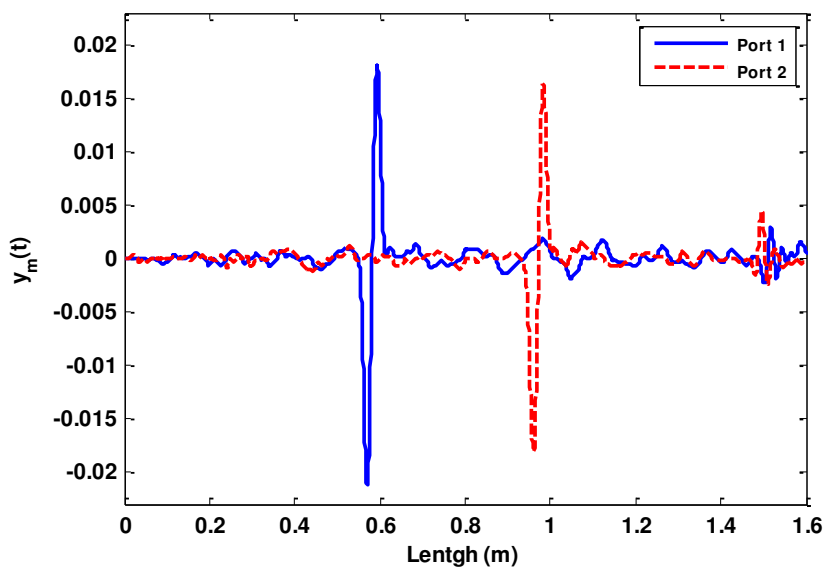


Figure 4.38: Réponse impulsionnelle mesurée au port 1 et 2 pour le cas C5 ($f_{\max} = 6$ GHz).

En utilisant la méthode de Time Gating, le coefficient de réflexion effectif, initiée uniquement par le défaut, peut être calculé sur chaque port du câble, port 1 et 2. La Figure 4.39 montre une comparaison entre les coefficients de réflexion effectifs mesurés sur chaque port avec celui calculé par la simulation numérique pour un modèle d'une portion abimée du câble sans pertes. Les réponses mesurées ont des amplitudes inférieures à celle de la simulation, en raison des pertes du câble et des connecteurs. En plus, comme la position du défaut n'est pas symétrique par

rapport au centre du câble, les modules du coefficient de réflexion mesurés au port 2 est plus petite qu'au port 1.

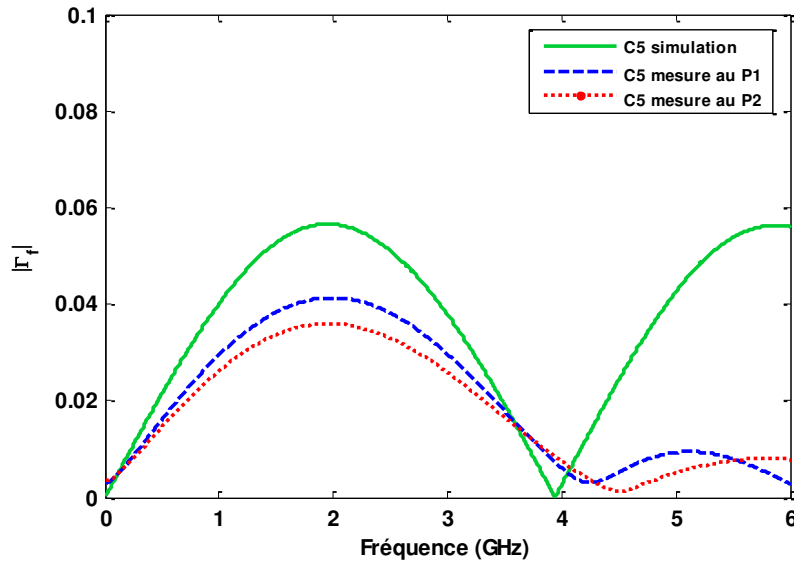


Figure 4.39: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5.

Si le défaut est situé au centre du câble, l'affaiblissement sur l'amplitude du signal réfléchi dû à l'effet de l'atténuation dans la ligne et deux fois passages dans le connecteur, peut être presque égal aux pertes sur le signal transmis dans un câble sain. Pour pouvoir compenser l'effet des pertes, le signal transmis dans un cas sans défaut peut être remplacé par le signal incident lorsqu'on veut calculer le coefficient de la réflexion

$$\Gamma'_{comp}(\omega) = \frac{\mathfrak{I}\{s'_{réfléchi}(t)\}}{\mathfrak{I}\{s_{transmis}(t)\}} \quad 4-12$$

L'équation 4-12 peut s'exprimer sous la forme suivante pour obtenir une expression plus simple dans le domaine fréquentiel

$$\Gamma'_{comp}(\omega) = \frac{\mathfrak{I}\{s'_{réfléchi}(t)\} / \mathfrak{I}\{s_{incident}(t)\}}{\mathfrak{I}\{s_{transmis}(t)\} / \mathfrak{I}\{s_{incident}(t)\}} = \frac{\Gamma'(\omega)}{T(\omega)} \quad 4-13$$

Finalement, pour pouvoir trouver le coefficient de la réflexion effectif qui ne considère que l'impact du défaut et qui n'est pas affecté par des pertes on utilise l'équation suivante, à condition que le défaut soit situé au centre du câble [64]

$$\Gamma_{f\text{ Comp}}(\omega) = \frac{S'_{11\text{ gated}}(\omega)}{S_{21\text{ gated}}(\omega)} \quad 4-14$$

Dans notre cas, nous avons déterminé le coefficient de la réflexion à chaque port, à l'aide de l'équation 4-14 et puis une moyenne de deux (voir Annexe E), $\Gamma_{f\text{ Comp}}^{p2}$ et $\Gamma_{f\text{ Comp}}^{p1}$, pour pouvoir comparer avec le résultat de la simulation (Figure 4.40).

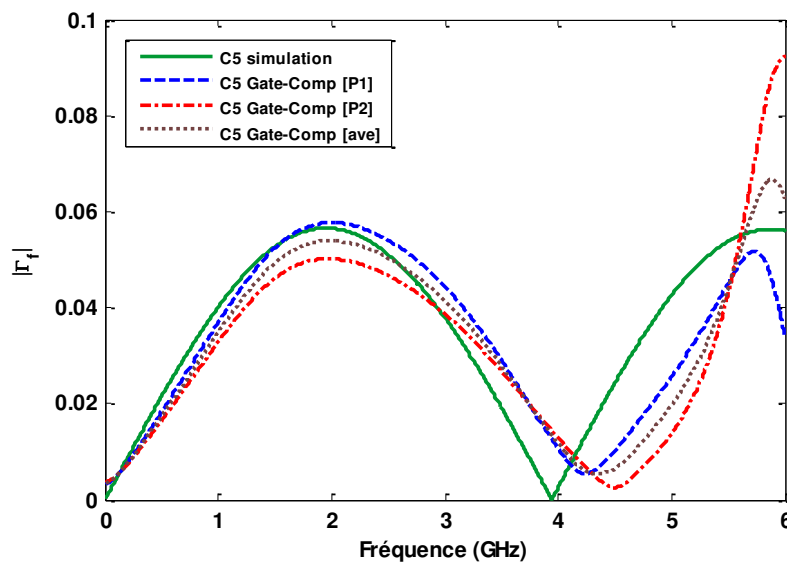


Figure 4.40: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C5.

4.5.3 Validation expérimentale

Les démarches représentées dans les sections précédentes, nous ont permis de nous affranchir des effets indésirables dans nos mesures pour pouvoir finalement les comparer avec les résultats trouvés par la simulation numérique. L'algorithme représenté dans la Figure 4.38, illustre une procédure étape par étape, afin de calculer le coefficient de réflexion créé uniquement par le défaut et en utilisant aussi l'effet des pertes.

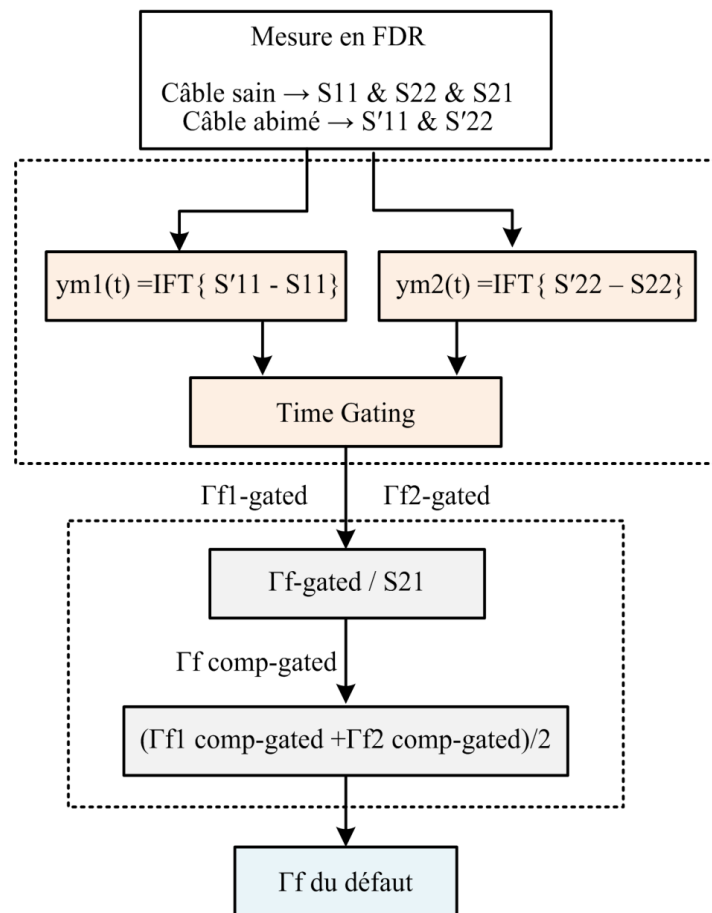


Figure 4.41: Algorithme des procédures pour trouver le coefficient de réflexion.

Une comparaison est illustrée sur La Figure 4.42 entre les coefficients de réflexion du défaut mesurés et ceux obtenus par la simulation numérique pour les cas C4 et C5, en appliquant la procédure représentée sur la Figure 4.41.

Bien que le connecteur BNC ne soit adapté qu'aux fréquences jusqu'à 6 GHz et même si le traitement de la soustraction n'a pas retiré tous les effets indésirables qui peuvent exister dans les deux cas (sans et avec le défaut), les résultats de la comparaison sont relativement satisfaisants sur une plage de fréquences jusqu'à 3GHz. Nous avons choisi ces deux cas de mesure, C4 et C5, où les résultats sont plus robustes et moins sensibles par rapport aux autres effets perturbateurs dans les mesures. Pour pouvoir faire une comparaison plus précise, il est donc beaucoup plus pratique de réaliser les mesures avec des connecteurs de type N qui sont bien adaptés en haute fréquence.

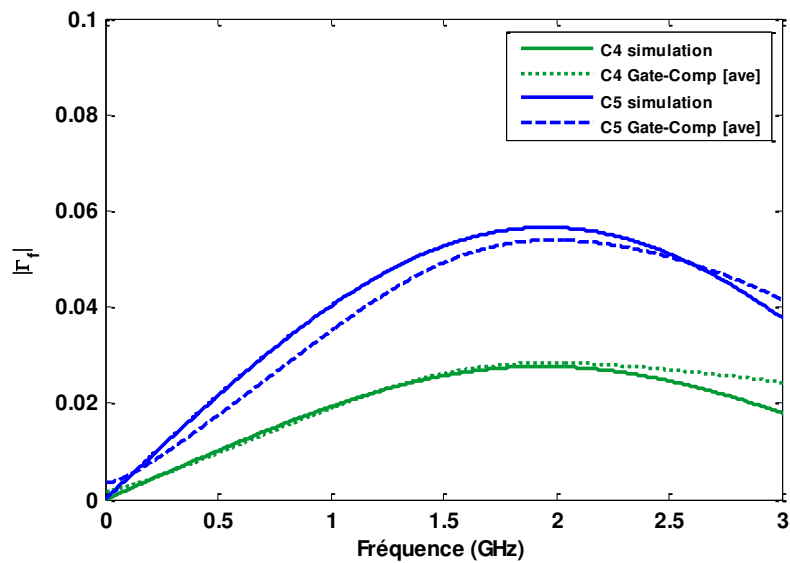


Figure 4.42: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré pour les cas C4, C5.

4.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de réflectométrie TDR et FDR pour étudier le comportement de la réponse de la ligne comportant un défaut et ensuite déterminer les caractéristiques du défaut à partir de signaux réfléchis en haute fréquence résultant de discontinuités. Nous avons étudié deux types de dégradation : le défaut plié et le défaut d'écrasement, parmi différents défauts rencontrés dans les applications.

Dans cette partie, la validation expérimentale du modèle de défaut d'écrasement est conduite en utilisant des câbles coaxiaux de type RG-58. Nous avons examiné des processus, étape par étape, à partir des mesures en FDR qui permettent de caractériser le défaut en large bande afin de pouvoir comparer les résultats de la mesure avec ceux de la simulation. Dans le chapitre suivant, nous appliquons la méthodologie développée pour caractériser le défaut expérimentalement sur différents types de câblage et de défaut, afin de valider les résultats avec ceux qui sont simulés.

Chapitre 5 : Etude de différents types de défaut et de leur détection

5.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons réaliser des modèles de différents défauts pour étudier leur comportement et analyser leur impact causés par une dégradation physique de la ligne, en prenant en compte les caractéristiques tridimensionnelles des défauts. On étudiera plusieurs défauts importants dans les applications parmi les plus représentatifs des défauts rencontrés et qui sont représentés dans le chapitre 1. Les défauts qu'il est envisagé d'étudier sont de différents types :

- **défaut d'écrasement** : variation locale de l'épaisseur de la gaine diélectrique ;
- **défaut de blindage** : blindage du câble coupé ou partiellement coupé ;
- **défaut d'isolant** : blindage et milieu diélectrique présentant une détérioration.

Ces types de défaut nous servent de base d'étude pour la suite de nos travaux. La nature de ces défauts sera introduite sous forme de paramètres physiques ou géométriques. Les détails géométriques traités pourront être très variés grâce à l'utilisation de maillages plus adaptés au modèle physique.

Ce chapitre vise à étudier le comportement de la réponse de la ligne après différents types d'anomalies et ensuite à déterminer les caractéristiques de chaque type de défauts à partir de signaux réfléchis en hautes fréquences résultant de discontinuités d'impédance.

Dans la suite, nous allons d'abord examiner les phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques dans une ligne de transmission pour différents types de défauts non francs. En-

suite, à partir de la réponse en réflectométrie de la ligne, nous illustrerons les signaux réfléchis dans les domaines temporel et fréquentiel pour chaque type.

Ces types de défaut apparaissent comme une variation locale de caractéristiques électriques de la ligne, dues à des contraintes physiques. Le but de chaque section après avoir analysé chaque type du défaut, est de trouver un circuit équivalent représentatif de la portion abimée du câble et qui modélise le comportement exact de la zone défectueuse. Le modèle équivalent du défaut, caractérisé par des paramètres RLCG (résistance, inductance, capacité et conductance localisées), permet d'exprimer le défaut en fonction de la variable d'espace et de la fréquence. Ainsi, le résultat peut montrer la répercussion d'un type de défaut en terme de paramètres électriques.

Enfin, nous chercherons à comprendre l'influence des paramètres relatifs de chaque type de défaut sur la forme du signal de réflectométrie en comparant les résultats expérimentaux à ceux obtenus par simulation. Une validation des résultats numériques sera effectuée par des mesures expérimentales.

5.2 Analyse du défaut d'écrasement

Nous nous intéressons ici à des modèles de défauts d'écrasement et à leur impact électrique causés par une dégradation physique de la ligne, en prenant en compte les caractéristiques tridimensionnelles. Ce type de défaut apparaît comme une variation locale de l'épaisseur de la gaine diélectrique, due à des contraintes mécaniques.

Nous avons étudié ce type de défaut en variation abrupte dans les chapitres précédents par la simulation numérique et les mesures, afin de décrire le comportement de la réponse de la ligne en présence de ce défaut.

Un défaut non franc créé par un écrasement ne présente pas exactement des contours abrupts mais plutôt curvilignes. Par conséquent, un modèle de l'encoche en marche d'escalier, présenté sur la Figure 5.1b, représente mieux les contours du défaut par rapport à une encoche parfaitement abrupte. Afin de simplifier le modèle, nous avons considéré un contour circulaire pour l'encoche dans la Figure 5.1.

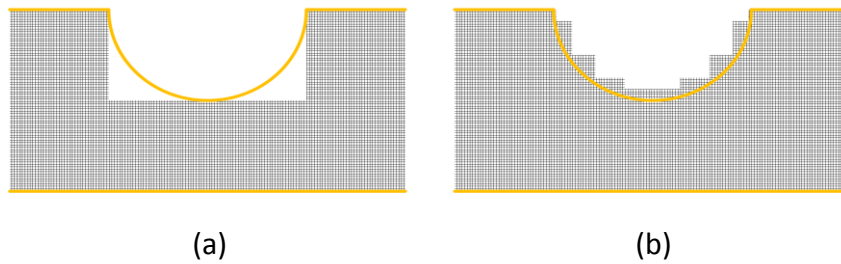


Figure 5.1: Zone défectueuse modélisée par une encoche (a) abrupte et (b) en marche d'escalier.

La Figure 5.2 illustre le module des paramètres S déterminés par la méthode FDTD pour les deux modèles du défaut. Nous observons l'impact de la variation des dimensions du défaut abrupt et en marche d'escalier pour le modèle du câble RG58 présenté dans le chapitre 3. Le défaut est sur une longueur de $L_f=2\text{cm}$ avec la profondeur de P_f égale à 50% de l'épaisseur de l'isolant du câble.

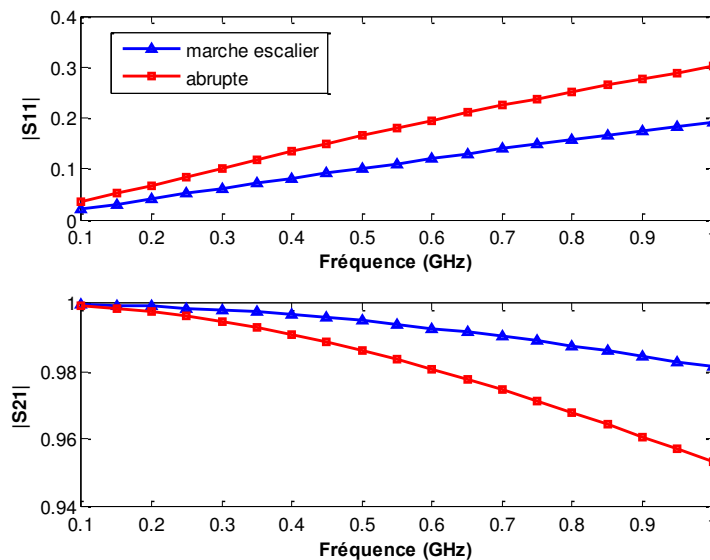


Figure 5.2: Modules des paramètres S pour l'encoche abrupte et en marche d'escalier ($L_f=2$ et $P_f=50\%$ de D_f).

La Figure 5.2 montre une différence non négligeable entre les deux modèles de défaut. Donc, pour garantir la précision des résultats, nous avons besoin d'un modèle qui est plus représentatif de la réalité. En revanche, afin de pouvoir valider les résultats de la simulation avec les mesures, nous allons continuer avec le défaut en variation abrupte car il est plus simple à contrôler. Pour pouvoir caractériser ce défaut en termes de paramètres distribués de la ligne, nous allons

d'abord étudier la distribution du champ électromagnétique lors la présence de ce type d'anomalie.

D'après les études précédentes, nous savons qu'en mode TEM, la seule composante du champ électrique présente dans un câble coaxial sans défaut est la composante E_r [36]. Les deux autres composantes, E_z et E_ϕ , sont ainsi nulles et n'interviennent pas dans le calcul des paramètres S . Loin d'un défaut dans le câble, cette hypothèse reste toujours valide alors que proche du défaut, l'apparition des modes supérieurs rend cette analyse plus complexe. Afin de modéliser la zone défectueuse du câble en changeant la géométrie physique, il est intéressant d'étudier les différentes composantes du champ électrique dans le modèle 3D. La modélisation électromagnétique analytique ne fonctionne pas efficacement lorsque plusieurs modes sont présents à cause de variations géométriques. Ainsi, les techniques de modélisation reposant sur des méthodes numériques en 3-D sont très utiles pour la synthèse des résultats de réflectométrie.

La Figure 5.3 illustre la cartographie à 1GHz du champ E total et E_z normalisé à l'intérieur du câble RG58, proche de la zone défectueuse, pour les modèles avec défaut. Afin de faciliter la comparaison, E_z est normalisé par le maximum du champ E .

Nous observons que le champ E_z est naturellement nul dans la partie saine et la zone défectueuse (mode TEM). En revanche, le champ E_z est non nul dans les régions proches de la zone abimée, à la 1ère et 2ème discontinuité (Figure 5.3b). Etant donné le changement de la géométrie de la structure (déformation des parois métalliques), la physique du modèle de câble est modifiée. La variation de la ligne crée ainsi des modes évanescents dans les régions proches du conducteur extérieur écrasé. Ces modes d'ordre supérieur ne jouent pas un rôle important lorsque le niveau de l'écrasement est faible et la fréquence est basse, mais une fois que le défaut est grave ou la fréquence suffisamment élevée, l'effet peut être perceptible. Ces effets peuvent être pris en compte dans la modélisation tridimensionnelle du câble abimé.

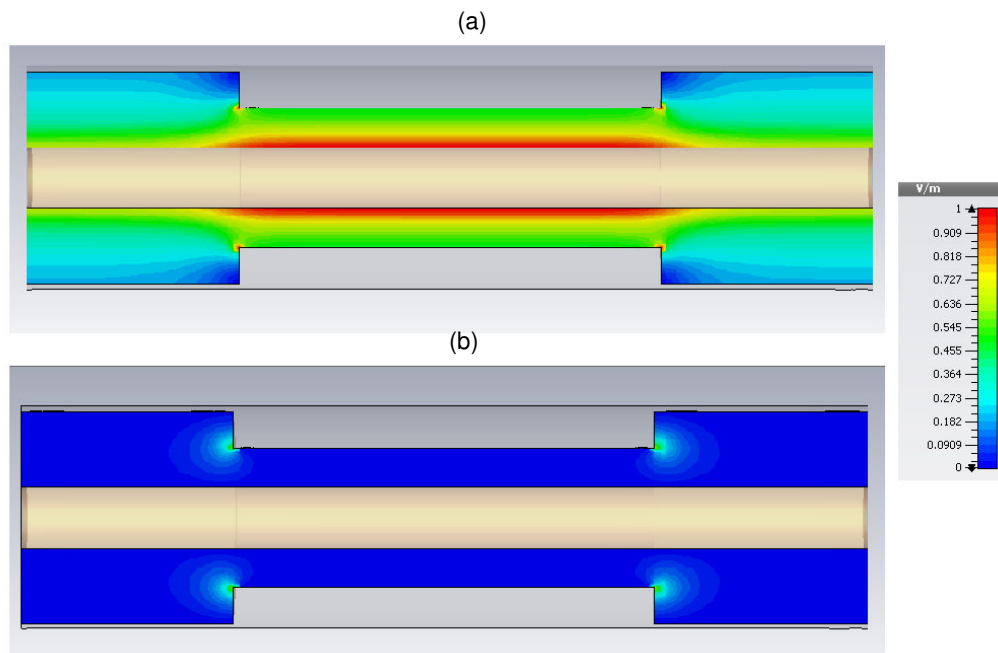


Figure 5.3: Cartographie à 1GHz du champ moyen normalisé par la valeur maximale du champ total des câbles avec le défaut de $L_f=5\text{cm}$ et $P_f=50\%D=0.93\text{mm}$: (a) E total, (b) E_z

5.2.1 Etude du schéma équivalent

Dans le chapitre précédent nous avons présenté une approche basée sur les résultats d'une simulation numérique en 3-D, afin de pouvoir modéliser une portion de la ligne en une dimension (1-D) avec des éléments de circuit. Dans cette partie, nous suivrons la même démarche utilisée sur le câble sain, mais ici sur un câble avec le défaut.

Selon les résultats de la cartographie du champ représentés à la Figure 5.3, le signal se propage en mode TEM à l'intérieur de la zone défectueuse où le champ électrique E_z est nul et le champ électrique E_r et le champ magnétique H_ϕ sont perpendiculaires à la direction de propagation des ondes. Dans ce cas du mode TEM dans un câble coaxial, les paramètres linéiques L' et C' peuvent être calculés analytiquement par les équations qui dépendent de la géométrie dégradée du câble. Ainsi la zone défectueuse peut être considérée aussi comme un tronçon de ligne de transmission avec une géométrie modifiée (Figure 5.4). Connaissant la dimension de cette zone nous pouvons calculer simplement ses paramètres linéiques.

La capacité (C') et l'inductance linéique (L') peuvent être calculées par les équations suivantes [51], en supposant que la ligne est uniforme et le milieu environnant est homogène en ϵ et μ :

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln(R_B/R_A) \quad \text{H/m} \quad 5-1$$

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(R_B/R_A)} \quad \text{F/m} \quad 5-2$$

Pour notre exemple sur RG58/U sans pertes, la capacité et l'inductance linéique du câble sain sont : $L' \approx 0.2479$ (uH/m) et $C' \approx 100.97$ (pF/m).

L'impédance caractéristique peut aussi être calculée à partir du diélectrique employé et du rapport entre les dimensions des conducteurs [51]:

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi} \ln(R_B/R_A) \quad \Omega \quad \text{où } \eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad 5-3$$

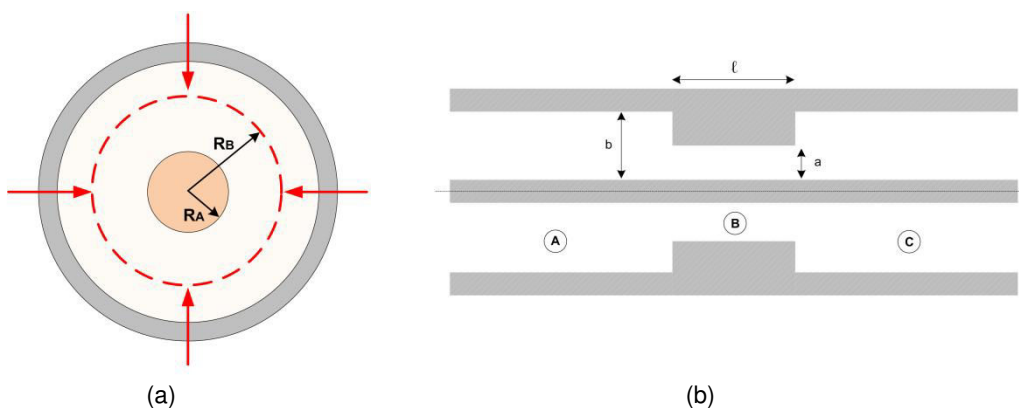


Figure 5.4: Le modèle de la discontinuité du câble en coupe 2-D : (a) transversal; (b) longitudinale.

Dans notre cas d'étude sur le défaut d'écrasement, nous avons la réduction du rayon extérieur ($R_{\text{ext}} \rightarrow R_B$) du câble où le conducteur intérieur du câble est moins fragile par l'écrasement et reste intact ($R_{\text{int}} = R_A$). Selon les équations analytiques, lorsque l'épaisseur de la gaine diélectrique diminue, la capacité linéique du coaxial va augmenter ($C' \uparrow$) et l'inductance linéique diminue ($L' \downarrow$). La Figure 5.5 et Figure 5.6, représentent respectivement, l'évolution de la capacité linéique et inductance linéique, pour le défaut d'écrasement, déterminées par les approches numérique (FDTD) et analytique.

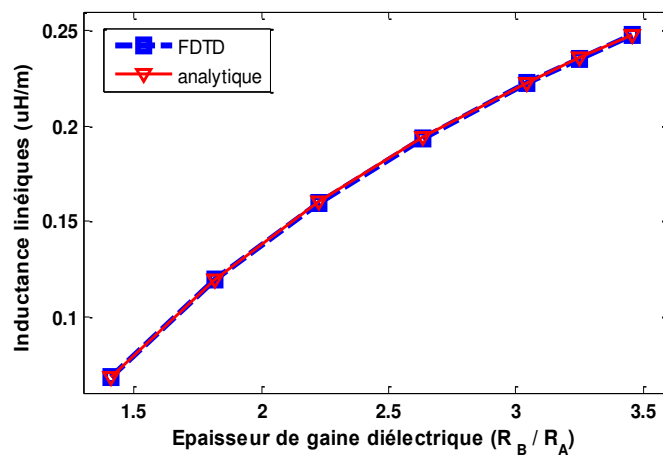


Figure 5.5: Evolution des inductances linéiques pour un défaut de $L_f=5\text{mm}$ avec P_f de 0% à 84% de D_f ($R_{\text{ext}}/R_{\text{int}}=3.45$).

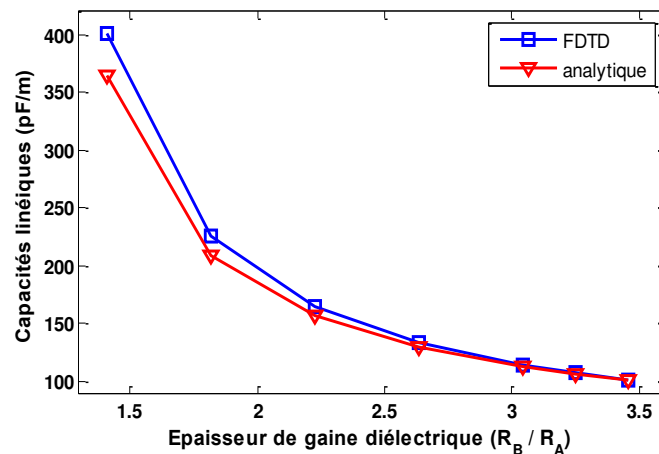


Figure 5.6: Evolution des capacités linéiques pour un défaut de $L_f=5\text{mm}$ avec P_f de 0% à 84% de D_f ($R_{\text{ext}}/R_{\text{int}}=3.45$).

On observe dans la Figure 5.5 et Figure 5.6, la sensibilité des valeurs de l'inductance et la capacité linéique à l'épaisseur de la gaine diélectrique endommagée (P_f). Plus le défaut devient

sévère ($P_f \uparrow$), plus l'impédance de défaut $Z_d = L'/C'$ va se rapprocher de celle d'un court-circuit (Figure 5.7). En effet, le défaut causé par la réduction de la section du câble, influence la distribution des charges électriques et la densité de flux magnétique entre deux surfaces conductrices du coaxial qui modifient ainsi la capacité et l'inductance et donc l'impédance de cette zone endommagée.

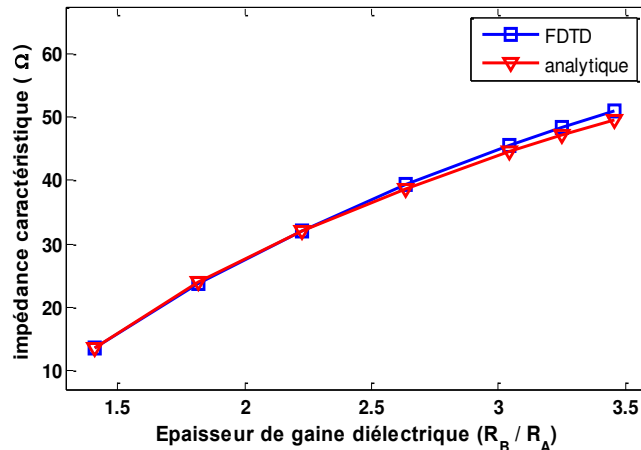


Figure 5.7: Evolution des impédance de la zone défectueuse avec $L_f=5\text{mm}$ avec P_f de 0% à 84% de D_f ($R_{ext}/R_{int}=3.45$).

La Figure 5.5 montre un bon accord entre les résultats de la simulation et le calcul analytique, ce qui traduit qu'il n'y a pas d'effets inductifs autres que la variation brusque d'inductance. Par contre, le résultat à la Figure 5.6, représente la différence entre le résultat de la simulation et l'approximation analytique lorsque la sévérité du défaut devient plus forte. Il y a un effet capacitif supplémentaire qui apparaît dans la modélisation tridimensionnelle du câble abimé. Ceci est dû au fait que le schéma équivalent pour modéliser le défaut ne peut pas être pris seulement comme une variation brusque de capacité, mais nous verrons que le modèle peut être affiné en ajoutant une petite capacité à l'endroit de la discontinuité.

Dans des études sur la discontinuité dans les câbles coaxiaux [65], [66], il a été montré que les effets des discontinuités peuvent être calculés à partir d'un circuit équivalent dans lequel les ondes locales excitées par la discontinuité sont prises en compte par une admittance de discontinuité localisée en parallèle entre les conducteurs intérieur et extérieur. La Figure 5.4b montre la discontinuité abrupte (zone B) de ligne de transmission coaxiale du modèle étudié dans ce rapport. Cette zone défectueuse peut être modélisée par un modèle d'une ligne coaxiale de longueur

"L". Pour représenter l'effet capacitif imposé par la discontinuité au début et a la fin du défaut, le modèle a été amélioré et complété par des admittances Y_{d1} et Y_{d2} en parallèle afin de modéliser le comportement exact de la zone défectueuse (Figure 5.8).

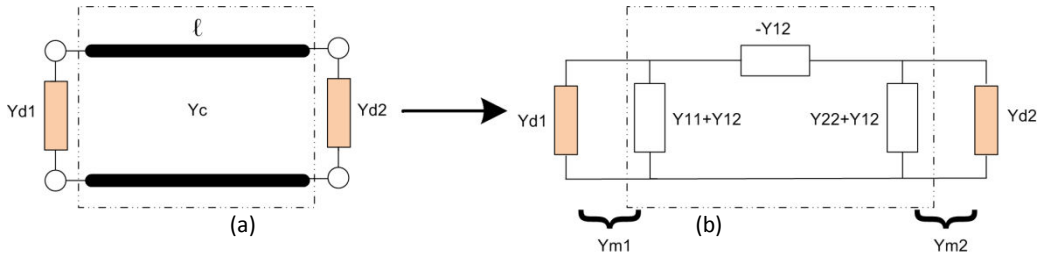


Figure 5.8: Circuit équivalent.

A partir du schéma équivalent pour le modèle du défaut d'écrasement abrupt et les équations 5-4 et 5-5, les admittances de la discontinuité peuvent être déterminées :

$$Y_{d1} = Y_{m1} - (Y_{11}^{line} + Y_{12}^{line}) \quad 5-4$$

↑
[S]

$$Y_{d2} = Y_{m2} - (Y_{22}^{line} + Y_{12}^{line}) \quad 5-5$$

↑
[S]

Les valeurs de la matrice admittance Y^{line} correspondent aux caractéristiques d'une ligne de longueur l_f avec une nouvelle géométrie modifiée selon le défaut. Pour calculer numériquement ces paramètres, le câble est simplement modélisé avec cette nouvelle topologie.

Y_{m1} et Y_{m2} sont des admittances en parallèles dans le modèle en PI du câble avec le défaut d'écrasement qui peuvent se calculer par la simulation numérique à l'aide des résultats des paramètres-S.

Dans notre cas d'un modèle du défaut axisymétrique et sans pertes, la matrice admittance du quadripôle est symétrique ce qui implique que les admittances de la discontinuité peuvent être aussi égales ($Y_d = Y_{d1} = Y_{d2}$). Dans les résultats de ce problème, l'admittance de disconti-

nuité apparaissant au niveau de la discontinuité dans le circuit équivalent est purement capacitive, au moins sur cette bande de fréquences jusqu'à 6 GHz (Figure 5.9).

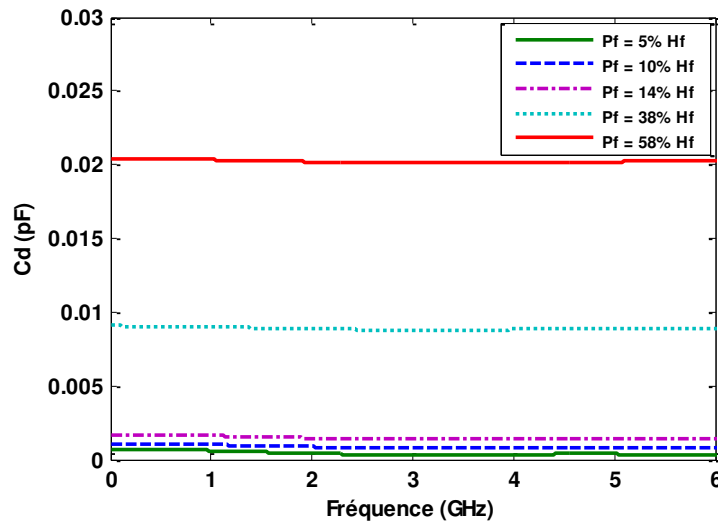


Figure 5.9: Les valeurs de la capacité de la discontinuité du modèle avec un défaut avec Pf de 5% à 58% de Df.

La capacité de la discontinuité C_d commence à croître lorsque la profondeur du défaut augmente et la déformation de la section du câble devient alors remarquable. La valeur de la capacité C_d est toujours plus petite que les capacités de la ligne et de la zone défectueuse.

Pour valider le résultat obtenu par ce schéma équivalent en 1-D avec le résultat de la simulation en 3-D, nous avons utilisé un simulateur ADS [67] qui permet de modéliser un circuit et d'utiliser le modèle du câble coaxial.

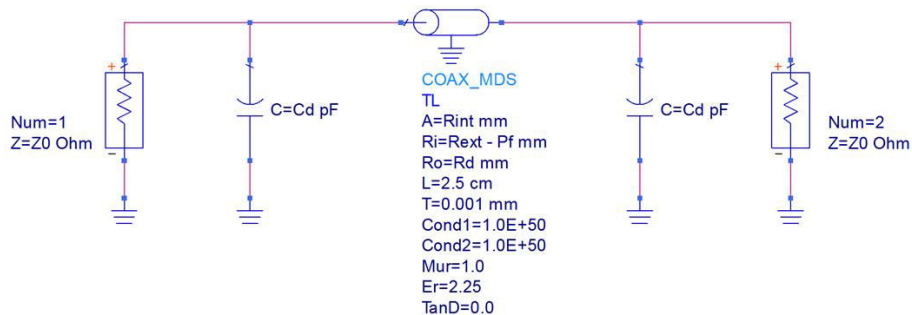


Figure 5.10: Modèle du schéma équivalent implémenté sous ADS

La Figure 5.11 et la Figure 5.12 présentent une comparaison en large bande entre des paramètres-S obtenus par la simulation numérique en 3-D et ceux obtenus par la simulation en 1-D avec le schéma équivalent représenté dans la Figure 5.10 sous ADS, pour deux cas où la gaine diélectrique est dégradée. Sur chaque figure, nous avons illustré le résultat du schéma équivalent avec un modèle d'une ligne simple (modèle L) et aussi le schéma équivalent plus précis en ajoutant des admittances de la discontinuité (modèle YLY).

Comme illustré sur la Figure 5.11a et la Figure 5.12a, lorsque la fréquence de travail augmente, la différence entre les résultats du modèle sans l'admittance de la discontinuité et les résultats d'une simulation 3D augmente car ce modèle 1-D ne prend pas en compte tous les phénomènes de diffraction générés sur les discontinuités. Ces effets mis en évidence dans la modélisation 3-D peuvent être pris en compte dans la modélisation monodimensionnelle du câble abimé par l'ajout d'une petite capacité.

En revanche, les résultats obtenus en utilisant le schéma équivalent précis (YLY) sont superposés avec le résultat numérique, ce qui montre la bonne précision de notre modèle et indiquent aussi la validité du modèle proposé aux fréquences plus élevées (Figure 5.11b et Figure 5.12b). Dans la Figure 5.12 où la dégradation est plus sévère par rapport au cas dans la Figure 5.11, la différence entre les deux schémas équivalents est plus remarquable lorsque la fréquence du travail augmente. Ceci traduit l'impact des effets de la discontinuité qui est plus visible lorsque la distance entre les deux conducteurs devient importante devant la longueur d'onde. Pour les faibles dégradations, l'impact de la discontinuité peut être négligeable et un schéma équivalent d'un modèle simple d'une ligne avec la géométrie modifiée peut être efficace afin de modéliser le défaut en 1-D.

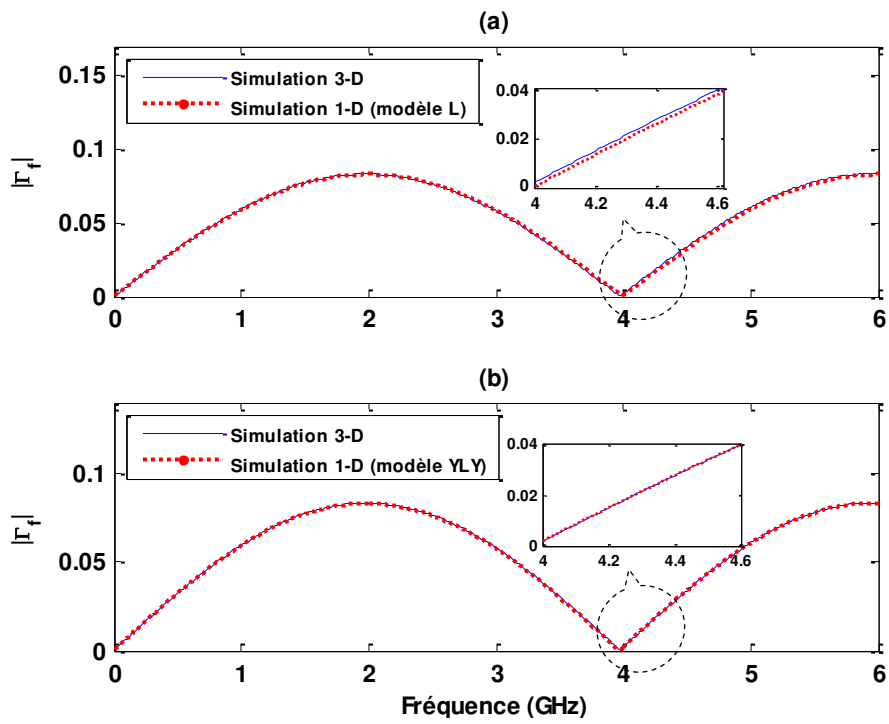


Figure 5.11: Modules du coefficient de réflexion du défaut avec $L_f=2.5\text{cm}$ et $P_f=14\%$ de D_f .

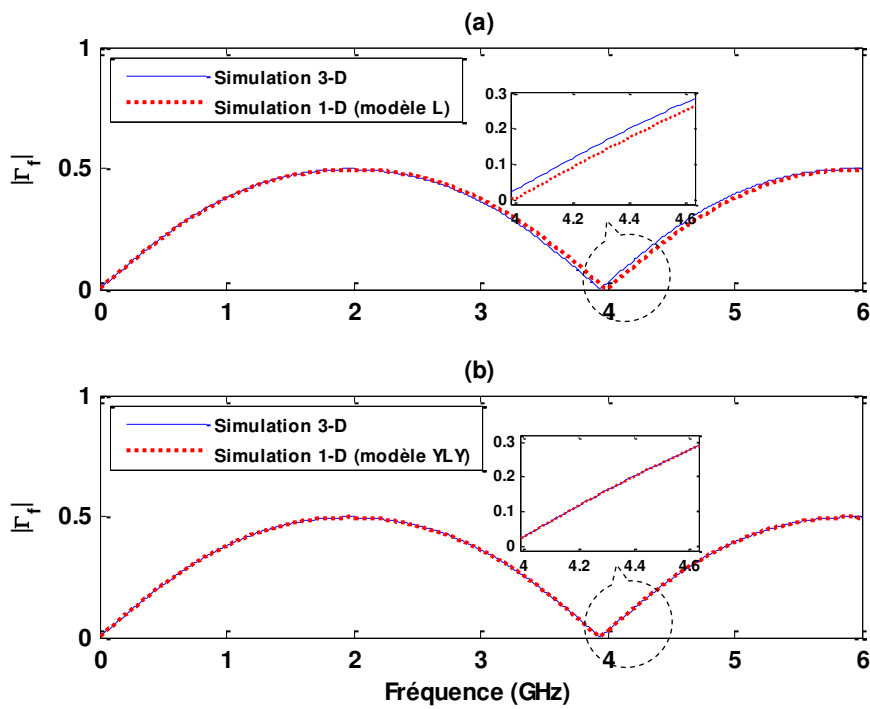


Figure 5.12: Modules du coefficient de réflexion du défaut avec $L_f=2.5\text{cm}$ et $P_f=58\%$ de D_f .

5.3 Analyse du défaut de blindage

L'objectif de cette partie est de réaliser un autre modèle de défaut non franc et d'analyser l'impact électrique causé par une dégradation sur le blindage du câble, en prenant en compte les caractéristiques tridimensionnelles des défauts. On étudiera un type de défaut comme une rupture sur le blindage du câble, éventuellement partielle (Figure 5.13) ou complète. L'endommagement du blindage de câble pourrait avoir des conséquences catastrophiques aussi pour l'équipement au voisinage du câble, en raison de la discontinuité rayonnante. La partie défectueuse du blindage du câble peut produire des réactions indésirables sur un équipement.



Figure 5.13: Défaut de blindage (partiellement coupé).

Cette partie vise à étudier le comportement de la réponse de la réflectométrie du modèle de câble avec le blindage partiellement coupé et ensuite à déterminer les caractéristiques de défaut à partir de signaux réfléchis en haute fréquence résultant de discontinuités. Dans le cas de la dégradation sur le blindage, les champs électromagnétiques s'introduisent en provenance de l'extérieur mais ils peuvent aussi rayonner à travers l'ouverture du blindage. Ces phénomènes s'accroissent en haute fréquence.

Dans la suite, nous allons d'abord examiner les phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques dans une ligne de transmission avec ce type de défaut. Ensuite, à partir de la réponse en réflectométrie, nous illustrerons les signaux réfléchis dans les domaines temporel et fréquentiel.

Nous utilisons un modèle d'une ligne de transmission coaxiale sans pertes d'impédance caractéristique Z_0 avec une partie du blindage supprimé. La Figure 5.14 montre une ligne de transmission coaxiale avec une discontinuité sur le conducteur extérieur de longueur L_f . Le modèle représente la zone endommagée qui est placée entre les deux discontinuités à $x=x_1$ et $x=x_2$, dans

laquelle les lignes des champs électromagnétiques existent en partie dans l'isolant diélectrique du câble avec ϵ_1 , μ_0 , et en partie dans l'air à l'extérieur du câble avec ϵ_0 , μ_0 , à cause du défaut sur le blindage.

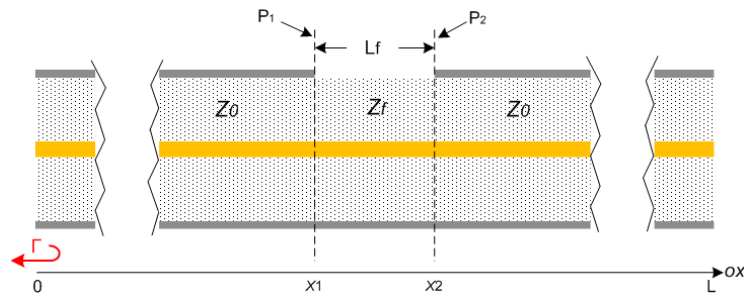


Figure 5.14: Modèle du câble coaxial avec un défaut de blindage placé entre $x = x_1$ et $x = x_2$.

Lorsque la dimension du défaut et le degré d'ouverture sur le blindage augmentent, les pertes par rayonnement, dues à la propagation des ondes à travers l'ouverture du blindage, peuvent aussi augmenter. Plus le blindage du câble a une rupture sévère, plus le défaut va s'approcher d'un circuit-ouvert et la zone défectueuse aura alors une impédance plus grande que l'impédance caractéristique du câble. Par conséquent, lorsque l'onde incidente rencontre la zone avec le blindage endommagé, il y aura des réflexions (au début et à la fin du défaut) avec des signes positif et puis négatif sur les interfaces P1 et P2, respectivement.

La solution analytique des équations de la ligne de transmission représentée à la Figure 5.14 est impossible car le champ électromagnétique transversal (TEM) autour de la zone défectueuse. Une approche numérique est nécessaire pour décrire et analyser précisément la réponse de la réflectométrie avec un tel défaut.

Différentes approches numériques peuvent être utilisées pour cette modélisation électromagnétique des modèles du défaut. Notre choix s'est porté sur la méthode Galerkin-discontinu (GD). La méthode FDTD est aussi bien adaptée pour étudier ce modèle car le maillage reste conforme dans ce cas. A cet effet, on utilise un modèle tridimensionnel idéal d'une ligne de transmission coaxiale avec une portion de blindage supprimée représentant le défaut non franc. La Figure 5.15 montre le maillage utilisé pour simuler le câble coaxial en référence du câble EN 0406 WD présenté dans le chapitre 2. La géométrie est définie par trois cylindres concentriques: 1) la gaine

extérieure en matière plastique; 2) le blindage tressé; et 3) l'isolant diélectrique interne aéré dont la vitesse de propagation atteint 83% de la vitesse de la lumière c . Notons que la tresse de blindage est maillée, car elle est intercalée entre deux matériaux diélectriques.

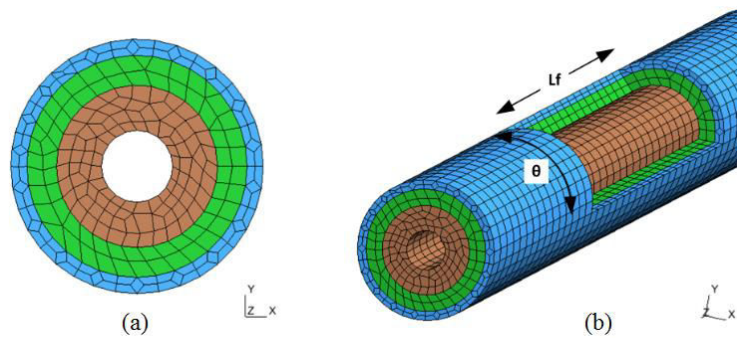


Figure 5.15: Modèles étudiés du câble: (a) Section du câble avec différentes couches, (b) Défaut de blindage.

La longueur du tronçon de câble est $L = 5$ cm et un défaut du blindage est situé à $X_f = 2,25$ cm du début de la ligne, avec la longueur de $L_f = 5, 10$ et 20 mm à différentes largeurs de $\theta = 50^\circ, 90^\circ$ et 130° . La Figure 5.16 montre la section du modèle du défaut simulé.

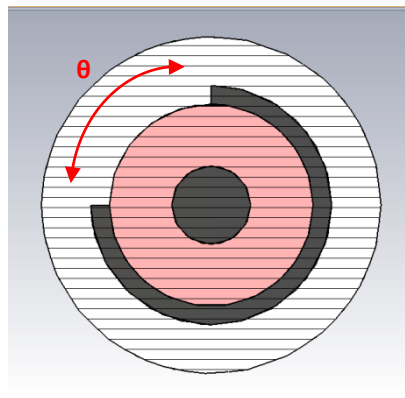


Figure 5.16: Section du modèle du défaut simulé.

Etant donné qu'une partie du rayonnement des champs se trouve à l'extérieur du câble en raison de la discontinuité du blindage, un volume d'air cylindrique avec les conditions aux limites absorbantes de type Silver-Muller est ajouté autour du domaine de calcul afin de reproduire les conditions expérimentales.

La simulation consiste à injecter une impulsion gaussienne U_i d'amplitude unité de bande de fréquences $[0; 6 \text{ GHz}]$ dans le câble. Les champs réfléchis et transmis sont enregistrés sur les points d'observation situés devant et derrière le défaut. La Figure 5.17 montre l'impact de la variation de la longueur (L_f) et la largeur (θ) du défaut sur les signaux réfléchis dans le domaine temporel.

Pour les deux cas de la Figure 5.17, les signaux réfléchis ont des signes positif et puis négatif qui viennent des réflexions multiples sur chaque l'interface P_1 et P_2 (Figure 5.14). La déformation du signal réfléchi peut être utilisée pour connaître la nature de ce type du défaut et également pour caractériser son degré de sévérité. D'ailleurs, comme représentée dans ces figures, l'amplitude des ondes réfléchies est aussi assez faible pour ce type du défaut. Les signaux réfléchis générés par le défaut sont significativement inférieurs au signal incident (ici environ 5% de $|U_i|$), et par conséquent ils sont difficiles à détecter par des dispositifs traditionnels de mesure en réflectométrie et dans des environnements hostiles de mesure. Le signal réfléchi peut changer de façon significative en fonction des pertes de rayonnement. Celles-ci augmentent avec la dimension du défaut.

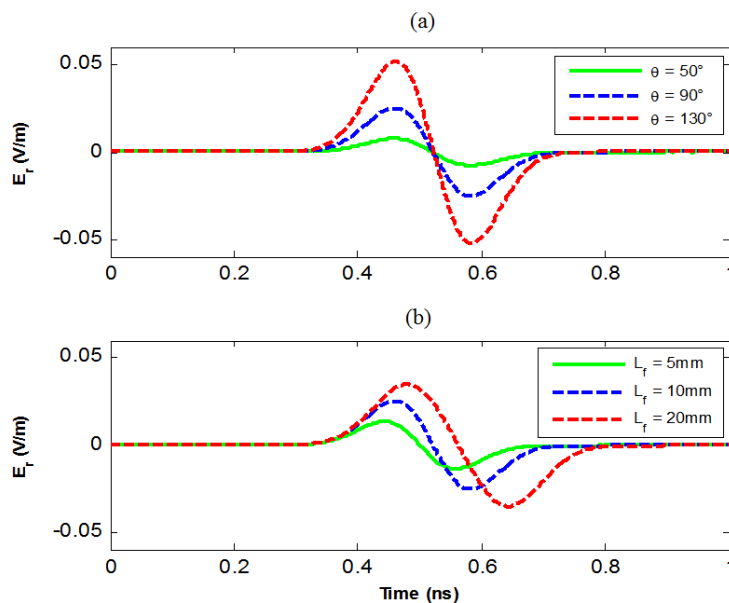


Figure 5.17: Signaux réfléchis pour les différents cas simulés versus: (a) la largeur du défaut avec $L_f = 10 \text{ mm}$, (b) la longueur du défaut avec $\theta = 90^\circ$.

A partir des réponses temporelles des signaux incidents et réfléchis, on peut déterminer la réponse fréquentielle définie par le coefficient de réflexion total $\Gamma(f)$. La Figure 5.18 montre l'impact de la variation de la longueur (L_f) et l'angle (θ) du défaut sur l'amplitude du coefficient de réflexion obtenu par la simulation numérique en large bande. Nous observons que le facteur de réflexion est sensible à la sévérité de la zone endommagée. De plus, l'impact est plus important aux fréquences plus élevées; ceci est dû au fait que la taille électrique du défaut augmente comparativement à la longueur d'onde.

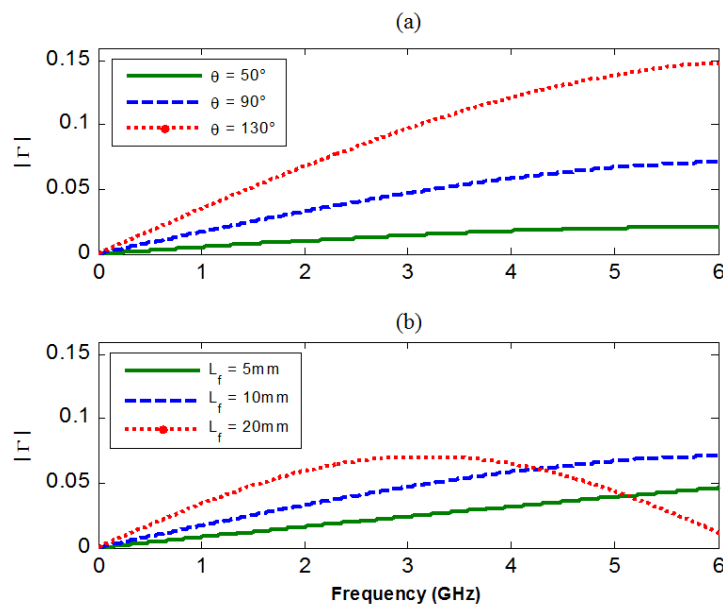


Figure 5.18: Modules du coefficient de réflexion du défaut versus: (a) l'angle du défaut avec $L_f = 1\text{ cm}$, (b) la longueur du défaut avec $\theta = 90^\circ$.

A l'aide des résultats précédents de la simulation 3-D, nous pouvons calculer la distribution des champs à une fréquence arbitraire. La Figure 5.19 illustre la cartographie à 1GHz du champ E total et E_z normalisé, à l'intérieur du câble, proche de la zone défectueuse, pour les modèles avec défaut. Afin de faciliter la comparaison, E_z est toujours normalisé par le maximum du champ E.

Nous observons que le champ E_z est naturellement nul dans la partie saine et la zone défectueuse (mode TEM). En revanche, nous constatons que les lignes de champ E_z sont déformées et ce champ est non nul au voisinage du bord du blindage par effet de pointe en raison du changement de la densité de charge à leur extrémité puisque leur surface est quasi nulle (Figure

5.19b). Ces effets peuvent être pris en compte dans la modélisation tridimensionnelle du câble abimé. Il faut noter que l'espace du calcul a été limité jusqu'à la partie métallique extérieure.

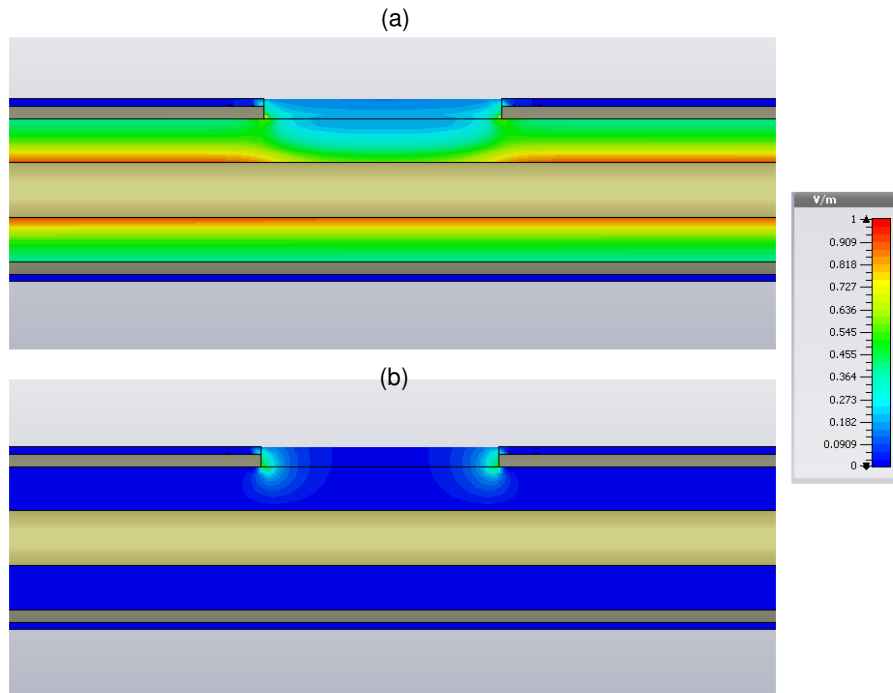


Figure 5.19: Cartographie à 1GHz du champ moyen normalisé par la valeur maximale du champ total des câbles avec le défaut de $L_f=1\text{cm}$ et $D_f=90^\circ$: (a) E total, (b) E_z

5.3.1 Etude du schéma équivalent

Nous nous intéresserons ici à trouver un circuit équivalent représentatif de la portion abimée du câble par le défaut du blindage, qui montre l'impact du défaut et de sa sévérité sur les paramètres distribués de la ligne.

La Figure 5.20 montre le schéma équivalent proposé pour le modèle du défaut sur le blindage du câble qui prend en compte l'impact des discontinuités au bord et les pertes par le rayonnement, ainsi que la variation de la capacité et l'inductance du câble à l'intérieur de la zone défectueuse. Il est possible de déterminer les paramètres de circuit représentant l'intérieur de la zone défectueuse en prenant des plans de mesure P_{M1} et P_{M2} . Ces plans ont été placés à l'intérieur de la zone pour permettre de définir des valeurs des admittances Y_{s1} et Y_{s2} et l'impédance Z_s du modèle en PI.

L'interruption du blindage fournit une discontinuité d'impédance dans le circuit interne, Z_s , qui peut être considérée complexe. La partie imaginaire de Z_s représente la partie inductive et la partie réelle montre la résistance résultant de l'effet de rayonnement de la discontinuité.

En même temps, il existe des éléments d'admittance shunt Y_{s1} et Y_{s2} , le plus souvent sous la forme d'éléments capacitifs, qui résultent également du changement capacitif du câble près de la zone endommagée. Un modèle de défaut symétrique dans une ligne de transmission impose un modèle symétrique du circuit équivalent où des éléments d'admittance shunt ont des mêmes valeurs.

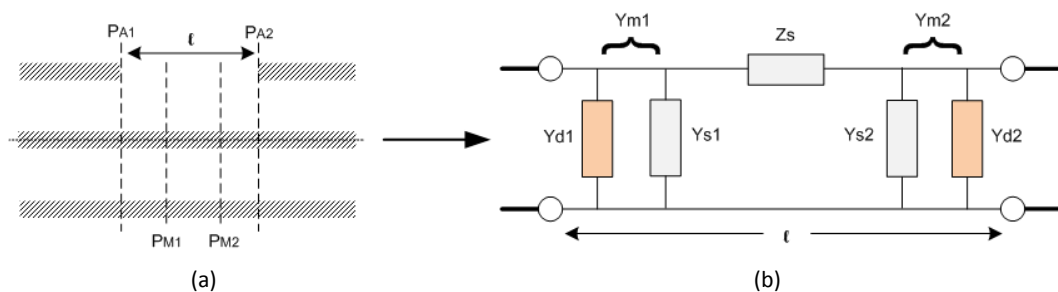


Figure 5.20: Modèle de la discontinuité du câble.

Ce schéma équivalent permet de représenter le défaut en termes des paramètres distribués R' , L' et C' . Dans ce cas, nous avons considéré le matériau diélectrique sans pertes et la conductance G' négligeable.

A partir des définitions du modèle de coaxial de notre exemple du câble WD 0406, la capacité et l'inductance linéiques peuvent être calculées directement par des expressions analytiques : $L' = 0,189 \text{ uH/m}$; $C' = 81.45 \text{ pF/m}$. Les Figure 5.21 et Figure 5.22, représentent respectivement, l'évolution des capacités linéiques et inductances linéiques calculées à partir des paramètres-S, pour le câble sans et avec le défaut du blindage sur des tronçons de longueur $L_f = 5 \text{ mm}$ avec trois différents niveaux de dégradation $\theta = 50^\circ$, 90° et 130° . Ces figures montrent que l'influence de la discontinuité sur le blindage a pour effet d'augmenter l'inductance et de diminuer la capacité de la ligne.

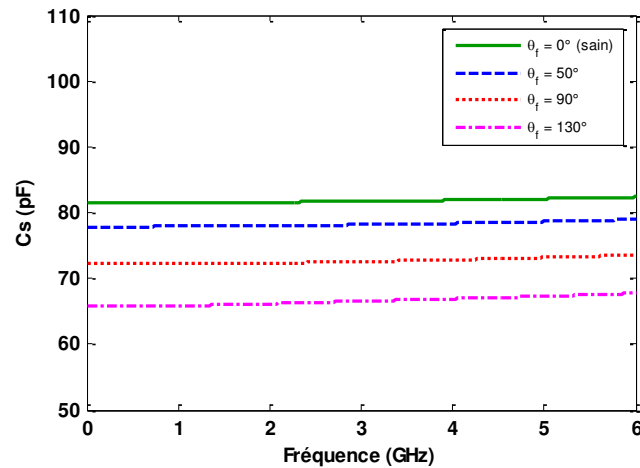


Figure 5.21: Comparaison de l'évolution des capacités linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : $L_f = 5 \text{ mm}$ $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$.

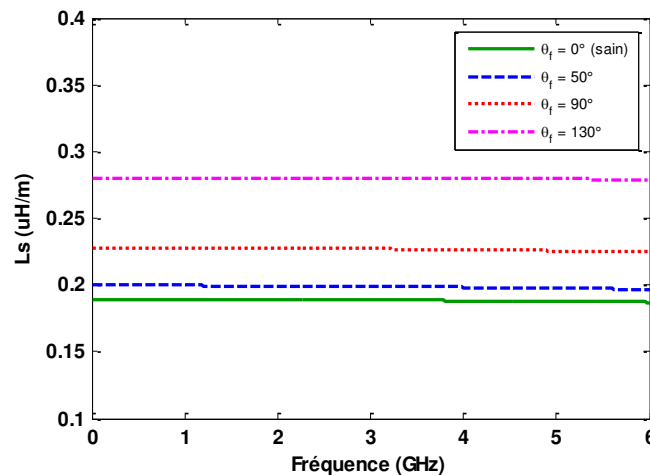


Figure 5.22: Comparaison de l'évolution des inductances linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : $L_f = 5 \text{ mm}$ $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$.

Nous avons utilisé un modèle sans pertes où la résistance globale du câble est nulle dans le cas sans défaut. A cause des pertes par rayonnement, la zone défectueuse comporte un élément R_s dans le schéma équivalent, inclus dans Z_s . La Figure 5.23 montre l'évolution des résistances linéiques, pour le câble sans et avec le défaut sur des tronçons de longueur $L_f = 5 \text{ mm}$ avec trois différents niveaux de dégradation $\theta = 50^\circ, 90^\circ$ et 130° . Les variations de la résistance équivalente sont considérablement influencées par le degré d'ouverture du blindage.

On observe en BF pour le modèle endommagé une résistance négligeable comme le modèle sain, mais significative en HF à cause de l'effet de rayonnement. Les pertes par rayonnement dues à la diffraction des champs EM à travers la discontinuité sur le blindage augmentent avec la fréquence car la taille de l'ouverture du blindage devient importante par rapport à la longueur d'onde ($\lambda/L_f \ll 1$).

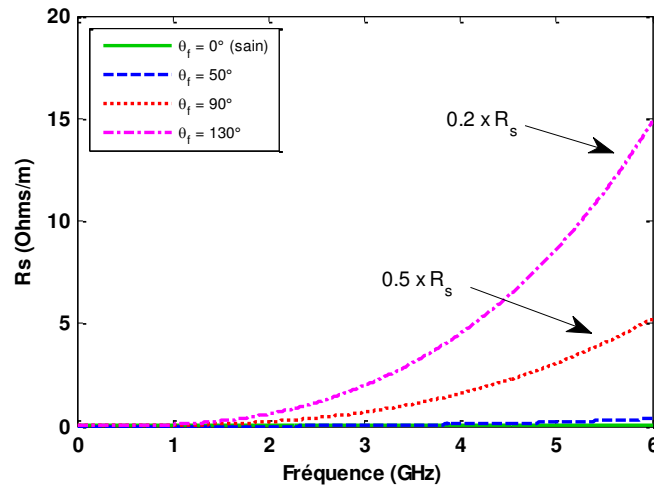


Figure 5.23: Comparaison de l'évolution des résistances linéiques pour le câble sans et avec défaut du blindage : $L_f = 5$ mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$.

À la discontinuité du blindage, d'autres éléments de circuit sont nécessaires pour compléter le circuit équivalent. Les perturbations du champ électrique par l'effet de bord aux discontinuités de la zone défectueuse ont été modélisées par des admittances shunts Y_d dans le modèle équivalent. Il est possible de déterminer l'admittance de la discontinuité au bord de la discontinuité, en prenant des plans de mesure P_{A1} et P_{A2} (voir la Figure 5.20a). Ces plans ont été placés avant et après la zone défectueuse ce qui permet de calculer l'admittance totale de la zone abimée. En connaissant les valeurs de Y_s par les mesures sur les plans P_{M1} et P_{M2} , l'admittance Y_d peut être calculée. Dans l'étude de ce problème, l'admittance de discontinuité Y_d apparaissant au niveau de la discontinuité dans le circuit équivalent est purement capacitive sur cette bande, de la fréquence jusqu'à 6 GHz (Figure 5.24).

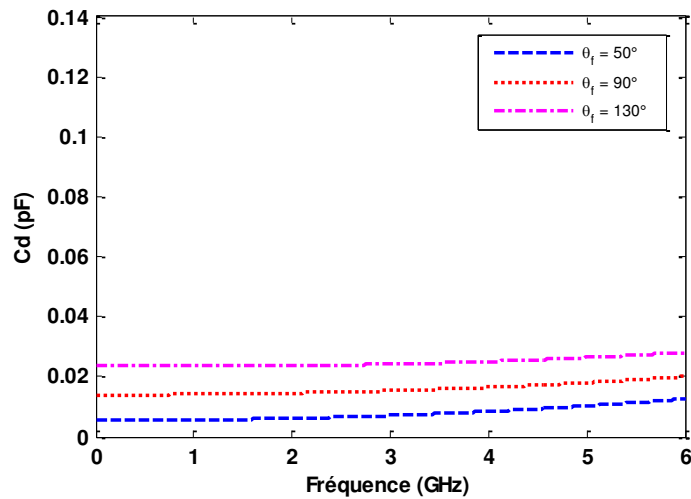


Figure 5.24: Comparaison des paramètres Cd pour le câble avec les défauts du blindage : $L_f = 5$ mm $\theta = 50^\circ, 90^\circ, 130^\circ$.

5.3.2 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, la validation expérimentale du modèle de défaut est conduite en utilisant le câble coaxial de type aéronautique le même qu'en simulation. Différents défauts de blindage avec un angle de défaut $\theta = 130^\circ$ sur des tronçons de longueurs 1 et 2 cm ont été réalisés (Figure 5.25). Puis les exemples du défaut ont été caractérisés en large bande avec un VNA (Rohde & Schwarz ZNB8), sur une plage de fréquences de 100 kHz - 6 GHz avec $\Delta f = 100$ kHz.



Figure 5.25: Défaut de blindage sur un câble coaxial.

La Figure 5.26(a) représente la mesure expérimentale de la réponse fréquentielle de la ligne, $S_{11}(f)$, et la Figure 5.26(b) illustre la réponse impulsionnelle, $y(t)$, pour le défaut du blindage de longueur $L_f = 1$ cm qui est placé à 8.4 m du début d'un câble coaxial de longueur 25 m. L'amplitude des ondes réfléchies est en général très faible. Cette amplitude est nettement inférieure au

signal incident, U_i , (environ 5% du $|U_i|$) et par conséquent n'est pas facilement détectable par des dispositifs de mesure traditionnels aux fréquences basses et dans des environnements hostiles.

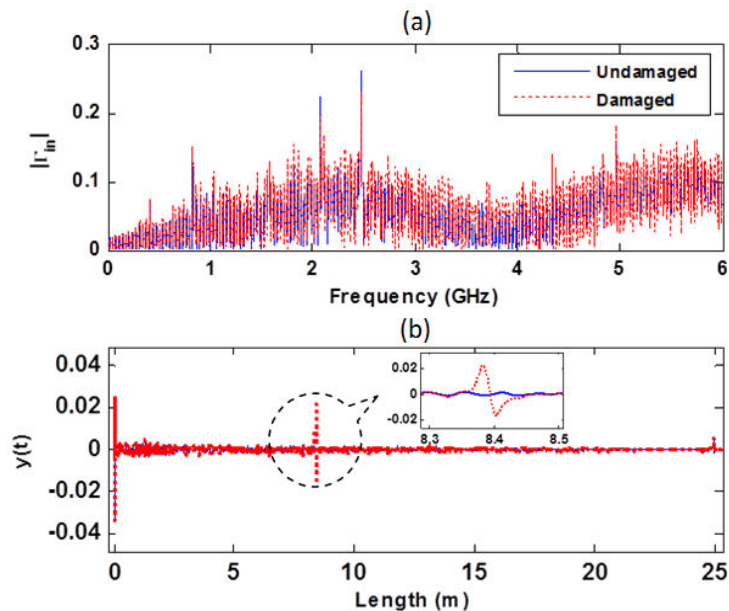


Figure 5.26: a) Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée, b) réponse impulsionnelle..

D'après le coefficient de réflexion mesuré par le VNA et en utilisant les résultats de mesure sur câble sain, les processus présentés dans le chapitre IV permettent d'obtenir le coefficient de réflexion correspondant au défaut à des fins de comparaison avec la simulation.

Une comparaison est illustrée sur la Figure 5.27 entre les coefficients de réflexion en large bande obtenus par les mesures fréquentielles et ceux obtenus par la simulation numérique pour les cas où le blindage est dégradé sur un angle de $\theta = 130^\circ$ et sur des tronçons de longueur $L_f = 1$ et 2 cm.

Dans ce cas, les mesures ont été effectuées sur un câble RF raccordé aux connecteurs RF de type N qui sont bien adaptés aux fréquences élevées (ici jusqu'à 6 GHz). Nous avons des perturbations minimales engendrées par des connecteurs qui nous permettent d'avoir les résultats de comparaison très satisfaisants sur une plage de fréquences jusqu'à 6 GHz. Il faut noter que ce type de défaut est moins difficile à réaliser expérimentalement que des défauts d'écrasement où il existe une difficulté pour obtenir un défaut réel proche de celui simulé.

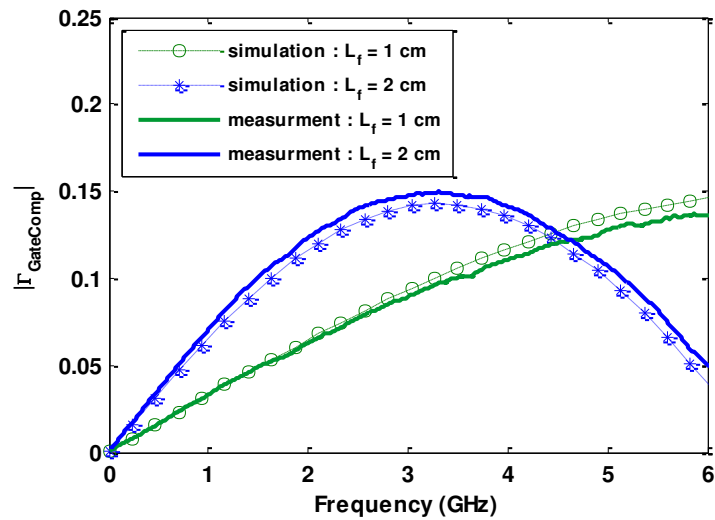


Figure 5.27: Modules du coefficient de réflexion du défaut mesuré et simulé.

Les coefficients de réflexion du défaut sont montrés dans la Figure 5.27, en fonction de la fréquence entre 100 kHz et 6 GHz pour deux longueurs différentes de 1 et 2 cm. Les résultats montrent un bon accord entre les valeurs simulées et celles mesurées et ils sont tout à fait satisfaisants. Cela montre la performance du modèle de simulation et nos techniques de la mesure expérimentales.

5.4 Analyse du défaut d'isolant

Nous nous intéresserons à un autre type de défaut non franc causé par une dégradation de l'isolant du câble, en plus de la partie de blindage, nommé ici défaut d'épaulement. Ce type de défaut apparaît comme résultat d'une rupture du blindage et aussi de l'isolant du câble, de telle façon qu'une partie du blindage et du matériau diélectrique ont été coupés partiellement (Figure 5.28b) ou complètement dans les cas les plus sévères (Figure 5.28a). Ce type de défaut se produit lorsqu'une partie de l'isolant est usée et que le conducteur est endommagé. Le plus souvent, cela peut être à cause du frottement du câble contre la structure en métal lorsque le blindage aussi a été endommagé. En effet, la plupart de ces défauts sont les résultats d'une mauvaise installation du câble, mauvaise conception des systèmes d'installations, ou un mauvais entretien.

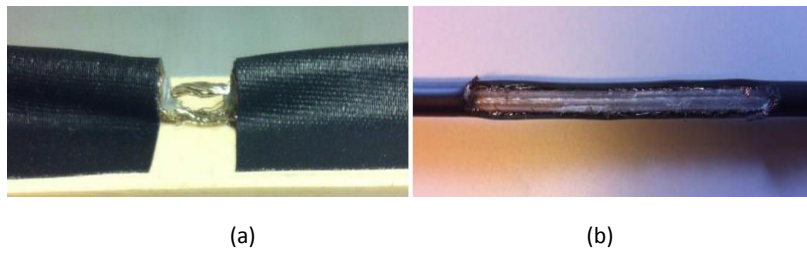
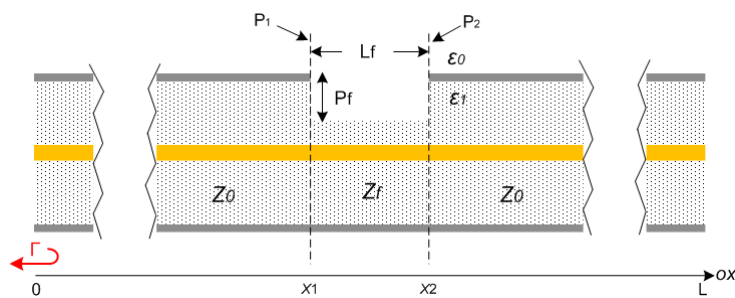


Figure 5.28: Défaut d'isolant sur un modèle du câble coaxial.

La Figure 5.29 montre une ligne de transmission coaxiale en 2-D avec une discontinuité sur le conducteur extérieur de longueur L_f ainsi que sur l'isolant du câble avec une profondeur de P_f . Le modèle représente la zone endommagée qui est placée entre les deux discontinuités à $x=x_1$ et $x=x_2$, dans la quelle les lignes des champs électromagnétiques existent en partie dans l'isolant de diélectrique du câble avec ϵ_1 , μ_0 , et en partie dans l'air entourant à l'extérieur du câble avec ϵ_0 , μ_0 , à cause du défaut sur le blindage. La contribution de la partie d'air peut être plus importante par rapport au cas précédant qui ne présente qu'un défaut sur la partie du blindage. Par conséquent, la zone endommagée aura une permittivité effective plus proche de celle de l'air ce qui génère une impédance de défaut Z_f plus grande et donc une réflexion plus importante que celle du défaut de blindage. En effet, l'endommagement d'un câble par un défaut d'épaulement peut avoir des conséquences beaucoup plus graves qu'un défaut sur le blindage du câble.


 Figure 5.29: Modèle du câble coaxial avec un défaut d'épaulement placé entre $x = z1$ et $x = z2$.

Afin d'étudier le comportement de la réponse par la réflectométrie de notre modèle du défaut, dans la suite, nous allons d'abord examiner les phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques dans une ligne de transmission avec ce type de défaut. Ensuite, nous illustrerons les signaux réfléchis dans les domaines temporel et fréquentiel.

La modélisation tridimensionnelle du défaut a été effectuée par la méthode Galerkin-discontinu (GD) qui est bien adaptée à notre cas d'étude car elle est bien adaptée à l'utilisation de maillages non conformes ce qui permet d'étudier des géométries complexes, grâce à l'utilisation des éléments d'ordre élevé pour une meilleure précision des résultats.

A cet effet, on utilise un modèle tridimensionnel d'une ligne de transmission coaxiale sans pertes en référence du câble coaxial WN⁷. La Figure 5.30 illustre la section du câble avec la géométrie du modèle de défaut d'épaulement. Les caractéristiques du câble coaxial utilisé sont illustrées dans le Tableau 3-1.

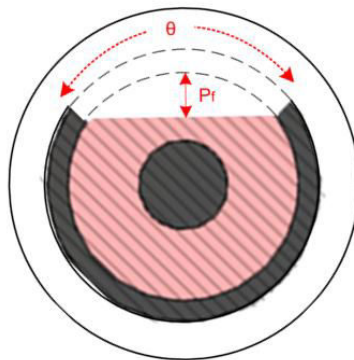


Figure 5.30: Modèle de la section du câble avec défaut d'épaulement.

Paramètre	Matériel	Diamètre (mm)	Propriétés électriques
Core	Solid Silver plated copper	2.30	PEC
Insulation	PTFE Extruded	6.20	$\epsilon_r = 1.5$
Shield	Silver plated copper	7.50	PEC
Jacket	FEP	8.00	$\epsilon_r = 2.1$

Tableau 5-1: Paramètres de ligne de transmission – câble coaxiale WN

Le défaut est réalisé sur une longueur de $L_f = 5$ mm avec deux différents niveaux de dégradation de la profondeur sur l'isolant du câble dont $P_f \approx 40\%$ et 90% de D_f , où le D_f est l'épaisseur du matériau diélectrique.

⁷ EN 4604-007 WN

Pour cet exemple, la simulation consiste à injecter une impulsion gaussienne U_i d'amplitude unité avec une bande de fréquences $[0; 6 \text{ GHz}]$. Les champs réfléchis et transmis sont enregistrés sur les points d'observation situés devant et derrière du défaut. La Figure 5.31 montre l'impact de la variation de la profondeur P_f du défaut sur les signaux réfléchis en temporel, obtenus par la simulation numérique en large bande.

Pour les deux cas et comme le montrent la Figure 5.31, les signaux réfléchis temporels possèdent des signes positif et puis négatif qui s'expliquent par des réflexions sur chaque l'interface P1 et P2 (Figure 5.14). La déformation du signal réfléchi peut être utilisée pour connaître la nature du type du défaut, ressemble à la déformation produite par le défaut du blindage en raison de l'augmentation d'impédance à la zone endommagée. Comme représenté dans cette figure, l'amplitude des ondes réfléchies est plus grande pour le cas avec la profondeur P_f la plus sévère. D'ailleurs, c'est aussi assez faible pour ce type de défaut et les signaux réfléchis générés par le défaut sont significativement inférieurs au signal incident (ici environ 3% de $|U_i|$ pour $P_f \approx 90\% D_f$), et par conséquent ils ne peuvent pas être facilement détectables par des dispositifs traditionnels de mesure de réflectométrie et dans des environnements où le bruit est important.

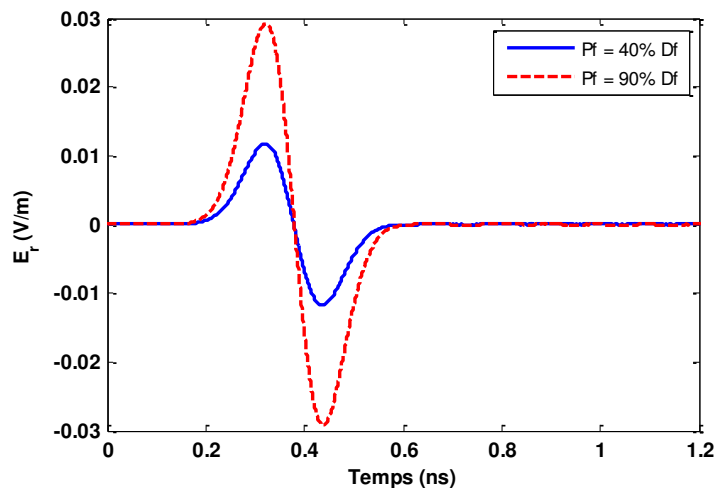


Figure 5.31: Signaux réfléchis pour les différents cas simulés versus la pf du défaut avec $L_f=5\text{mm}$.

A partir des réponses temporelles des signaux incidents et réfléchis, on peut déterminer la réponse fréquentielle définie par le coefficient de réflexion total $\Gamma(f)$. La Figure 5.32 montre l'impact de la variation de la profondeur P_f du défaut sur l'amplitude du coefficient de réflexion obtenu par la simulation numérique en large bande. Nous observons que le facteur de réflexion est

sensible à la sévérité de la zone endommagée. De plus, l'impact est plus important aux fréquences plus élevées; ceci est dû au fait que la taille électrique du défaut augmente comparativement à la longueur d'onde.

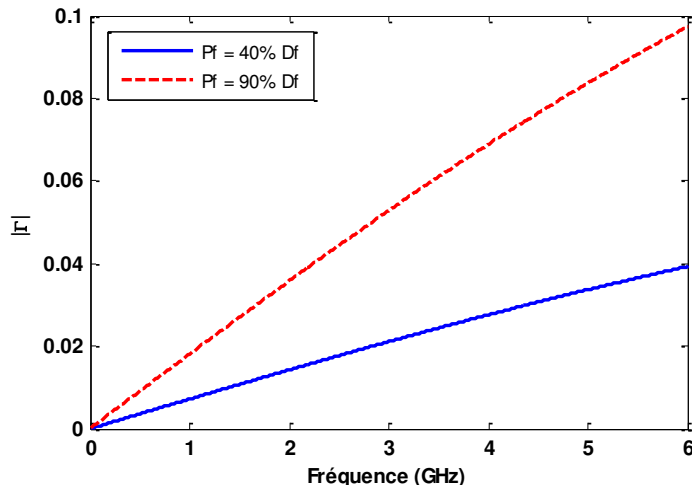


Figure 5.32: Modules du coefficient de réflexion du défaut versus la profondeur du défaut avec $L_f=5\text{mm}$.

5.4.1 Etude du schéma équivalent

Dans cette partie nous allons retrouver un circuit équivalent représentatif de la portion abimée. La méthodologie utilisée dans cette partie afin de modéliser le défaut est la même que celle appliquée pour modéliser le défaut du blindage. Le schéma équivalent proposé à la Figure 5.20 va remplacer à la zone défectueuse représentant le défaut sur l'isolant et le blindage du câble. Cela permet de représenter le défaut en termes des paramètres distribués R' , L' et C' . Pour ce problème, nous avons considéré le matériau diélectrique sans pertes et la conductance G' négligeable.

Les Figure 5.33 et Figure 5.34 représentent respectivement, l'évolution des capacités linéiques et inductances linéiques, pour le câble sans et avec le défaut du blindage sur des tronçons de longueur $L_f = 5\text{ mm}$ avec deux différents niveaux de dégradation $P_f \approx 40\%$ et 90% de D_f . Ces figures montrent que ce type d'anomalie a le même comportement vu dans le défaut de blindage, sauf que ici l'impact du défaut est beaucoup plus important sur la capacité linéique. En absence du diélectrique du câble, la permittivité effectif de la zone défectueuse serait fortement influencée par la contribution de l'air et va s'approcher à $\epsilon_{\text{eff}}=1$ plus le défaut devient encore grave.

A partir des définitions du modèle de coaxial de notre exemple du câble ici, la capacité et inductance linéiques peuvent être calculées directement par des expressions analytiques : $L' = 0,198 \text{ uH/m}$; $C' = 84.15 \text{ pF/m}$.

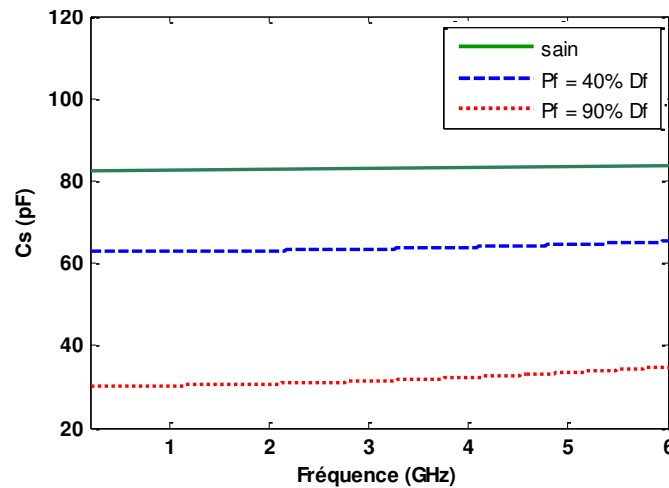


Figure 5.33: Comparaison de l'évolution des capacités linéiques pour le câble sans/ avec défaut d'isolant : $L_f = 5 \text{ mm}$.

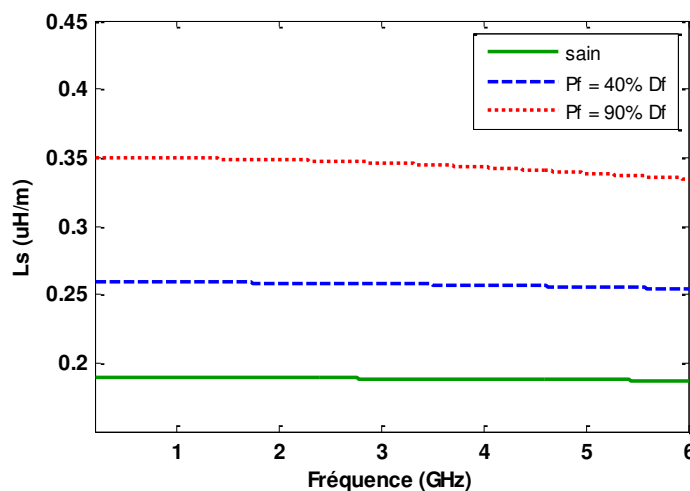


Figure 5.34: Comparaison de l'évolution des inductances linéiques pour le câble sans et avec défaut d'isolant : $L_f = 5 \text{ mm}$.

L'ouverture sur le blindage impose des pertes par rayonnement et cet impact est pris en compte par l'élément R_s du schéma équivalent (voir Figure 5.20). La Figure 5.35 montre l'évolution des résistances linéiques, pour le câble sans et avec le défaut sur des tronçons de longueur L_f . Plus la profondeur du défaut augmente, plus le degré d'ouverture du blindage s'accroît et les variations de la résistance équivalente seront considérablement influencées. Cette variation est aussi plus

importante en HF par rapport en BF où la longueur d'onde devient petite devant la longueur physique du défaut ($\lambda/L_f \ll 1$).

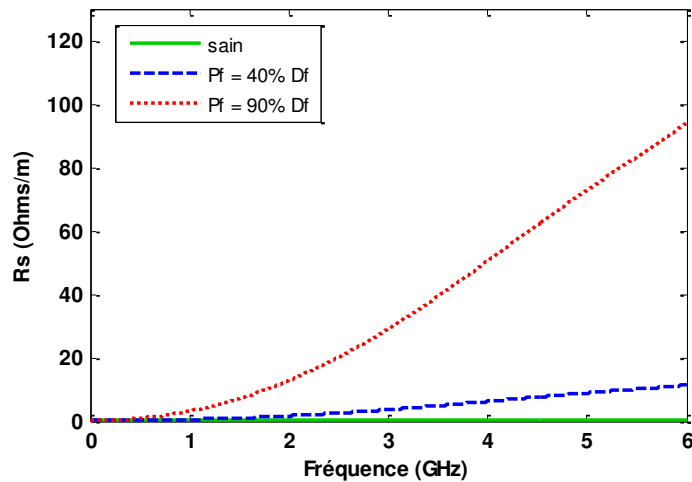


Figure 5.35: Comparaison de l'évolution des résistances linéiques pour le câble sans et avec défaut d'isolant : $L_f = 5$ mm.

Aux bords de la discontinuité, d'autres éléments de circuit ont aussi été pris en compte pour compléter le circuit équivalent. A l'aide du schéma présenté, l'admittance shunts Y_d qui modélise les perturbations au bord, peut être calculée (voir Figure 5.20). Dans l'étude de ce problème, l'admittance de discontinuité Y_d apparaissant au niveau de la discontinuité dans le circuit équivalent est aussi purement capacitive comme celle calculée pour le défaut de blindage (Figure 5.36).

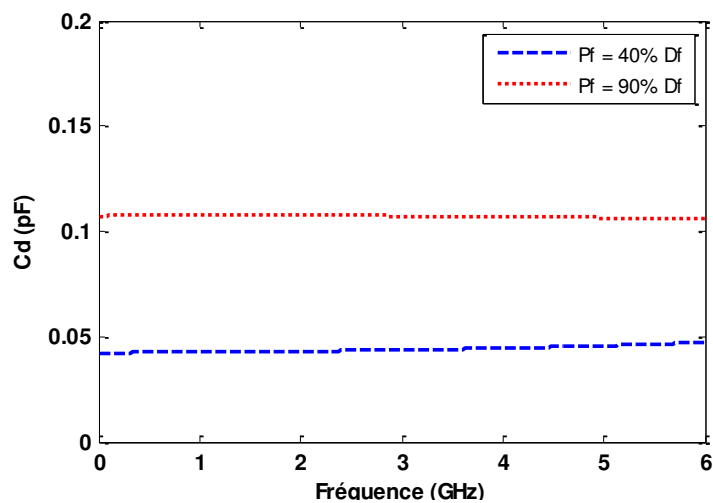


Figure 5.36: Comparaison des paramètres C_d pour le câble avec les défauts d'isolant : $L_f = 5$ mm.

5.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de différents défauts et à analyser leurs impacts électriques par la modélisation numérique 3-D basée sur la FDTD et GD. L'application de la simulation 3-D permet d'abord de représenter la variation locale de la géométrie du câble vue par des signaux de réflectométrie. Celle-ci fournit un moyen de caractériser chaque type de défaut non franc par rapport aux deux réflexions successives de signes opposés qui ont une amplitude plus importante devant des autres réflexions avec très faibles amplitudes. En effet, la forme du signal de réflectométrie permet de distinguer la nature du défaut ainsi que sa sévérité.

Par ailleurs, dans tous les cas de défaut non franc, les signaux réfléchis produits sont naturellement de faibles amplitudes et peuvent être masqués dans le bruit et rester un problème dans l'aspect de la détection. Dans nos études expérimentales, dans un environnement contrôlé, afin de retrouver et capturer des informations du défaut, nous avons utilisé des outils et appareils performants pour effectuer des mesures en haute fréquence où le signal de réflectométrie est beaucoup plus affecté par le défaut. De même nous avons utilisé des post-traitements présentés dans le chapitre 4 qui permettent de comparer les résultats expérimentaux avec les résultats de la simulation numérique. Pour deux types du défaut, nous avons présenté des résultats expérimentaux puis la validation avec l'approche numérique.




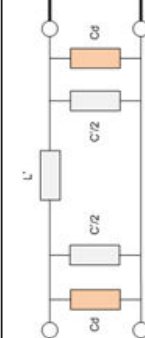
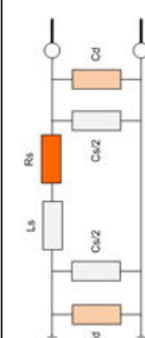
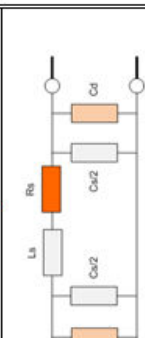
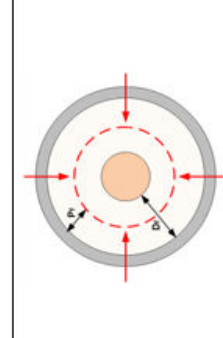
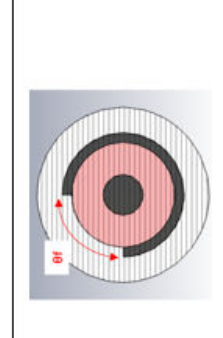
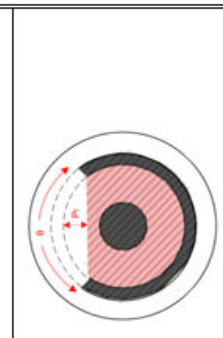
La modélisation numérique du défaut dans des lignes de transmission en 3D est un processus souvent lent, dépendant de la précision attendue, mais c'est une technique très précise qui prend en compte les comportements exacts du défaut. Une fois que la simulation a été terminée, les résultats peuvent ensuite être utilisés pour fournir efficacement les caractéristiques électriques correspondants du modèle. A partir du schéma équivalent proposé pour chaque type de défaut et le processus représenté pour la caractérisation du défaut, nous pouvons faire le passage 3-D vers 1-D qui permet de relier la variation locale de la géométrie du câble à une variation locale en termes d'éléments localisés.

La modélisation 1-D effectuée pour chaque type de défaut étudié est une approche utile afin de bien comprendre le comportement électrique du défaut. Elle nous a conduit à un modèle à une dimension de la ligne abimée et permet une modélisation relativement simple du défaut, ca-

ractérisée en termes de paramètres primaires de la ligne. Selon les résultats traités de différents défauts étudiés, ces paramètres peuvent permettre d'identifier le type défaut et aussi sa sévérité, selon la fréquence de travail.

Le Tableau 5-2 montre les caractéristiques géométriques des trois différents types du défaut et les paramètres électriques reproduits à partir des mesures des paramètres-S du chaque type. Nous avons utilisé les résultats des paramètres-S calculés par la simulation numérique qui ont été validés et en bon accord avec les résultats expérimentaux. Nous voyons qu'une petite modification des paramètres géométriques (L_f , P_f , θ_f) du câble engendre une variation de paramètres primaires (R, L, C, G) et secondaire (Γ , Z_d) de la zone défectueuse.

Ce tableau contient aussi le modèle du défaut pratiqué et le schéma équivalent utilisé pour la modélisation en 1-D, ainsi que la déformation des signaux réfléchis engendrés par les défauts non francs. Des différences évidentes entre les signaux réfléchis selon les différents défauts sont celles de la forme du signal : montant-descendant pour les défauts se rapprochant du circuit ouvert et le contraire pour ceux qui se rapproche du court-circuit. Les valeurs des capacités et des selfs localisées ne semblent pas être des éléments très discriminants. Il faudrait une étude plus poussée pour arriver à identifier un défaut à partir de ces éléments. La résistance pourrait donner plus d'indications dans la mesure où les valeurs trouvées sont assez différentes. Pour identifier le défaut à partir de ses éléments localisés, il faudrait probablement faire des études d'une part sur un grand nombre de cas pour retrouver des corrélations entre éléments localisés et d'autre part sur les limites en termes de dimension du défaut : profondeur, longueur. Par ailleurs, une étude en fréquence pourrait apporter des indications sur des comportements différents selon les différents défauts.

Type de câble	Câble coaxial RG-58 (50 Ω, 66% cc)				Câble coaxial WD (50 Ω, 83% cc)				Câble coaxial WN (50 Ω, 81% cc)						
Type de défaut	Ecrasement				Blindage				Isolant						
Sévérité du défaut	Pf en % de Df (Lf = 2.5 cm)				Bf en degré (Lf = 5 mm)				Pf en % de Df (Lf = 5 mm)						
Paramètres électriques $f_1 = 3 \text{ GHz}$ $f_2 = 6 \text{ GHz}$	Sain	10 %	14 %	38 %	Sain	50°	90°	130°	Sain	40 %	90 %				
	L' (uH/m)	0.248	0.234	0.228	0.185	L_s (uH/m)	0.189	0.193	0.204	0.225	L_s (uH/m)	0.193	0.210	0.228	
	C' (pF/m)	100	106	109	134	C_s (pF/m)	81.52	80.02	77.74	75.17	C_s (pF/m)	84.55	79.92	73.98	
	C_d (pF)	0.0	0.0010	0.0016	0.009	C_d (pF)	0.0	0.007	0.015	0.024	C_d (pF)	0.0	0.042	0.108	
Module du coefficient de la réflexion					R_s (Ω/m)	f_1^2	0.0	0.037	1.361	9.83	R_s (Ω/m)	f_1	0.0	3.546	28.91
Impédance du défaut					f_2^3	0.0	0.353	10.44	74.25	f_2	0.0	11.31	93.99		
					$ r_{max} $	0.0	0.057	0.083	0.284	$ r_{max} $	0.0	0.061	0.141		
					$\%Zd^4$	0.0%	-2.60%	-2.90%	-7.59%	$\%Zd$	0.0%	+2.63%	+3.67%		
forme du signal réfléchi															
Schéma équivalent															
Modèle de la géométrie du défaut															

1. Lf : est la longueur du défaut
 2. f1 : fréquence du travail = 3 GHz
 3. f2 : fréquence du travail = 6 GHz
 4. Variation nominal en %

Tableau 5-2: Etude paramétrique de l'évolution des caractéristique du défaut par rapport au type et leur degré de la sévérité.

Conclusion générale

Conclusion :

Le travail de cette thèse a permis de modéliser certains défauts non francs typiques et d'analyser leur comportement à partir des signaux de réflectométrie et en vue du diagnostic de câblage. Les travaux menés au long de cette étude, ont visé deux objectifs principaux : i) réaliser des modèles de défauts non francs de câbles prenant en compte leurs caractéristiques tridimensionnelles; ii) exprimer les modèles sous forme de paramètres localisés qui pourront être utilisés dans un modèle de ligne de transmission avec défaut. L'intérêt de cette étape est de pouvoir utiliser ces paramètres dans une méthode inverse à l'issue d'une mesure pour identifier le défaut.

Dans un premier temps une analyse électromagnétique nous a conduits à caractériser le comportement d'une zone localisée d'un câble présentant un défaut non franc. Différents défauts importants dans les applications ont été étudiés : une partie diélectrique non homogène, un écrasement du câble, un blindage métallique abimé ou un endommagement du blindage et de l'isolant du câble. Pour cela deux méthodes numériques, FDTD et Galerkin-discontinu ont été exploitées et puis comparées. Les résultats de ces méthodes nous ont permis de déterminer les perturbations engendrées par le défaut avec différents niveaux de dégradation.

Dans un deuxième temps, la zone défectueuse a été caractérisée comme un quadripôle local qui modifie les conditions de propagation de la ligne. Ce modèle qui se peut réduire à une dimension, et être caractérisé par des paramètres RLCG appropriés, a été exploité afin de montrer l'influence du défaut sur les paramètres primaires de la ligne. L'utilisation de ces modèles réduits nous a amenés à : i) exprimer des différents types du défaut et leur sévérité en termes de paramètres RLCG; ii) déterminer des éléments correctifs pour les paramètres RLCG qui permettent de prendre en compte l'effet de la géométrie du défaut dans le modèle à une dimension, en particulier en haute fréquence. Ce modèle pourra être exploité dans la résolution du problème inverse consistant à remonter à des informations sur le défaut à partir de mesures de coefficients de réflexion par la méthode de réflectométrie.

Dans le premier chapitre, tout d'abord, nous avons présenté des deux différents catégories des défauts en termes de leurs sévérités pour distinguer les défauts non francs des défauts francs. Nous avons défini précisément ce qu'on l'a nommé un défaut non franc dans les lignes de transmission, ainsi que leurs enjeux dans la détection qui peuvent être particulièrement importants, surtout dans les systèmes critiques.

D'abord, pour mieux comprendre la réponse de la ligne affectée par un défaut non franc, avant d'appliquer la modélisation numérique, des analyses ont été effectuées analytiquement dans le chapitre 2 sur une ligne avec un défaut non franc qui se traduit par la variation d'impédance sur une portion au long de la ligne. Cela nous a permis de comprendre des phénomènes liés à l'apparition des multi-réflexions sur les bords du défaut non franc et la réponse de la réflexion par le signal de la réflectométrie mesurée au début de la ligne. Dans les chapitres 3 et 5, par des modélisations numériques adaptées, des analyses concernant l'apparition de multi-réflexions ont été testées sur différents exemples du défaut. Les résultats ont fourni des informations utiles concernant le comportement réel du défaut non franc en tenant compte du caractère tridimensionnel de la géométrie. La modélisation numérique du défaut a permis d'évaluer ainsi, l'impact des paramètres géométriques et électriques du défaut sur le réflectogramme dans les domaines temporel et fréquentiel.

Dans le domaine temporel, l'évolution des formes de réflectogrammes en fonction du type et du degré de sévérité du défaut permet de prévoir l'intensité du défaut et donne des informations sur son type. Parmi les signaux temporels réfléchis initiés par le défaut non franc, les deux premières impulsions sont les plus significatives par rapport aux autres. L'amplitude des réflexions créées par le défaut varie en fonction de sa sévérité et de la fréquence de travail. Comme le montrent l'expression analytique et la simulation numérique, l'amplitude des réflexions croît avec la sévérité du défaut et la forme du signal peut se rapprocher de celle d'un circuit-ouvert ou d'un court-circuit selon la nature du défaut, lorsque le défaut arrive à un stade d'avancement important.

L'influence de la fréquence est un facteur prépondérant pour la détection du défaut non franc d'une longueur très faible. Une impulsion incidente qui inclut une bande de fréquences

large, qui peut exploiter les fréquences assez élevées, peut donc permettre d'avoir des réflexions plus significatives, donc moins noyées dans le bruit et rendre le défaut plus facilement détectable.

Dans la partie des mesures, nous avons réalisé des mesures en TDR et FDR et montré des difficultés rencontrées dans la détection des défauts non francs. Nous avons testé deux cas de défaut non franc, un défaut d'écrasement de blindage, ainsi qu'un défaut non franc produit par un câble plié, pour un câblage aéronautique. Dans notre cas, au sein d'un environnement de laboratoire très contrôlé avec des appareils performants et adaptés, et en connaissant le résultat sur la ligne sans défaut comme une référence saine, nous avons réussi à détecter le défaut, et à valider nos résultats de la simulation. Les mesures effectuées pour ces deux défauts non francs sont en bon accord avec la simulation. Cependant, dans des conditions réelles et avec le bruit, les défauts non francs qui ont des variations d'impédance très faibles sont toujours impossibles à détecter. Les conditions et traitements utilisés dans nos mesures ici, ne sont pas facilement réalisables dans un environnement réel et la difficulté de la détection du défaut reste toujours une problématique majeure du diagnostic des défauts non francs. Ils nous ont néanmoins permis de caractériser le défaut.

Pour chaque type de défaut étudié, une analyse paramétrique a été effectuée à partir des résultats d'une simulation tridimensionnelle. Nous avons cherché à évaluer et caractériser la sensibilité des paramètres primaires de la ligne aux différents types de défauts non francs avec différents degrés de sévérité. En conclusion, la modélisation électromagnétique 3D a conduit à simuler, avec une grande précision, le signal se propageant dans une ligne avec défaut. Le passage 3D/1D aboutit à l'extraction des éléments localisés RLCG représentatifs du défaut qui auront une influence sur le signal de réflectométrie. Cette projection dans le domaine à une dimension permet de simplifier toutes les opérations relatives à l'identification et la localisation du défaut.

Perspectives :

L'étude menée dans cette thèse a abouti à une méthodologie de modélisation des défauts non francs représentatifs de lignes coaxiales. Quatre défauts ont été analysés : défaut du diélectrique, écrasement, défaut de blindage et d'isolant du câble. Par la suite, il sera nécessaire d'étendre les études à d'autres types de défauts non francs en fonction de leur importance et de leur fréquence.

L'idéal serait de trouver une classification des défauts par rapport aux valeurs des paramètres RLCG. Ainsi, après détection du défaut, par méthode inverse, il serait possible de connaître les valeurs RLCG du défaut et de l'identifier. Cela aiderait à la décision pour les réparations ou le remplacement de certains câbles. Ces étapes constitueraient une part importante du diagnostic. Pour y arriver, il est nécessaire d'appliquer des méthodes appropriées d'extraction du signal (ondelettes, transformées temps-fréquence) de façon à travailler sur un signal bien identifiable. Ensuite, le développement de méthodes inverses telles que celles proposées dans l'ANR SODDA permettra de remonter aux valeurs RLCG. Une étape de classification doit être menée avec des statistiques faites par type de défauts.

Ces méthodes devront être aussi étendues sur des torons de câbles. Dans ce cas les informations plus nombreuses sur les différents ports d'accès peuvent rendre les méthodes plus complexes mais aussi, en multipliant le nombre d'informations, les rendre plus fiables.

Parmi les perspectives relatives aux méthodes numériques, certains aspects de la méthode FDTD pourraient être développés tels que l'utilisation de coordonnées particulières pour décrire complètement un défaut quelconque, en évitant l'écueil de la méthode qui présente des sauts de maillage (marches d'escalier).

Annexes

A. Paramètres de propagation

La modélisation de la ligne permet de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique dans tout le volume de calcul. Par cette évaluation temporelle pour la structure étudiée, on peut définir les paramètres de propagation de la ligne de transmission le long de l'axe z . Pour avoir accès à ces paramètres, il faut observer l'évolution temporelle du champ en deux points dans la direction de propagation et situés avec une distance Δz sur la ligne : $E(t, z_1)$ et $E(t, z_1 + \Delta z)$.

Dans le domaine fréquentiel pour un cas d'un câble coaxial, $E_\phi = E_z = 0$, nous obtenons la constante de propagation par la relation :

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{\Delta z} \frac{E_\rho(\omega, z_1)}{E_\rho(\omega, z_1 + \Delta z)} \quad \text{A.1}$$

Où :

$$E_\rho(\omega, z_1) = TF \{E_\rho(t, z_1)\} = E_0 e^{-\gamma(\omega)z_1} e^{j\omega t}$$

$$E_\rho(\omega, z_1 + \Delta z) = TF \{E_\rho(t, z_1 + \Delta z)\} = E_0 e^{-\gamma(\omega)(z_1 + \Delta z)} e^{j\omega t}$$

α (Partie réelle de γ) est l'affaiblissement linéique (Np/m).

β (Partie imaginaire de γ) est le déphasage linéique (rad/m).

avec : $\gamma = \alpha + j\beta$

TF { } est la transformée de Fourier.

A partir du déphasage linéique (β), on peut déduire la longueur d'onde, la vitesse de propagation, et la permittivité effective :

$$\lambda(f) = \frac{2\pi}{\beta(f)} \quad \text{A.2}$$

$$v(f) = \frac{2\pi f}{\beta(f)} \quad \text{A.3}$$

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \left[\frac{c\beta(f)}{2\pi f} \right]^2 \quad \text{A.4}$$

Où c est la vitesse de la lumière.

L'impédance localisée en un point quelconque le long de la ligne est déterminée par le quotient de la tension à cet endroit (calculé par E_p) par le courant en ce point (calculé par H_p) :

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} \quad \text{A.5}$$

B. Détermination des paramètres distribués

Une fois que nous avons déterminé la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique du milieu de propagation Z , sous la forme standard suivante pour une ligne de transmission :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad \text{A.6}$$

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \text{A.7}$$

Ensuite on peut déterminer les paramètres distribués de la ligne par les équations [68] :

$$R' = \text{Re}\{\gamma Z\} \quad \Omega/m \quad \text{A.8}$$

$$L' = \text{Im}\{\gamma Z\} / \omega \quad H / m \quad \text{A.9}$$

$$G' = \text{Re}\{\gamma / Z\} \quad S / m \quad \text{A.10}$$

$$C' = \text{Im}\{\gamma / Z\} / \omega \quad F / m \quad \text{A.11}$$

C. Caractérisation du câble

Dans le cas d'une ligne de transmission uniforme et sans défaut, la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique du milieu de propagation Z , peuvent se déterminer par les mesures du coefficient de réflexion en court-circuit et circuit-ouvert [69] :

$$Z = \sqrt{Z_{in}^{sc} \cdot Z_{in}^{oc}} \quad \text{A.12}$$

$$\gamma = \frac{1}{L} \tan^{-1} \left(\sqrt{Z_{in}^{sc} / Z_{in}^{oc}} \right) \quad \text{A.13}$$

D. Elimination de réflexions indésirables

Dans le domaine temporel, le signal réfléchi correspondant au défaut peut être déterminé à l'aide du résultat temporel référence, sur le câble de mêmes caractéristiques mais sans défaut. Notez que, les mesures, soit TDR soit FDR, doivent être comparées dans les situations identiques.

$$s_{réf}(t) = s'(t) - s(t) \quad \text{A.14}$$

Où $s_{réf}(t)$ est la signature initiée uniquement par le défaut qui est calculée par les résultats temporels du câble abimé $s'(t)$ et sain $s(t)$. L'équation A.14 peut s'écrire dans le domaine fréquentiel à l'aide de la transformée de Fourier et sa propriété de linéarité

$$F\{s_{ref}(t)\} = F\{s'(t)\} - F\{s(t)\} \quad A.15$$

En divisant l'équation A.15 par le signal incident utilisé et transformé dans le domaine fréquentiel, le coefficient de réflexions qui correspond au défaut peut être obtenu dans le domaine fréquentiel

$$\Gamma_f(\omega) = S'_{11}(\omega) - S_{11}(\omega) \quad A.16$$

E. Coefficient de réflexion ramené au centre de la ligne

Par la connaissance de coefficient de réflexion aux deux ports du câble, S_{11} et S_{22} pour un défaut non situé au centre du câble, nous pouvons déterminer ce coefficient pour le même type de défaut qui est situé au centre.

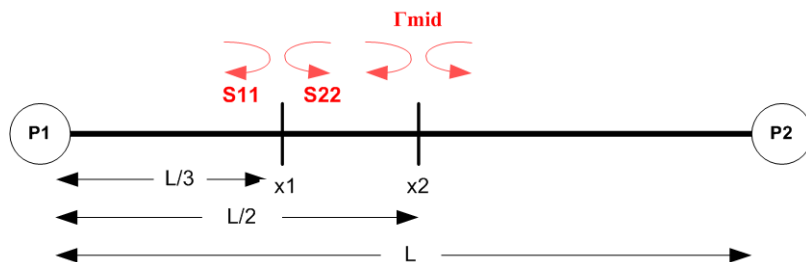


Figure A.1 : Schéma de la position du défaut.

Selon la Figure A.1 le défaut est positionné à $x=x_1$. Les relations entre le coefficient au centre ($x=x_2$) et à la position $x=x_1$, s'écrit sous la forme suivante [70] :

$$S_{11}^{x=x_1} = \Gamma_{mid} e^{-2\gamma(\frac{L}{2} - \frac{L}{3})} \quad A.17$$

$$S_{22}^{x=x_1} = \Gamma_{mid} e^{-2\gamma(\frac{2L}{3} - \frac{L}{2})} \quad A.18$$

Ensuite le coefficient de la réflexion positionné au centre s'obtient :

$$\Gamma_{mid} = \frac{S_{11}^{x=x1} + S_{22}^{x=x1}}{2} \quad \text{A.19}$$

Γ_{mid} est le coefficient de la réflexion estimé par une discontinuité placée au centre de la ligne.

Références bibliographiques

- [1] Air Traffic Organization Operations Planning Office of Aviation Research and Development, «Aircraft Wiring Degradation Study,» Washington, DC, January 2008.
- [2] K. Wheeler et D. Timucin, «Aging aircraft wiring fault detection survey,» NASA Ames Research Center, June 2007.
- [3] M. Franchet, Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles, Université Paris-Est, 2012.
- [4] Federal Aviation Administration, «Aircraft Electrical Wiring Interconnect System (EWIS),» Nov. 2007.
- [5] Nexans, «Nexans France,» [En ligne]. Available: http://www.nexans.fr/eservice/France-fr_FR/navigatepub_320071_-33567/Airbus_choisit_Nexans_comme_principal_fournisseur_.html.
- [6] *Wire diagnosis reflectometry-based methods*. [Performance]. ERTS2, 2014.
- [7] P. B. Ladkin et W. Schepper, «EMI, TWA 800 and Swissair 111,» *The resks digist*, Vol. 21, October 2000.
- [8] National Transportation Safety Board, «Aircraft Accident Report,» August 2000.
- [9] B. Portwood, «Aircraft Wiring Service History,» chez *NBAA Conference*, 2003.
- [10] M. K. Smail, Développement d'une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud 11, 2010.
- [11] D. Lee et P. Arnason, «U.S. Navy Wiring Systems Lessons Learned,» chez *Presentation at the Joint Conference on Aging Aircraft*, 2000.
- [12] Labinal Power Systems, «Harness BITE : Analyse des mécanismes de dégradations des défauts et leurs effets électriques,» Technical Report interne D2.1R1, 2009.
- [13] L. Crittenden et G. Slenski, Écrivains, *Managing Electrical Connections Systems and Wire Integrity on Legacy Aerospace Vehicles*. [Performance]. FAA PI/Engineer Workshop, 2001.
- [14] C. Furse, Y. C. Chung, R. Dangol, M. Nielsen, G. Mabey et R. Woodward, «Frequency-domain reflectometry for on-board testing of aging aircraft wiring,» *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 45, n° 12, pp. 306-315, May 2003.
- [15] N. Ravot, Analyse et diagnostic de réseaux filaires complexes par réflectométrie, Thèse de doct.: Université Paris-Sud XI, 2007.
- [16] K. Jones et al., «Adaptive method and apparatus for transmission line analysis». U.S. Patent Brevet 20 020 169 585, 11 Mars 2002.
- [17] V. Taylor et M. Faulkner, «Line monitoring and fault location using spread spectrum on power line carrier,» *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 143 , p. 427–434, Sep. 1996.
- [18] S. Naik, C. M. Furse et B. Farhang-Boroujeny, «Multicarrier reflectometry,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, n° 13, pp. 812-818, June 2006.
- [19] C. Furse et al., «Frequency-domain reflectometry for on-board testing of aging aircraft wiring,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, n° 12, p. 306–315, May 2003.
- [20] P. J. Medelius et H. J. Simson, «Non-intrusive impedance-based cable tester». US Patent Brevet 5977773, Nov 1999.

- [21] C. Furse et N. Kamdar, «An inexpensive distance measuring system for navigation of robotic vehicle,» *Microwave Opt. Technol. Lett*, vol. 33, n° 12, p. 84–97, 2002.
- [22] P. Tsai, Y. C. Chung et C. Furse, «Mixed-signal reflectometer for location of faults on aging wiring,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, n° 16, p. 1479 – 1482, Dec 2005.
- [23] C. Lo et C. Furse, «Noise domain reflectometry for locating wiring faults,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, n° 101, p. 97–104, Feb 2005.
- [24] J. B. Park et Y. J. Shin, «Time-Frequency Domain Reflectometry Apparatus and Method». U.S. Patent Brevet 7337079, 2008.
- [25] C. Buccella, M. Feliziani et G. Manzi, «Accurate detection of low entity cable faults by wavelet transform,» *Electromagnetic Compatibility, 2004. International Symposium on*, vol. 3, pp. 936-941, 2004.
- [26] G. Cerri, R. D. Leo, L. D. Nebbia, S. Pennesi, V. M. Primiani et P. Russo, «Fault location of shielded cables: Electromagnetic modeling and improved measurement data processing,» *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 152, n° 15, pp. 217-226, 9 Sept. 2005.
- [27] C. Buccella, M. Feliziani et G. Manzi, «Detection and localization of defects in shielded cables by time-domain measurements with UWB pulse injection and clean algorithm postprocessing,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, n° 14, pp. 597-605, Nov. 2004.
- [28] Y. J. Shin et al., «Application of time-frequency domain reflectometry for detection and localization of a fault on a coaxial cable,» in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, n° 106, pp. 2493-2500, Dec. 2005.
- [29] M. Franchet, N. Ravot et O. Picon, «Soft fault detection in cables using the cluster time-frequency domain reflectometry,» *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 2, n° 101, pp. 54-69, 2013.
- [30] L. Abboud, A. Cozza et L. Pichon, «A Noniterative Method for Locating Soft Faults in Complex Wire Networks,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, n° 103, pp. 1010-1019, March 2013.
- [31] E. J. Lundquist, J. R. Nagel, S. Wu, B. Jones et C. Furse, «Advanced Forward Methods for Complex Wire Fault Modeling,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, n° 14, pp. 1172-1179, April 2013.
- [32] M. Oumri, Diagnostic de défauts de réseaux électriques filaires à l'aide de la réflectométrie, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud, 2014.
- [33] H. Tang et Q. Zhang, «An inverse scattering approach to soft fault diagnosis in lossy electric transmission lines,» *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 110, pp. 3730-3737, 2011.
- [34] Q. Zhang, M. Sorine et M. Admane, «Inverse Scattering for Soft Fault Diagnosis in Electric Transmission Lines,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 11, pp. 141-148, Jan. 2011.
- [35] F. Gardiol, *Traité d'Electricité – Electromagnétisme*, Lausanne: Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne, Presse polytechnique et universitaires romandes. vol.3, PPUR, 2004.
- [36] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, John Wiley & Sons, NY, 1994.
- [37] S. Schelkunoff, «The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields,» *Bell System Technical Journal*, vol. 13, n° 14, p. 532–579, October 1934.
- [38] S. J. Orfanidis, «Electromagnetic Waves and Antennas,» 2008. [En ligne]. Available: www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa.

- [39] F. Tesche, M. Ianoz et T. Karlsson, «EMC Analysis Methods and Computational Models,» Wiley Int., NY, 1997.
- [40] A. Taflove et S. C. Hagness, Computational electrodynamics – The Finite-Difference Time-Domain Method, Third Edition, 2005.
- [41] K. Yee, «Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media,» *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [42] S. Protat, Modélisation de lignes microondes superconductrices à haute température critique et discontinuité associées à l'aide de la méthode FDTD, Thèse de Doctorat de l'université de Marne-la-Vallée, 1999.
- [43] U. S. Inan. et R. A. Marshall, Numerical Electromagnetics – The FDTD Method, Cambridge Edition.
- [44] Y. Chen, R. Mittra et P. Harms, «Finite-difference time-domain algorithm for solving Maxwell's equations in rotationally symmetric geometries,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, n° 16, pp. 832-839, Jun 1996.
- [45] N. Dib, T. Weller, M. Scardelletti et M. Imparato, « "Analysis of cylindrical transmission lines with the finite-difference time-domain method," in,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 14, pp. 509-512, Apr 1999.
- [46] G. Mur, «Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vols. 1 sur 2 EMC-23, n° 14, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [47] J. B. Schneider, Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method, <http://www.eecs.wsu.edu/~schneidj/ufdtd/>, 2010.
- [48] T. B. Yu, Z. P. Qian et C. L. Lu, «A Modified Liao's Absorbing Boundary Condition for FDTD Simulations in 2-D Cylindrical Coordinates with Rotational Symmetry,» *International Symposium : Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 845-847, 2007.
- [49] J.-P. Berenger, «A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves,» *Computat. Phys*, pp. 185-200, Oct. 1994.
- [50] F. Gardiol, *Traité d'Electricité – Hyperfréquences*, Lausanne, 2004: Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne, Presse polytechnique et universitaires romandes. vol.3, PPUR, 2004.
- [51] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: John Wesley & Sons, Inc., 2005.
- [52] C. Hirsh, *Numerical Computation of Internal and External Flows*, Oxford : Butterworth-Heinemann, second edition ed., 2007.
- [53] P. Bonnet, X. Ferrieres, F. Issac, F. Paladian, J. Grando, J. Alliot et J. Fontaine, «Numerical Modeling of Scattering Problems Using a Time Domain Finite Volume Method,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 11, n° 18, pp. 1165-1189, 1997.
- [54] W. Reed et T. Hill, «Triangular mesh methods for the neutron transport equation,» 1973.
- [55] D. N. Arnold, F. Brezzi, B. Cockburn et L. D. Marini, «Unified Analysis of Discontinuous Galerkin Methods for Elliptic Problems,» *SIAM J. Numer. Anal.*, vol. 39, n° 15, p. 1749–1779, 2001.
- [56] J. Hesthaven et T. Warburton, *Nodal Discontinuous Galerkin Methods: Algorithms, Analysis, and Applications*, New York: Springer Verlag, 2008.
- [57] J. Hesthaven et T. Warburton, «Nodal High-Order Methods on Unstructured Grids : I. Time-Domain Solution of Maxwell's Equations,» *Journal of Computational Physics*, vol. 181, n° 11, pp. 186-221, 2002.
- [58] A. K. Ntichi, A. Modave, M. Boubekeur, V. Préault, L. Pichon et C. Geuzaine, «Evaluation of shielding effectiveness of composite wall with a time domain discontinuous Galerkin method,» *European physical Journal: Applied Physics*, vol. 64, n° 12, pp.

24508-24511, November 2013.

- [59] M. Boubekeur, Évaluation de l'efficacité de blindage de structures avec plaques minces : modélisation par une méthode de Galerkin discontinue, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud 11, 2014.
- [60] F. Auzanneau, M. Olivas et N. Ravot, «A Simple and Accurate Model for Wire Diagnosis Using Reflectometry,» *PIERS Proceedings, Prague, Czech Republic*, August 2007.
- [61] F. Gardiol, *Traité d'Electricité – Théorie et traitement des signaux*, Lausanne: Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne, Presse polytechnique et universitaires romandes, 2004.
- [62] Agilent Technologies, «Time domain analysis using a network analyzer,» Agilent Application Note, 1287-12, 2007.
- [63] Rohde & Schwarz, «Application Note : Time Domain Measurements using Vector Network Analyzer ZVR,» 19 May 1998. [En ligne]. Available: http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ez44/1ez44_0e.pdf.
- [64] J. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements: with Advanced VNA Techniques*, Wiley, 2012.
- [65] J. Whinnery, H. Jamieson et T. Robbins, «Coaxial-Line Discontinuities,» *Proceedings of the IRE*, vol. 32, n° 11, pp. 695,709, Nov. 1944.
- [66] J. R. Whinnery et H. W. Jamieson, «Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines,» *Proceedings of the IRE*, vol. 32, n° 12, pp. 98-114, Feb. 1944.
- [67] «ADS Circuit Design documentation,» [En ligne]. Available: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5991-1516EN.pdf>.
- [68] M. J. Degerstrom, B. K. Gilbert et E. S. Danie, «Accurate resistance, inductance, capacitance, and conductance (RLCG) from uniform transmission line measurements,» *IEEE-EPEP Electrical Performance of Electronic Packaging, San Jose, CA*, pp. 77-80, 2008.
- [69] Q. Shi et O. Kanoun, «Wire Fault Location in Coaxial Cables by Impedance Spectroscopy,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, n° 11, pp. 4465-4473, Nov. 2013.
- [70] G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifiers : analysis and design*, London: Prentice-Hall International, 2nd ed., 1197.