



HAL
open science

Analyse multi-capteurs de signaux transitoires issus de systèmes électriques

Bertrand Gottin

► **To cite this version:**

Bertrand Gottin. Analyse multi-capteurs de signaux transitoires issus de systèmes électriques. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Grenoble, 2010. Français. NNT : . tel-00565368

HAL Id: tel-00565368

<https://theses.hal.science/tel-00565368>

Submitted on 11 Feb 2011

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.

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : «Signal, Image, Parole, Télécommunications»

préparée au laboratoire Grenoble Image Parole Signal et Automatique

dans le cadre de l'École Doctorale EEATS

«Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal»

présentée et soutenue publiquement

par

Bertrand GOTTIN

le 01 Octobre 2010

Titre :

**ANALYSE MULTI-CAPTEURS DE SIGNAUX TRANSITOIRES ISSUS DE
SYSTEMES ELECTRIQUES**

Directeur de thèse : J. CHANUSSOT

Co-encadrant de thèse : C. IOANA

JURY

M. Alexandru Serbanescu	Président du jury
Mme. Marie Chabert	Rapporteur
M. Srdjan Stankovic	Rapporteur
M. Jocelyn Chanussot	Examineur
M. Cornel Ioana	Examineur
M. Philippe Ravier	Examineur
M. Guy D'Urso	Examineur
M. Thierry Espilit	Invité

À ma famille et ma compagne,

Remerciements

Ce travail s'est déroulé au Laboratoire Grenoble, Image, Parole, Signale, Automatique (GIPSA), dans le département Image et Signal (DIS), démarré en Octobre 2007. Il a été supporté depuis Décembre 2008 par un partenariat avec le Laboratoire des Matériels Electriques (LME) d'EDF *R&D* site des Renardières et le département STEP (Simulation et Traitement de l'information pour l'Exploitation des systèmes de Production) d'EDF *R&D* site de Chatou.

Je remercie tout le monde !

Table des matières

1	Introduction	13
1.1	Problématique liée aux Transitoires d'origine électrique	14
1.1.1	Détection chimique	15
1.1.2	Détection - Localisation - Caractérisation électrique	15
1.1.3	Détection - Localisation - Caractérisation par mesure de champ électromagnétique (ou technique RF)	16
1.1.4	Détection par mesure optique	17
1.1.5	Détection - Localisation - Caractérisation par mesure des émissions acoustiques	18
1.2	Les Décharges Partielles	19
1.2.1	Origine et modèle électrodynamique	19
1.3	Interface avec la problématique Traitement du Signal	21
1.4	Organisation	21
2	Détection de signaux transitoires	23
2.1	Introduction	24
2.2	Méthodes de détection	26
2.2.1	Protocole d'évaluation des performances de détection	28
2.2.2	Spectrogramme : détection et performance	30
2.2.3	Les Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS) et les ondelettes : détection et performance	35
3	Détection de transitoires par la Distribution Généralisée à Temps Complexe (DGTC)	41
3.1	Présentation de la Distribution	42
3.1.1	La Distribution de Wigner Ville	42
3.1.2	La Distribution à Temps Complexe	43
3.1.3	La Distribution Généralisée à Temps Complexe	44
3.2	Méthode de détection de transitoires par DGTC	47
3.2.1	Bilan comparatif	49
3.3	Conclusion	51
4	Localisation des sources de signaux transitoires dans les câbles	55
4.1	Introduction	56
4.2	Etat de l'art sur la localisation	56
4.2.1	Problème off-Line et on-Line	56
4.2.2	Méthodologie de localisation multi-capteurs avec synchronisation nécessaire	58
4.3	Modélisation physique de la propagation	62

4.3.1	Introduction	62
4.3.2	Modélisation des signaux de DP	62
4.3.2.1	Modèle de pulse Dirac	62
4.3.2.2	Modèle de pulse symétrique - Gaussienne	63
4.3.2.3	Modèle de pulse asymétrique - Somme de Gaussiennes	63
4.3.3	Modélisation électrique des câbles	64
4.3.4	Propagation d'un signal de DP dans un câble coaxial	65
4.3.4.1	Mise en évidence de l'effet intégrateur	65
4.3.4.2	Analyse de la fonction de transfert de la propagation dans un câble coaxial	65
4.3.4.3	Analyse et Approximation de l'atténuation et du déphasage . . .	67
4.3.5	Validation du modèle de propagation	69
4.3.5.1	Cas de grandes longueurs de câbles	70
4.3.6	Utilisation des expressions analytiques du modèle pour estimer analytique- ment l'élargissement du pulse propagé	71
4.3.7	Conclusion	72
4.4	Nouvelle méthode de localisation basée sur la physique de propagation	74
4.4.1	Intérêt de la méthodologie	74
4.4.2	Application de la méthodologie en expérimentation réelle	85
	Conclusion	90
	Publications	95
	A Calcul de l'expression de la fonction d'étalement	99
	Bibliographie	102

Table des figures

1.1	Apparition des DPs dans les systèmes électriques	14
1.2	Distribution des impulsions sur la phase par rapport au $50Hz$	15
1.3	Schéma de détection-localisation des DPs basé sur les signaux électriques	16
1.4	Système d'analyse des DPs basé sur émission électromagnétique	17
1.5	Détection des DPs par imagerie IR	18
1.6	Modèle électrodynamique des DPs	20
2.1	Place de la détection dans un système	24
2.2	Schéma de configuration de deux câbles séparés par une jonction	27
2.3	Signal total récupéré au point P1 d'entrée du câble	28
2.4	T_1 = pulse émis en P1; T_2 = pulse issu de la réflexion, à l'interface câble1 / jonction (point P2), de T_1 ; T_3 = pulse issu de la réflexion, en fin de ligne (point P6), de $T_1 - T_2$; T_4 = pulse issu de la réflexion en P6, de la part de T_3 issue de sa réflexion à l'interface câble2 / jonction (point P5)	28
2.5	Mode opératoire d'étude de performances de détection	29
2.6	Interprétation de la Transformation de Fourier à Court Terme comme le spectre local	31
2.7	(a) Spectrogramme du signal de réflectométrie bruité à $RSB=30db$; (b) courbe de détection associée	33
2.8	(a) Spectrogramme du signal de réflectométrie bruité à $RSB=-8db$; (b) courbe de détection associée	33
2.9	Courbe COR de la détection par spectrogramme pour un $RSB=30db$	34
2.10	Le pavage temps-fréquence spécifique aux ondelettes	35
2.11	Principe de segmentation pour obtenir la meilleure base ondelettes	37
2.12	Détection en utilisant les ondelettes et les SOS; $RSB=30db$	38
2.13	Détection en utilisant les ondelettes et les SOS; $RSB=-8db$	39
2.14	Courbe COR de la détection utilisant les ondelettes et les SOS	40
3.1	Coefficients de retard pris sur l'axe réel et utilisés pour le calcul de la Distribution de Wigner Ville	42
3.2	Coefficients de retard pris sur l'axe réel et sur l'axe imaginaire	44
3.3	Définition des coordonnées à temps complexe	44
3.4	Amélioration de la concentration autour de la LFI par augmentation de N	46
3.5	Possibilité par DGTC de représenter n'importe quel ordre K de dérivée de phase	46
3.6	Représentation de la phase instantanée d'un signal de réflectométrie; chaque pulse du s se manifeste par une rupture de phase consécutive	47
3.7	La LFI du signal: les 4 transitoires sont mis en évidence avec la même importance via des signatures impulsionnelles (dérivation des discontinuités de phase) de la LFI	48
3.8	DGTC représentant la LFI du signal s	49

3.9	(a) LFI théorique de s ; (b) LFI obtenue par DGTC pour RSB=30db; (c) courbe de détection associée	50
3.10	(a) Signal s bruité à RSB=20db; (b) LFI obtenue par DGTC; (c) courbe de détection associée	51
3.11	(a) Signal s bruité à RSB=10db; (b) LFI obtenue par DGTC; (c) courbe de détection associée	52
3.12	Courbes COR de la détection par DGTC pour des RSB décroissants	53
4.1	Principe de localisation de source DP en configuration mono-capteur d'extrémité.	57
4.2	Installation d'un système de mesure on-line à synchronisation par courant porteur, cf. PD-OL de KEMA.	59
4.3	Principe de localisation de source DP en configuration multi-capteurs, un capteur à chaque extrémité.	60
4.4	Protocole de localisation de DP multi-capteurs avec utilisation d'un Transpondeur.	61
4.5	Impulsions DP mesurées par le tore de détection avec (b) et sans (a) utilisation du transpondeur.	61
4.6	Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par un Dirac.	63
4.7	Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par une Gaussienne.	63
4.8	Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par un pulse assymétrique.	64
4.9	Schéma électrique équivalent d'un câble coaxial.	64
4.10	Mise en évidence de l'effet intégrateur dû à la propagation dans le câble; (a) cas d'un Dirac; (b) cas d'une Gaussienne.	66
4.11	Vitesse de phase des composantes fréquentielles.	68
4.12	Courbe d'atténuation fréquentielle du câble tracée expérimentalement, par équation analytique approximée et par équation analytique exacte.	70
4.13	Comparaison simulation - mesure réelle pour la configuration "CPI touret D + jonction rubannée synthétique + CPI touret G".	71
4.14	Comparaison simulation - mesure réelle pour la configuration "CIS touret 1 + jonction ruban papier polluée + CPI touret D".	72
4.15	configuration câble-jonction-câble avec source de DP situé à 30 cm à partir de P3. Un capteur est placé à chaque extrémité P1 et P6.	74
4.16	Signal capté en P1 et en P6.	75
4.17	Module de l'inter-corrélation entre les signaux captés aux extrémités du réseau de câble P1 et P6.	75
4.18	Configuration pour étude du facteur K.	78
4.19	Signal au capteur 1 et au capteur 2.	79
4.20	Détection par RPA et estimation de la largeur temporelle D_i des pulses; (a) pulse au capteur 1 avec $D_1 = 2270 - 1784 - 1 = 485$ échantillons; (b) pulse au capteur 2 avec $D_2 = 2070 - 1394 - 1 = 675$ échantillons.	80
4.21	Signal au capteur 1 avec estimation de la durée des pulses par RPA.	83
4.22	Signal au capteur 2 avec estimation de la durée des pulses par RPA.	84
4.23	Schéma d'expérimentation.	86
4.24	Exemple de mesures pour une injection à 20m sur la configuration "coaxial 20 m / coaxial 100 m".	87
4.25	Estimation des élargissements de l'impulsion par la RPA; (a) pour 20 m de propagation $D_1 = 236 - 178 + 1 = 59$ échantillons; (b) pour 100 m de propagation $D_2 = 222 - 130 + 1 = 93$ échantillons.	88

Liste des tableaux

4.1	Tableau des (D_i, t_i) pour différentes positions x de la source DP.	81
4.2	Tableau des $(\Delta t_i, D_i)$ en échantillons, pour les différentes positions x de la source DP.	89

Chapitre 1

Introduction

Sommaire

1.1	Problématique liée aux Transitoires d'origine électrique	14
1.1.1	Détection chimique	15
1.1.2	Détection - Localisation - Caractérisation électrique	15
1.1.3	Détection - Localisation - Caractérisation par mesure de champ électromagnétique (ou technique RF)	16
1.1.4	Détection par mesure optique	17
1.1.5	Détection - Localisation - Caractérisation par mesure des émissions acoustiques	18
1.2	Les Décharges Partielles	19
1.2.1	Origine et modèle électrodynamique	19
1.3	Interface avec la problématique Traitement du Signal	21
1.4	Organisation	21

Notre projet de thèse consiste à réaliser et tester une nouvelle méthodologie pour l'analyse des signaux transitoires générés dans les systèmes électriques. Par analyse nous comprenons la détection de ces signaux, la localisation des sources de ces signaux et la caractérisation de la nature de ces signaux afin de remonter au phénomène de leur origine. Cette méthodologie est articulée sur des nouveaux concepts théoriques avec comme projet à long terme leur implémentation sur une architecture matérielle intégrable dans les systèmes électriques actuels. Les objectifs et les aspects d'innovation sont présentés dans ce manuscrit.

1.1 Problématique liée aux Transitoires d'origine électrique

Les signaux transitoires générés par les systèmes électriques (de production, transport, distribution et consommation) ont des origines très variées pouvant être considérés comme normaux ou matérialisant un défaut. Tel est le cas des décharges partielles (DPs) qui constituent une des causes les plus fréquentes de panne dans les systèmes électriques car, selon [1], 30% des pannes des systèmes électriques serait dues aux défauts d'isolation. Les décharges partielles peuvent apparaître dans toute la chaîne de production-transport-distribution, comme illustré, dans quelques exemples, sur la Fig. 1.1 et peuvent être dues à la fatigue et l'usure du matériel, humidité, problème de fabrication, etc.

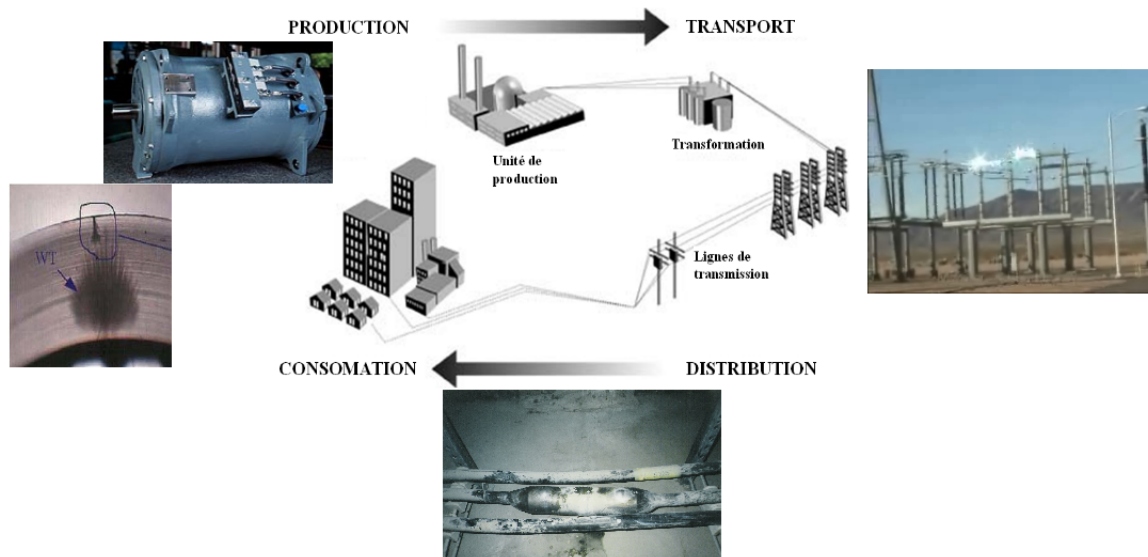


FIGURE 1.1 – Apparition des DPs dans les systèmes électriques

Le taux élevé de pannes dues aux DPs ainsi que la problématique complexe liée à la caractérisation des DPs sont les arguments pour accorder une importance particulière à ce type de phénomènes transitoires. Cependant, l'architecture d'analyse des signaux transitoires mise en place doit se baser sur une méthodologie générale, applicable pour d'autres phénomènes transitoires rencontrés dans les systèmes électriques.

Les phénomènes générant des DPs ont été intensivement étudiés, les premières recherches datant des années '30. Dans [2] l'auteur propose un état de l'art des classes de méthodes utilisées pour la reconnaissance des DPs. Malgré les différentes techniques mises en oeuvre pour la détec-

tion des DPs (et que nous rappellerons brièvement dans ce chapitre), elles ont à la base de leur développement, les effets du phénomène physique causant les DPs. Ainsi, les décharges partielles sont générées par les dommages d'isolation qui progressent [2] de façon imprédictible (on ne sait pas à quel moment interviendra la panne du système) au cours du temps. Généralement, les DPs se manifestent par l'apparition de signaux transitoires très courts couvrant une large bande spectrale ainsi que d'une signature optique. Ce sont ces effets qui sont à la base des techniques existantes de détection-localisation-caractérisation de DPs.

1.1.1 Détection chimique

Cette technique exploite l'effet chimique des DPs qui consiste à modifier, sous l'action du champ électrique, la structure chimique de la zone du matériel soumise à la DP. Pour la mise en évidence de la présence des phénomènes de DP, des prélèvements doivent être effectués et analysés. Ce type de technique est utilisé pour l'étude des DPs dans les transformateurs de haut voltage (contenant de l'huile) où la présence de gaz comme l'hydrogène, méthane, dioxyde de carbone (technique DGA - "dissolved gas analysis") ou de produits dérivés de glucose sur les parois des transformateurs, pourrait indiquer l'existence des défauts responsables des DPs [3].

Cette technique de détection présente plusieurs limitations importantes. La première, elle ne permet pas la localisation de la source de DPs, localisation qui permettrait également leur caractérisation. Le deuxième inconvénient de cette technique, limitant considérablement son utilisation, est la nécessité des prélèvements, ce qui impose le travail off-line (ie analyse hors fonctionnement). Pour cette raison, l'existence éventuelle des DPs doit être a priori connue par d'autres procédés. Enfin, cette méthode n'est applicable que dans un nombre réduit de cas de figure et, plus précisément, lorsque les changements chimiques constitueraient une indication pertinente (ce qui n'est pas le cas des câbles ou des systèmes électriques dont l'isolant est l'air, par exemple).

1.1.2 Détection - Localisation - Caractérisation électrique

Cette technique, largement utilisée [4], consiste à récupérer le signal électrique présent dans le système et détecter la présence des impulsions courtes (d'ordre des nanosecondes) générées par les DPs. La distribution de ces impulsions peut à la fois indiquer la présence des DPs ainsi que leur nature par mesure de leur position par rapport à la fréquence réseau - 50 ou 60Hz. Un exemple est illustré sur la Fig. 1.3, et nous pouvons constater la présence des distributions d'impulsions par rapport à la sinusoïde de 50Hz en Fig. 1.2.

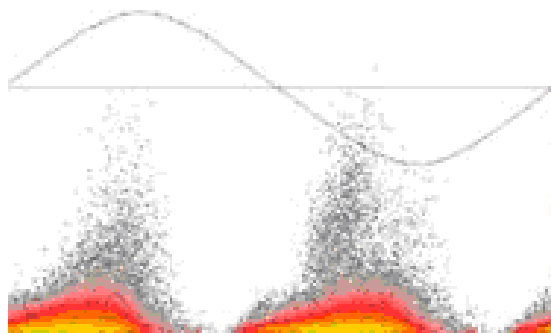


FIGURE 1.2 – Distribution des impulsions sur la phase par rapport au 50Hz

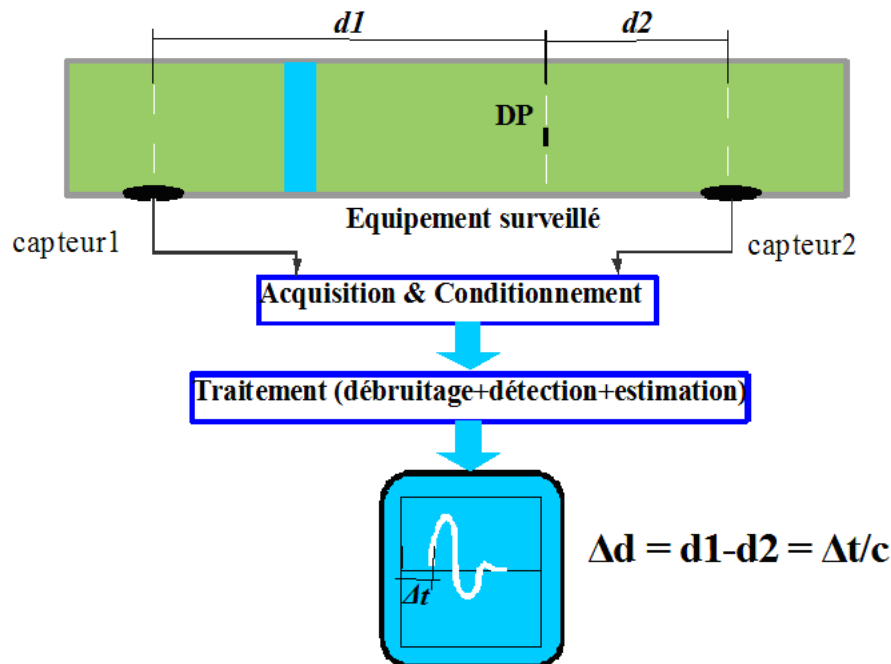


FIGURE 1.3 – Schéma de détection-localisation des DP basé sur les signaux électriques

Le schéma de principe utilisé par cette technique de mesure est illustré sur la Fig. 1.3. Les capteurs sont placés sur les terminaux de l'équipement à surveiller. Les étapes principales de traitement du signal sont l'acquisition de signaux, le débruitage, la détection des impulsions et l'estimation de leurs paramètres comme la durée et la distribution par rapport à la fondamentale de $50Hz$.

La limitation principale de cette classe de techniques est la présence du bruit bande étroite ainsi que large bande généré par les éléments couplés avec l'équipement étudié. De nombreuses méthodes d'analyse de signaux ont été proposées, basées essentiellement sur les statistiques d'ordre supérieur [5] et sur les techniques ondelettes [6], ces travaux portant essentiellement sur la détection des DP ainsi que sur le débruitage des signaux. Une technique pour la réduction du niveau de perturbations est la soustraction du bruit mais qui nécessite le découplage et l'analyse off-line du système. En effet, une fois le système découplé, il est possible de réaliser des enregistrements du bruit seul afin d'avoir un modèle de perturbation. Il sera ensuite possible de mettre en place des outils de filtrage optimal.

Une autre limitation est la difficulté en termes de matériel et de traitement de l'information impliquée par un contrôle global d'un système car un nombre important de capteurs devrait être déployé et géré. Cependant, cette classe de techniques pourrait être envisagée dès lors qu'une pré-localisation des endroits susceptibles d'être sujets aux DP est réalisée.

1.1.3 Détection - Localisation - Caractérisation par mesure de champ électromagnétique (ou technique RF)

Cette technique, possible grâce aux dernières avancées en termes d'acquisition des signaux à haute fréquence (fréquence d'échantillonnage autour de $1GHz$), permet un monitoring des

décharges partielles sans connexion directe avec les terminaux de l'équipement (souvent, difficile à réaliser comme dans le cas des câbles). Le signal transitoire DP conduit à l'apparition d'un champ magnétique impulsionnel capté ensuite par un anneau disposé à l'extérieur de l'équipement. Le signal électrique fourni par ce capteur est numérisé et traité afin de détecter la présence de la DP. La localisation se réalise en comparant les signaux issus de plusieurs capteurs disposés sur l'équipement, comme illustré sur la Fig. 1.4 décrivant le système conçu par Hydro Québec [7] et qui est destiné au contrôle des câbles enterrés.

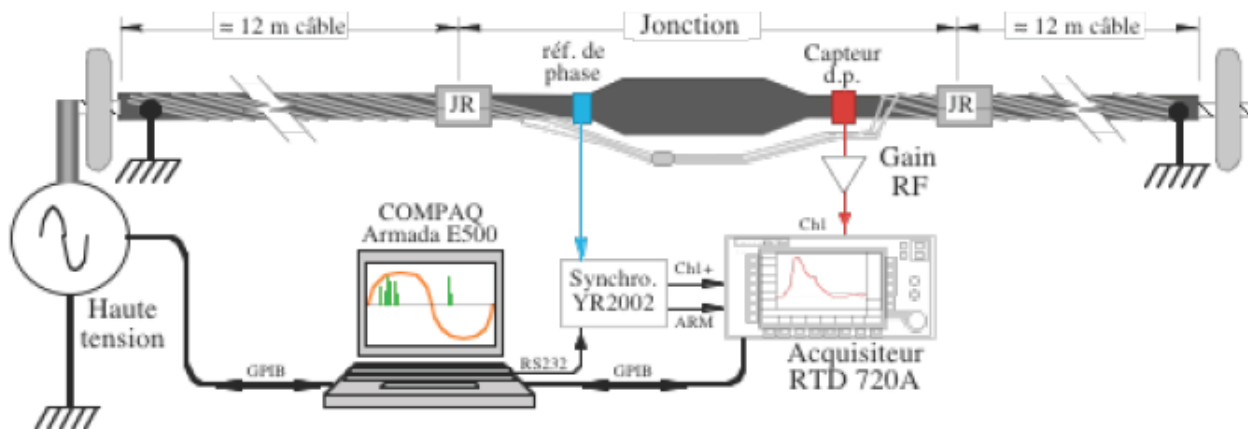


FIGURE 1.4 – Système d'analyse des DP basé sur émission électromagnétique

Les problèmes actuels en terme de traitement du signal reposent essentiellement sur les perturbations générées par le champ magnétique externe ainsi que par les réflexions multiples produisant des faux signaux transitoires (fausses alarmes). Ainsi, une voie de recherche actuelle consiste à modéliser la fonction de transfert du câble afin d'avoir un modèle de ce type de perturbation et réduire son effet [7]. La prise en compte de la phase instantanée des impulsions constitue une solution prometteuse comme illustré en [8].

En terme opérationnel, cette technique est coûteuse car, compte tenu de la largeur de bande d'intérêt (supérieure à 350 MHz), des systèmes d'acquisition complexes sont nécessaires ce qui limite un déploiement à grand échelle. Ceci empêche un monitoring global du système mais cette technique est très efficace pour le contrôle ciblé d'une partie de l'équipement.

1.1.4 Détection par mesure optique

Un autre moyen d'analyse des DP est constitué par l'exploitation des effets optiques engendrés par les phénomènes de DP. Ainsi, les impulsions DP peuvent être mesurées à l'aide d'un compteur de photons rapide déployé à l'interface avec le phénomène étudié [9]. Cette technique est applicable lorsque le contact visuel avec la région affectée par les DP est possible. Pour cette raison, l'utilisation de cette technique est possible dans un nombre restreint de cas de figure.

Une autre technique d'analyse des DP est constituée par le traitement des images infra-rouge (IR) de l'équipement contrôlé. Cette technique exploite le réchauffement produit par les DP et qui peut être visualisé avec une camera IR pointant vers le dispositif contrôlé. La Fig. 1.5 montre une signature IR due à des DP dans des câbles (enregistrement effectué par Hydro Québec).



FIGURE 1.5 – Détection des DPs par imagerie IR

Dans la mesure où la signature IR est un élément signant pour l'existence des DPs, l'imagerie IR est potentiellement un outil efficace pour la détection de la présence des phénomènes DPs. Cependant, à elle seule, cette technique ne permet pas le contrôle de la totalité d'un système car une partie des régions susceptibles d'être sujet à des DPs peut ne pas être visible par la caméra IR.

1.1.5 Détection - Localisation - Caractérisation par mesure des émissions acoustiques

Cette classe de technique consiste à mesurer et exploiter les signaux acoustiques générés pendant les DPs. Ces signaux acoustiques sont générés par les micro-explosions accompagnant les DPs, ce phénomène étant similaire à celui de l'apparition des tonnerres après un coup de foudre. Malgré la complexité du modèle de propagation acoustique (traduite par obstacles, trajets réfléchis, absorption, dispersion, passage par des environnements hétérogènes - air-solide, liquide-solide, etc.), la signature acoustique est présente dans tous les points du système même si le niveau du signal est plus ou moins réduit. Cette remarque fait de la mesure acoustique une des seules techniques à pouvoir assurer un contrôle global (3D) on-line d'un équipement. Toutefois, l'exploitation efficace de cette signature afin de détecter, localiser et caractériser les DPs est une problématique essentiellement traitement du signal, actuellement ouverte, car le modèle de propagation acoustique complexe ainsi que les perturbations existantes dans le spectre acoustique (surtout les sources transitoires comme les commutateurs, vibrations, bruit impulsionnel) doivent faire l'objet de nouveaux concepts d'analyse.

Un autre avantage des techniques acoustiques est la capacité de positionnement des sources des DPs par l'utilisation d'un réseau de capteurs. La localisation serait ainsi possible si les problèmes de propagation et de séparation de signaux DPs des artefacts (bruit, sources transitoires) sont correctement résolus. Ceci n'est actuellement vrai que dans un nombre réduit de situations

et lorsque l'environnement de propagation est simple. L'exemple le plus connu est celui des transformateurs de grande puissance à l'huile et dont le contrôle de DP emploie avec succès de réseau de capteurs acoustiques [10]. Les techniques de détection-localisation sont avantagées par un niveau réduit de perturbation ainsi qu'un environnement de propagation simple, sans obstacles ni sources transitoires supplémentaires. Le contexte de propagation est nettement plus complexe dans le cas d'une armoire électrique, par exemple, ou d'une machine tournante.

1.2 Les Décharges Partielles

1.2.1 Origine et modèle électrodynamique

Plusieurs auteurs ont étudié et décrit les mécanismes physiques et chimiques associés aux DP. McAllister [11] décrit entre autre un modèle électrodynamique des DP tandis que Colon [12] fait une bonne description de l'évolution de la forme des impulsions de courant des DP en fonction du temps et de la dégradation chimique des matériaux exposés aux DP. Le fondement de ces deux études est basé sur l'impact des charges induites présentes dans les vacuoles (où se produisent les DP) sur l'activité au sens large des DP. Finalement, Bartnikas [13] fait une bonne description des mécanismes physiques des DP avec une intéressante perspective sur la chimie des matériaux dans les vacuoles et l'impact de la présence d'oxygène sur le niveau d'activité des DP.

Les charges induites : La présence de DP, dans une vacuole, présente dans un matériau diélectrique isolant, remplie de gaz, génère des charges sous forme d'électrons, d'ions positifs et possiblement d'ions négatifs. Ces charges vont automatiquement induire des charges sur les électrodes dans la vacuole. Puisque ces électrodes ne sont pas à la terre, les charges induites vont modifier le niveau de potentiel des électrodes et modifier par conséquent le champ électrique dans la vacuole. Le nombre de charges, la capacité de piégeage d'électrons et d'ions de la surface, ainsi que la capacité (en Farad) de la surface de la vacuole sont tous tributaires de :

- la dégradation du matériau isolant et la rugosité de la surface
- de sa conductivité de surface
- de la composition et de la pression des gaz dans la vacuole (loi de Paschen [14])
- de la géométrie de la vacuole et ses dimensions physiques
- de la permittivité du diélectrique entourant la vacuole
- du champ électrique externe (à la vacuole) dans le diélectrique isolant

Tous ces paramètres affectant les charges induites ont un impact direct sur l'activité des DP. En général, au début de la vie du défaut (vacuole), avant la première DP, l'absence de charge induite se traduit par une condition de surtension dans la vacuole, sans DP. Les premières DP se caractérisent par un faible taux de répétition, des fronts d'impulsion de courant très raides ($< 1ns$) et de fortes amplitudes.

Au fur et à mesure que les DP se produisent dans la vacuole, la dégradation physique et chimique du matériau augmentent le nombre de charges induites et modifient le champ électrique interne à l'intérieur de la vacuole.

Pour obtenir une idée de la complexité de la physique des signaux transitoires associés aux

1.3 Interface avec la problématique Traitement du Signal

Comme pour toute technique de détection, une probabilité de détection P_d élevée et une probabilité de fausse alarme P_{fa} réduite sont les principaux paramètres de performances recherchés. Dans le contexte de détection des DPs, les bonnes performances de détection peuvent être assurées par un monitoring continu de l'équipement ainsi que la surveillance globale du système (i.e de tous les éléments constitutifs). L'idée déjà envisagée par un certain nombre de fabricants de systèmes de détection des DPs est l'intégration du système de détection dans la structure de l'équipement à surveiller. Afin d'étendre cette solution à grande échelle, il faut que le prix du système de détection de DPs soit réduit.

Ces deux aspects que sont la capacité de contrôle globale et le prix bas, seraient assurés par les mesures acoustiques. La problématique actuelle de cette solution repose sur la complexité du contexte traitement du signal (comme mentionné ci-dessus). Des solutions adéquates à ce contexte doivent être envisagées et adaptées à la problématique de caractérisation des DPs. Afin de positionner les travaux de recherches futurs visant à apporter ces solutions, il convient de dresser un bref état de l'art du traitement du signal impliqué par l'analyse des DPs.

Ainsi, comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, indépendamment de la technique d'analyse des DPs considérée, la difficulté théorique majeure est le caractère transitoire de ces signaux ainsi que le milieu complexe dans lequel ils sont générés (sources cachées, position complètement inconnue et aléatoire, multi-trajets, milieu de propagation hétérogène, etc). Pour cette raison, les techniques d'analyse de signaux transitoires sont largement utilisées.

Le premier axe repose sur l'utilisation des statistiques d'ordre supérieur qui constitue un moyen efficace de détection des impulsions dans un contexte de bruit blanc gaussien. Dans ce domaine, diverses recherches ont apporté des solutions nouvelles reconnues à l'échelle nationale et internationale [15]. Un deuxième axe est constitué par l'analyse en ondelettes, compte tenu de leur capacité à représenter les parties transitoires d'un signal. Des nombreux travaux ont été proposés en utilisant, comme point de départ, les ondelettes combinées avec les SOS [16] ou avec les réseaux de neurones (*cf.* [17] et [18] pour des applications dans le domaine des DPs).

L'ensemble des techniques temps-fréquence et ondelettes a déjà été utilisé dans le domaine des DPs et a prouvé une certaine efficacité surtout dans des contextes simulés ou simplifiés. Dans les dernières années, un certain nombre de limitations de ces méthodes dans des configurations réelles a été mis en évidence, ce qui motive la communauté du traitement du signal à proposer d'autres méthodes plus performantes dans ces configurations [7],[20]. C'est dans ce contexte que le travail de cette thèse est inscrit.

1.4 Organisation

La thèse est composée de trois chapitres principaux et s'articule autour des objectifs précédemment définis de détection de transitoires d'origine électrique et de localisation des sources de transitoires type décharges partielles dans les câbles.

Le chapitre 2 concerne l'étape de détection des transitoires d'origine électrique dans un contexte de diagnostic de systèmes électriques. La détection des signaux transitoires est une opération très importante dans les applications de surveillance ou d'analyse de l'état d'un système

électrique. En raison de son importance dans une chaîne "d'analyse / traitement de signaux", la détection de transitoires a fait l'objet de nombreux travaux en traitement du signal, l'objectif étant toujours d'arriver à une probabilité de détection proche de 1 et à un taux de fausse alarme nul. Ce chapitre passe en revue deux classes de méthodes largement reconnues, utilisées et regroupant la quasitotalité des techniques existantes. La première classe regroupe la distribution temps-fréquence, particulièrement le spectrogramme, et les ondelettes. La deuxième classe regroupe les statistiques d'ordre supérieur. Leurs succès dans un contexte général de détection repose sur les propriétés statistiques des transitoires par rapport au bruit ainsi que sur leur caractère non-stationnaire. Les performances de ces méthodes sont étudiées à travers un protocole d'évaluation adapté dans un contexte de transitoires électriques en échométrie mettant en évidence certaines limitations.

Le chapitre 3 présente un nouveau concept de distribution temps-fréquence basée sur les moments à retards complexes. Contrairement aux SOS, ondelettes et spectrogramme, ce concept de "distribution à temps complexe" se concentre, à partir des échantillons signaux, directement sur l'information de phase instantanée du signal sans tenir compte de l'amplitude du signal et de ses variations. Par conséquent, pour un objectif de détection de transitoires physiquement liés mais ayant de fortes différences d'amplitude, un travail en analyse de phase prouve son intérêt. Tel est le cas du contexte d'échométrie présenté au chapitre 2. En utilisant la distribution à temps complexe, en dépit de signaux de faible amplitude, la rupture de phase qu'entraîne un transitoire reste fortement significative et visible, permettant une bonne détection en domaine de représentation de phase et de ses dérivées. Les performances en détection de cette méthode sont étudiées ainsi que sa sensibilité au bruit.

Le chapitre 4 concerne la localisation des sources de décharges partielles dans les câbles. Cette localisation doit être la plus précise possible afin d'éviter des erreurs de plusieurs mètres et des interventions de maintenance mal localisées et donc inutiles. Nous effectuons dans ce quatrième chapitre, une étude fine de la modélisation de la propagation des DP dans les câbles, afin de comprendre et de modéliser analytiquement les phénomènes physiques engendrés par la propagation, en particulier la distorsion de l'impulsion propagée. En raison de la complexité des signaux issus de la propagation de DP dans les câbles, il est nécessaire d'utiliser au moins deux capteurs pour assurer une localisation correcte. Cependant, deux capteurs distincts placés aux extrémités d'un réseau de câbles de plusieurs kilomètres n'ont pas la même origine temporelle d'acquisition et nécessiteront d'être synchronisés, sinon quoi la corrélation ne disposera pas d'une origine temporelle connue pour estimer convenablement le retard de propagation. Il existe alors aujourd'hui divers techniques de synchronisation de capteurs pour s'affranchir de ces problèmes (GPS, courant porteur). Cette synchronisation s'avère nécessaire pour garantir une analyse plus juste en localisation de sources. Cependant, elle reste coûteuse et complexe à mettre en place. Dans ce chapitre, les phénomènes physiques engendrés par la propagation du signal dans un câble coaxial sont rappelés. Une nouvelle méthodologie de localisation multi capteurs et tenant compte de la physique de propagation dans les câbles est présentée. Cette méthode s'affranchit de toute connaissance d'origine temporelle des capteurs et ne nécessite pas de synchronisation.

Chapitre 2

Détection de signaux transitoires

Sommaire

2.1	Introduction	24
2.2	Méthodes de détection	26
2.2.1	Protocole d'évaluation des performances de détection	28
2.2.2	Spectrogramme : détection et performance	30
2.2.3	Les Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS) et les ondelettes : détection et performance	35

2.1 Introduction

L'apparition des phénomènes transitoires dans les systèmes électriques peut avoir des causes très diverses : un changement de régime, un fonctionnement anormal, l'apparition des défauts de matériel (décharges partielles), interférences avec d'autres systèmes, etc. Les phénomènes transitoires se matérialisent, à la sortie des capteurs, par des signaux très courts dont les paramètres sont intimement liés à la physique du phénomène les ayant générés [2].

La détection et la localisation des signaux transitoires électriques constituent alors un point d'intérêt majeur, vue la multitude de systèmes électriques existant (armoires électriques, transformateurs, câbles de distribution d'énergie, ...). Dans de tels systèmes, les phénomènes transitoires sont souvent représentatifs de perturbations et d'anomalies de fonctionnement. Ils se produisent généralement de façon aléatoire, brève et soudaine comme des défauts de forte amplitude pouvant endommager le système. C'est par exemple le cas des décharges partielles dans les câbles électriques et les transformateurs. Par conséquent, dans un but de diagnostic et contrôle des systèmes électriques, des outils efficaces de détection, localisation et caractérisation des transitoires s'avèrent très utiles.

La détection des signaux transitoires est une opération très importante dans les applications de surveillance ou d'analyse de l'état d'un système électrique. La place de la détection dans un système d'analyse des transitoires électriques est illustrée sur la Fig. 2.1.

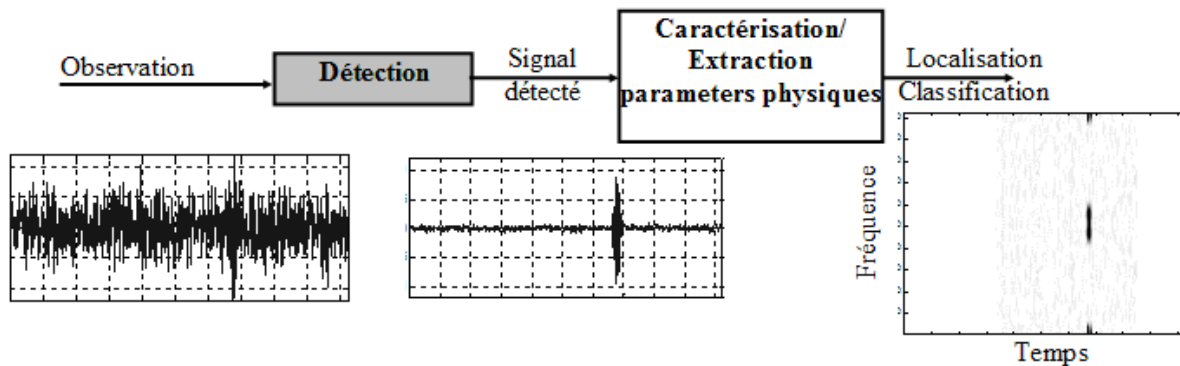


FIGURE 2.1 – Place de la détection dans un système

Comme illustré sur cette figure, la détection constitue la première étape d'un système "d'analyse/traitement" des signaux issus d'un équipement électrique. Elle permet d'indiquer, avec précision, l'existence d'un événement à analyser plus en détail par une étape avale de caractérisation, ce qui implique classiquement l'intervention d'un opérateur humain. Afin de ne pas sur-solliciter l'intervention humaine, la technique de détection devra avoir un taux de fausses alarmes (dus principalement aux perturbations de tout genre : bruit de mesure, effets de propagation, interférences avec d'autres systèmes) réduit tout en préservant une bonne probabilité de détection. Par ailleurs, une détection automatique aurait pour avantages le déploiement rapide et le fonctionnement autonome ce qui la rendrait facilement intégrable dans les systèmes opérationnels.

Compte tenu de la diversité des sources de transitoires, la détection s'appuiera sur les caractéristiques générales de tout signal transitoire : durée courte, propriétés statistiques différentes des signaux correspondant aux régimes stationnaires, bande spectrale large. Ceci constitue la

différence fondamentale par rapport à l'étape de caractérisation : alors que celle-ci ne pourra se faire qu'en tenant compte du modèle physique du phénomène générant les transitoires (et, grâce à ce fait, permettant d'accéder aux paramètres du phénomène en vue de la classification, localisation, en cas de travail en multi-capteurs, etc), la détection se base sur la mise en évidence d'une cohérence de type tempo/spectrale permettant la séparation des transitoires du bruit d'observation [31]. La segmentation temporelle de l'observation à partir des paramètres purement signal constitue le caractère général d'une méthode de détection.

En raison de son importance dans une chaîne d'analyse comme illustrée par la figure 2.1, la détection a fait l'objet de nombreux travaux, l'objectif étant toujours d'arriver à une probabilité de détection proche de 1, à un taux de fausse alarme nul et, ceci, dans un contexte bruité proche du cas réel. Des méthodes diverses et efficaces ont été proposées et leur passage en revue constitue une tâche complexe voir impossible. Cependant, quelques classes de méthodes regroupent la quasitotalité des techniques existantes. Les statistiques d'ordre supérieur ainsi que les ondelettes [15, 16, 30, 31] et les distributions temps-fréquence [28] constituent ces classes de méthodes et elles ont prouvé leur efficacité à détecter et localiser les transitoires indépendamment les uns des autres. Leurs succès dans un contexte général de détection repose sur les propriétés statistiques des transitoires par rapport au bruit ainsi que sur leur caractère non-stationnaire.

C'est la raison pour laquelle ces méthodes seront étudiées et comparées, dans le contexte des transitoires issues des systèmes électriques. Une des spécificités que nous allons prendre en considération dans cette étude est la diversité des phénomènes interposés entre la source de transitoires et les capteurs. Plus précisément, l'emplacement des capteurs est souvent dicté par la nature de l'équipement alors que les sources de transitoires peuvent apparaître dans la globalité du système. Les signaux alors reçus sont composés d'une superposition de transitoires générées par la source ayant subi des effets de natures différentes. Ceci est notamment le cas de la réflectométrie qui est une des techniques les plus utilisées pour la caractérisation des systèmes distribués (comme le réseau de transmission d'énergie) : l'exploration d'un tel système se fait par une forme d'onde donnée et, à partir des signaux reçus dans quelques points de mesure, il est possible de remonter aux propriétés physiques [51].

Les observations reçues seront composées de plusieurs transitoires physiquement dépendants entre eux, mais d'énergies souvent très différentes, et qu'il convient de caractériser de manière commune. Mais, pour se faire, la détection doit garantir la segmentation correcte de ces observations.

Pour tenir compte de cet aspect spécifique, une nouvelle méthodologie pour la détection, et qui permettrait également d'apporter un plus en caractérisation, est alors proposée. Cette méthodologie s'appuie sur un nouveau concept pour l'analyse de la phase instantanée d'un signal. L'outil correspondant est une distribution capable de représenter, de façon concentrée, toute dérivée de phase instantanée d'un signal. Cette distribution est dénommée dans diverses publications "*Distribution Généralisée à Temps Complexe*" et est basée sur l'utilisation de moments d'ordre supérieur à retards complexes.

Une telle méthodologie d'analyse permet donc de réaliser la tâche de détection de transitoires physiquement dépendants, en tenant compte des ruptures de phase qu'ils provoquent et ne tenant pas compte de leur amplitude. Ce chapitre contient une description des méthodes de détection mentionnées ci-dessus et qui sont à la base d'un grand nombre de techniques de détection développées ces dernières années et utilisées dans des contextes réels. Ce chapitre est consacré à la mise en place d'un protocole d'estimation des performances de détection dans le contexte spéci-

fique aux décharges partielles. Ce protocole est utilisé pour l'analyse comparative des méthodes de détection proposées.

2.2 Méthodes de détection

Les traitements principaux effectués sur les signaux transitoires d'origine électrique visent à les détecter et à localiser leur source, si possible de manière in situ au système en service, tout cela permettant de prévenir, diagnostiquer et contrôler les dommages pouvant être provoqués. Une des problématiques concernant les signaux transitoires est qu'ils sont intrinsèquement définis sur un nombre réduit d'échantillons et sont difficiles à modéliser. Par conséquent, la caractérisation de ces signaux reste un challenge d'intérêt croissant en termes d'objectif de recherche. Comme expliqué précédemment, les paramètres des transitoires électriques sont intimement liés à la physique du phénomène étant à leur origine. Etre capable de caractériser ces transitoires et leurs paramètres permettrait leur classification par type d'évènements les ayant générés.

Jusqu'à maintenant, les outils de traitement du signal que sont les Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS), la transformée en ondelette et le spectrogramme sont largement utilisés pour réaliser la détection et la localisation des transitoires. Cependant, ils ne permettent nullement leur caractérisation. La méthode des SOS est adaptée pour la détection de transitoires noyés dans un bruit additif blanc et gaussien [41]. Cette méthode donne des valeurs élevées de SOS pour toute composante non-gaussienne comme les transitoires, alors que toute partie gaussienne du signal donne lieu à des SOS très proches de zéro (quasi-nulles)

Les coefficients d'ondelettes et le spectrogramme sont eux plus basés sur des critères d'énergie. Ces méthodes détectent alors les transitoires via des marques correspondant à des fortes valeurs énergétiques aux instants où les transitoires ont lieu.

Depuis peu, un nouveau concept de distribution temps-fréquence basée sur les moments à retards complexes s'introduit en traitement du signal [26]. Cette distribution offre la possibilité d'une représentation de composantes temps-fréquence fortement non linéaires avec des termes d'intraférences qui sont considérablement réduits. Elle permet également la représentation de tout ordre de dérivées de phase instantanée d'un signal. Contrairement aux SOS, ondelettes et spectrogramme, ce concept de "distribution à temps complexe" se concentre, à partir des échantillons signaux, directement sur l'information de phase instantanée du signal sans tenir compte de l'amplitude du signal et de ses variations. Par conséquent, pour un objectif de détection de transitoires physiquement liés mais ayant de fortes différences d'amplitude, un travail en analyse de phase prouve son intérêt. En effet, si l'amplitude d'un transitoire est trop faible, les SOS obtenues (skewness, cumulants d'ordre 4 ou kurtosis) aussi bien que les coefficients d'ondelette en cas d'analyse par transformée en ondelettes, peuvent se révéler trop faibles et pas suffisamment significatifs pour la détection. De la même façon, la représentation temps-fréquence par spectrogramme peut ne pas indiquer la présence des transitoires de faible amplitude qui seraient masqués par d'autres transitoires ou toute autre composante de bien plus forte amplitude.

En utilisant la distribution à temps complexe, en dépit de signaux de faible amplitude, la rupture de phase qu'entraîne un transitoire reste fortement significative et visible, permettant une bonne détection en domaine de représentation de phase et de ses dérivées. Cependant une analyse dans le domaine de la phase reste très sensible au bruit, d'où la nécessité d'une étude de limites de performance par rapport au rapport signal sur bruit (*RSB*) ainsi que la considération d'un pré-traitement pour débruitage du signal à analyser.

Les signaux utilisés dans ce chapitre proviennent d'une étude en réflectométrie utilisant l'émission d'un signal pulse gaussien dans des câbles électriques [51]. Tous les signaux simulés ont été obtenus à l'aide d'une interface graphique de simulation de propagation dans les câbles, fournie par l'équipe *EDF R&D* en relation avec ce travail de recherche [51]. Ce type de signal, issu de la réflectométrie, permet de mettre en évidence certaines limites de performances des méthodes traditionnelles par SOS, ondelettes et spectrogramme pour la détection de transitoires.

La réflectométrie est utilisée afin d'analyser et contrôler les anomalies dans les câbles électriques. Un signal est émis à une extrémité du câble et, au cours de sa propagation, quand un défaut à lieu en un point du câble, une partie de l'amplitude du signal émis est réfléchi à partir de ce point dû à la discontinuité d'impédance provoqué par le défaut. La partie réfléchi du signal revient donc par propagation à l'extrémité d'où le signal original a été émis. Le but d'une étude par réflectométrie est alors de détecter et localiser les défauts se produisant dans le câble, en analysant le signal total récupéré au point d'émission ; signal étant issu de la propagation et des diverses réflexions du signal original.

Pour notre étude de recherche, une forme d'onde en pulse gaussien est utilisée comme signal d'émission au point d'entrée d'un réseau de câbles. Le réseau de câbles correspond ici à deux câbles de caractéristiques différentes (ou pas), séparés par une jonction (figure 2.2). Au cours de sa propagation dans la ligne "câble - jonction - câble", le pulse est réfléchi aux points d'interface "câble / jonction", aux points de défauts et au point de fin de câble. Comme la figure 2.3 le montre, le signal total qui est analysé est alors composé par le pulse original émis et des pulses issus des diverses réflexions, affectés alors de retards, d'atténuations d'amplitude et de déphasage.

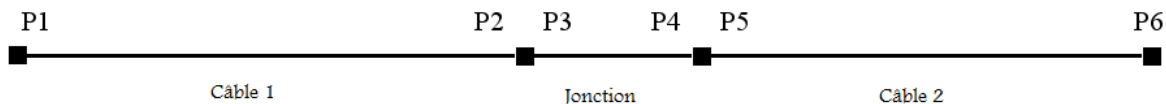


FIGURE 2.2 – Schéma de configuration de deux câbles séparés par une jonction

La figure 2.4 explique plus précisément la correspondance physique liant les différents transitoires composant le signal à la propagation de l'impulsion émise dans le système de réseau de câble.

Dans ce chapitre, la théorie et le principe de deux méthodes utilisées pour la détection sont présentés. La première méthodologie de détection utilise le spectrogramme. La deuxième utilise conjointement les statistiques d'ordre supérieur et les ondelettes, en particulier les ondelettes de Malvar). La performance en détection de chacune de ces méthodes est quantifiée par un protocole d'évaluation détaillé en première partie. Ce protocole d'évaluation se base sur le principe de la courbe Caractéristique Opérationnelle du Récepteur (COR) [19], mais adapté à notre contexte d'étude de transitoires en réflectométrie.

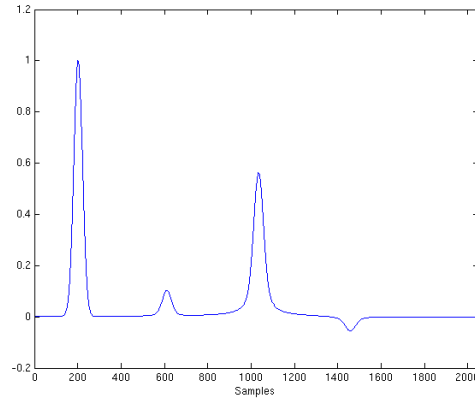


FIGURE 2.3 – Signal total récupéré au point P1 d'entrée du câble

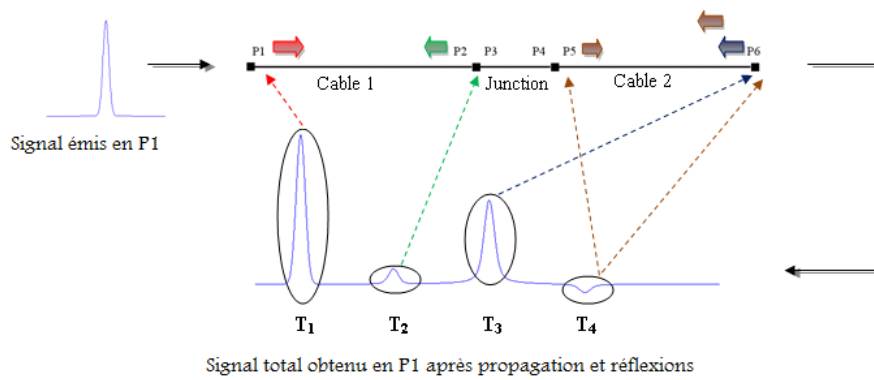


FIGURE 2.4 – T_1 = pulse émis en P1 ; T_2 = pulse issu de la réflexion, à l'interface câble1 / jonction (point P2), de T_1 ; T_3 = pulse issu de la réflexion, en fin de ligne (point P6), de $T_1 - T_2$; T_4 = pulse issu de la réflexion en P6, de la part de T_3 issue de sa réflexion à l'interface câble2 / jonction (point P5)

2.2.1 Protocole d'évaluation des performances de détection

Notre mode opératoire d'étude des performances va se baser sur la capacité à détecter **tous** les transitoires du signal en même temps (i.e, obtenir T bonnes décisions de détection sur un certain nombre de réalisation du signal bruité (pour des *RSBs* différents), où T est le nombre de transitoires présents dans le signal). Pour décider d'une détection ou non, le critère de décision

employé est un test de comparaison de la statistique de détection à un seuil η . Ce mode opératoire est défini sur la Fig. 2.5.

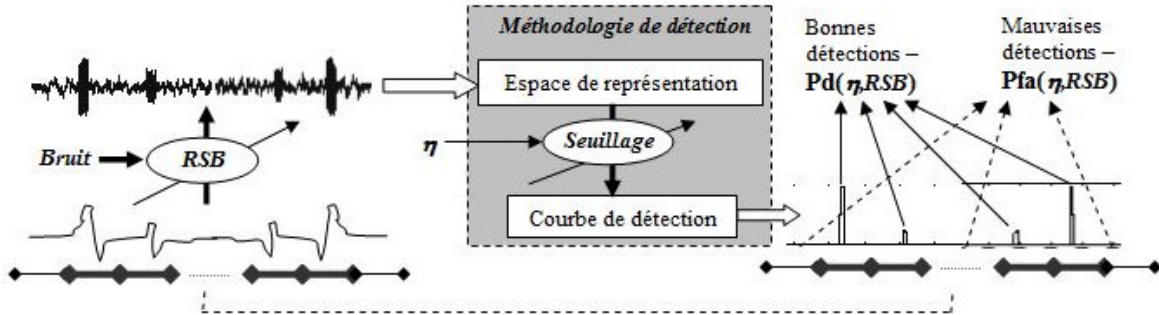


FIGURE 2.5 – Mode opératoire d'étude de performances de détection

On choisit naturellement, comme statistique, la courbe de détection temporelle issue de la méthodologie de détection utilisée. Les courbes de détection sont obtenues à partir des espaces de représentation des signaux d'entrée qui, dans notre étude, peuvent être une matrice temps-fréquence (pour le spectrogramme), une distribution de coefficients ondelettes (pour l'analyse en ondelettes associée aux SOS) et la dérivé d'ordre approprié de la phase instantanée du signal (pour la distribution basée sur les retards complexes, présentée au chapitre suivant) .

La procédure adoptée consiste à découper la courbe de détection en définissant T tranches de longueur égale correspondant à un intervalle temporel englobant le support de chacun des T transitoires du signal. Le reste de la courbe, i.e hors des T tranches et donc hors transitoire, reste lui considéré échantillon par échantillon. La longueur des tranches est a priori prise de l'ordre de grandeur du support temporel des transitoires.

Le critère de décision, appliqué sur une tranche, se formalise de la façon suivante : "Si il existe un pic d'amplitude supérieur au seuil donné η dans une tranche donnée de la courbe de détection, alors on décide qu'un transitoire est présent."

On appelle l la statistique désignant la mesure du maximum d'amplitude (de la courbe de détection) sur une tranche correspondant à un intervalle de transitoire et désignant simplement la mesure d'amplitude des points de la courbe de détection concernant tout échantillon hors support de transitoire. Les probabilités de détection et de fausse alarme s'écrivent alors :

$$P_d = \text{proba}(\text{décider } H_1 / H_1 \text{ réalisé}) = \text{proba}(l > \eta / H_1) \quad (2.1)$$

$$P_{fa} = \text{proba}(\text{décider } H_1 / H_0 \text{ réalisé}) = \text{proba}(l > \eta / H_0) \quad (2.2)$$

Il s'agit à présent d'estimer chacune de ces probabilités. On génère plusieurs réalisations du signal bruité par un bruit blanc gaussien et on définit H_1 l'hypothèse qu'on se trouve sur un intervalle de transitoires et H_0 l'hypothèse qu'on se trouve hors support de transitoires. On estime les probabilités en effectuant le quotient du nombre de cas favorables sur le nombre de cas possibles, pour chaque situation.

Le calcul des probabilités de détection P_d et de fausse alarme P_{fa} s'effectue donc par estimation statistique à partir d'un ensemble de réalisations suffisamment important. Soit Nr le nombre de

ces réalisations.

- Calcul de la probabilité de détection P_d : Chaque réalisation contient T transitoires à des emplacements connus. Sur la courbe de détection temporelle issue de la méthodologie choisie, on calcule q_i correspondant au nombre de bonnes détections par réalisation i et pour un seuil fixé η . La vérification du critère de détection (i.e, statistique de détection $l > \eta$) s'effectuant sur chaque tranche support des T transitoires, on sait que l'on peut alors avoir jusqu'à T bonnes détections sur une réalisation. Nous obtenons une estimée de la probabilité de détection par :

$$\hat{P}_d = \frac{\sum_{i=1}^{Nr} q_i}{T \times Nr} \quad (2.3)$$

- Calcul de la probabilité de fausse alarme P_{fa} : Pour une réalisation donnée, on compte le nombre r_i d'échantillons de la courbe de détection, hors tranches de transitoires, pour lesquels le critère de détection est vérifié. Soit L_c le nombre d'échantillons de la courbe de détection (longueur de la courbe) et L_{inter} la taille de chacune des T tranches supports des transitoires. La probabilité de fausse alarme pour un seuil fixé η , s'estime alors par la formule :

$$\hat{P}_{fa} = \frac{\sum_{i=1}^{Nr} r_i}{(L_c - T \times L_{inter}) \times Nr} \quad (2.4)$$

Pour chaque valeur de RSB et pour chaque seuil, plusieurs réalisations sont générées afin d'avoir des statistiques pertinentes pour l'évaluation de performances de détection. L'élément particulier ici est le fait qu'une détection est considérée bonne si l'ensemble des transitoires est détecté. Ceci est spécifique aux signaux DP de réflectométrie où nous essayons d'évaluer les performances de détection de **l'ensemble** d'impulsions composant l'observation, ceci afin de ne pas fausser l'interprétation de la propagation du signal transitoire dans le câble.

La procédure expérimentale proposée est menée sur une centaine de réalisations, par seuil, du signal bruité, afin de calculer comme défini précédemment P_d et P_{fa} . Les signaux de test sont issus du simulateur EDF R&D. La courbe de détection temporelle utilisée comme statistique de détection est normalisée. Cette procédure de calcul des probabilités de détection et fausse alarme est itérée pour chaque valeur de seuils η variant de 0 à 1 par pas de 0.01 afin d'obtenir une centaine de couples (P_{fa}, P_d) nécessaires au tracé des courbes COR.

2.2.2 Spectrogramme : détection et performance

Pour éliminer les inconvénients de la transformation de Fourier dans le contexte de l'analyse des signaux non-stationnaires, une idée intuitive est de considérer le signal comme localement stationnaire, c'est à dire dans une fenêtre d'analyse de durée appropriée. On construit alors l'analyse de Fourier de tranches successives pondérées par une fenêtre temporelle (Hamming, par exemple, figure 2.6). Ce principe est équivalent à l'approximation du signal par un ensemble des fonctions élémentaires localisées simultanément en temps et en fréquence [28] :

$$TFCT_x^{(h)}(t, f) = \int_{\mathbf{R}} x(\theta) h_{t,f}^*(\theta) d\theta = \int_{\mathbf{R}} x(\theta) h^*(\theta - t) e^{-j2\pi f\theta} d\theta \quad (2.5)$$

Cette relation représente le produit scalaire entre le signal $x(t)$ et les fonctions de base $h_{t,f}(\theta) = h(\theta - t)e^{-j2\pi f\theta}$. La représentation donnée par la relation (2.5) s'appelle la Transformation de Fourier à Court Terme - TFCT (ou Short Time Fourier Transform).

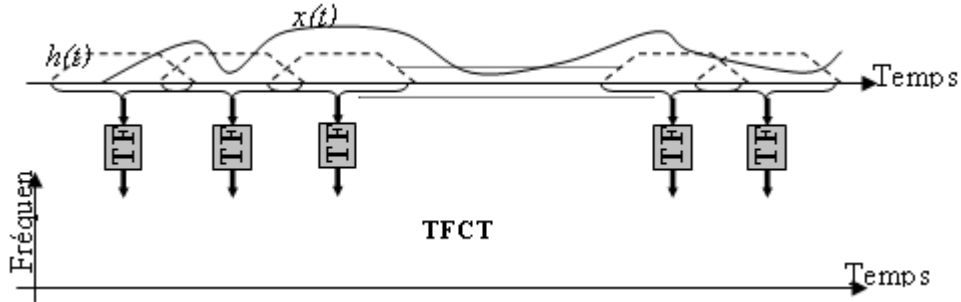


FIGURE 2.6 – Interprétation de la Transformation de Fourier à Court Terme comme le spectre local

Conformément à sa définition, la TFCT a des valeurs complexes. En pratique, le module carré de celle-ci est donc généralement représenté. La transformation ainsi formée est le spectrogramme [28].

La TFCT ou le spectrogramme considère implicitement un signal non stationnaire comme une succession de situations quasi-stationnaires, à l'échelle de la fenêtre de pondération $h(u)$. Malgré sa simplicité et ses propriétés, la TFCT et le spectrogramme sont limités par le principe d'incertitude de Heisenberg [28] :

$$\Delta t \cdot \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (2.6)$$

$$(\Delta t)^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |x(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt} \quad \text{et} \quad (\Delta f)^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |X(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df}$$

où Δt et Δf représentent les résolutions temporelle et fréquentielle.

Ces deux grandeurs étant antagonistes, un compromis entre les résolutions temporelle et fréquentielle est à réaliser. En effet :

- pour un signal fortement non-stationnaire, une bonne résolution temporelle est requise, ce qui impose le travail avec une fenêtre $h(u)$ courte, limitant aussi la résolution fréquentielle,
- réciproquement, si une analyse fréquentielle fine est nécessaire, une fenêtre longue $h(u)$ doit être utilisée, ce qui a le double effet de moyenniser les contributions fréquentielles sur la durée de la fenêtre et de réduire la résolution temporelle.

Une solution, proposée en 1946 par Gabor, pour minimiser les effets de ce compromis est d'utiliser la fonction de Gauss :

$$h(t) = \left(\frac{\alpha}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} \exp -\frac{\alpha}{2}t^2 \quad (2.7)$$

Dans ce cas, le principe d'incertitude s'écrit :

$$\Delta t \cdot \Delta f = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \frac{\sqrt{\alpha}}{4\pi} = \frac{1}{4\pi} \quad (2.8)$$

La borne inférieure de l'inégalité est atteinte.

La méthode de détection par spectrogramme consiste simplement à calculer et représenter la distribution spectrogramme du signal type présenté Fig. 2.3. On se concentre ici sur la détection et la localisation de signaux transitoires. Ces signaux sont par définition court en temps et large bande en fréquence. On calcule par conséquent le spectrogramme en utilisant une fenêtre glissante $h(u)$ très courte dans le but d'obtenir une bonne résolution temporelle. Ceci implique par contre une résolution fréquentielle limitée qui n'est pas véritablement problématique vu la nature large bande des signaux. Une bonne résolution temporelle est de plus appropriée et même nécessaire dans la mesure où deux composantes transitoires du signal peuvent être très proches.

La courbe de détection finale $DC_{Spectro}(t)$ correspond à la courbe des valeurs maximales de chaque colonne de la distribution Temps-Fréquence (TF) obtenue. Cette courbe est ensuite normalisée pour le calcul des courbes COR permettant l'analyse en performance de détection. Comme illustré à la Fig. 2.7(a), le spectrogramme du signal de réflectométrie donne de fortes valeurs énergétiques aux instants d'occurrence des transitoires et l'on remarque que la signature énergétique des deux transitoires de faible énergie (le premier à l'échantillon 600 et le deuxième à l'échantillon 1450) n'est pas visible. Pour un RSB de 30db, la courbe de détection représentée Fig. 2.7(b) montre que les deux plus fortes impulsions sont bien détectées tandis que les deux plus faibles ne sont pas détectées de manière significative. Seul le petit transitoire centré au 600ème échantillon donne une très faible marque de détection. Ainsi, les deux petites impulsions associés physiquement aux réflexions dues à la présence de la jonction dans le système, ont une amplitude bien plus faible que les deux autres impulsions du signal de réflectométrie. Leur énergie est par conséquent masquée, dans la distribution TF, par l'énergie plus forte des impulsions majeures.

La détection basée sur l'utilisation du spectrogramme présente cependant l'avantage d'être robuste au bruit. Pour un RSB de -8db, l'allure du signal temporel est fortement dégradée, masquant fortement les transitoires dans le niveau de bruit. Comme illustré à la Fig. 2.8(a), la distribution obtenue par spectrogramme donne encore de fortes signatures énergétiques bien visibles pour les deux hautes impulsions. L'énergie des deux impulsions les plus faibles restent masquée et le bruit s'étale sur tout le plan TF. La courbe de détection bruitée représentée Fig. 2.8(b) conduit à une bonne détection des deux impulsions principales du signal tandis que les deux plus faibles sont totalement noyées dans le bruit. Cette méthodologie de détection par spectrogramme présente donc une limite d'efficacité en termes de détection simultanée de tous les transitoires contenus dans le signal.

La courbe COR de la Fig. 2.9 permet d'analyser que pour un seuil égal à zéro, la probabilité de bonne détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} valent 1. Pour un seuil supérieur à 0 de juste un pas, égal à 0.01, de calcul en seuil, les deux impulsions principales et la première petite impulsion sont détectées. La P_d est par conséquent de 75%. Cependant, à partir de seuil

plus élevés, la P_d ne peut dépasser 50% car seuls les deux plus forts transitoires peuvent être détectés.

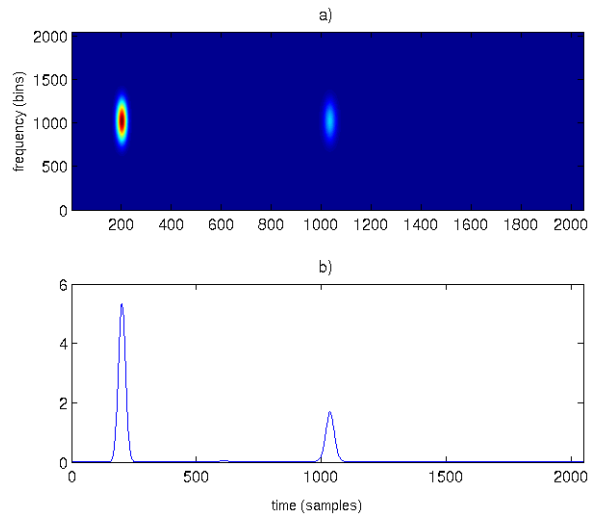


FIGURE 2.7 – (a) Spectrogramme du signal de réflectométrie bruité à $RSB=30\text{db}$; (b) courbe de détection associée

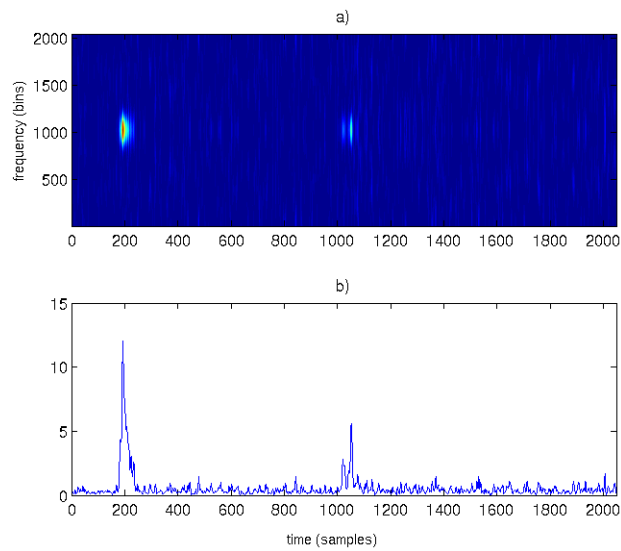


FIGURE 2.8 – (a) Spectrogramme du signal de réflectométrie bruité à $RSB=-8\text{db}$; (b) courbe de détection associée

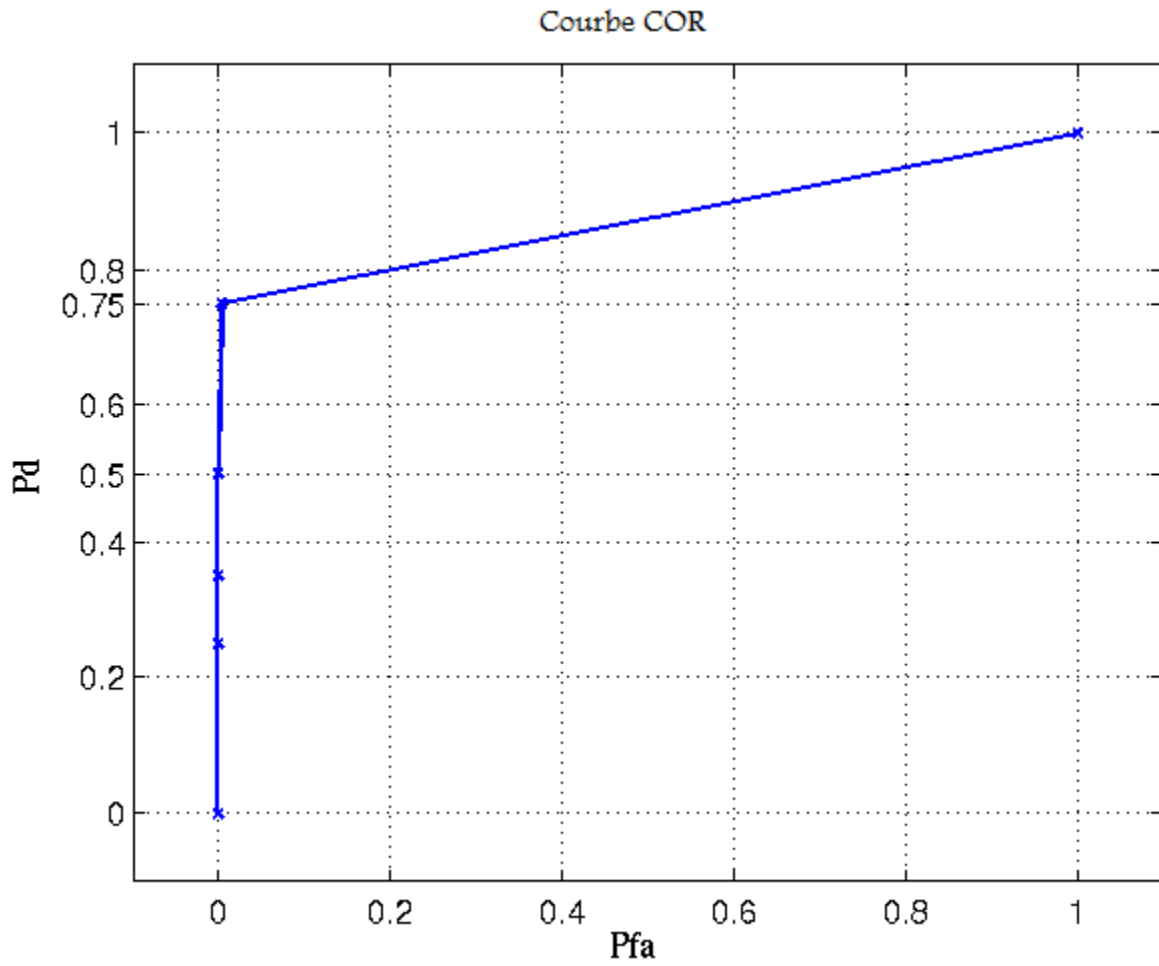


FIGURE 2.9 – Courbe COR de la détection par spectrogramme pour un RSB=30db

2.2.3 Les Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS) et les ondelettes : détection et performance

Les statistiques d'ordre supérieur permettent de mettre en évidence la non-gaussianité d'une composante [15]. Pour un signal composé de transitoires noyés dans un bruit additif blanc et gaussien, les SOS permettent une détection en donnant des valeurs fortes pour les composantes transitoires qui sont des composantes non-gaussiennes, et donnant des valeurs nulles pour le reste du signal correspondant au bruit gaussien. Le cumulatif d'ordre 4 (*Cum4*) et le Kurtosis (version normalisée du cumulatif d'ordre 4) sont les SOS habituellement utilisées. Le *Cum4* et le Kurtosis d'un signal sont obtenus " en temps " via des estimateurs calculés à partir des échantillons temporels du signal. Il existe également une version fréquentielle de ces SOS, obtenues via d'autres estimateurs calculés cette fois à partir d'échantillons du spectre du signal.

La transformée en ondelettes est aussi utilisée de manière naturelle pour la détection de transitoires. La Transformée en Ondelettes Discrète (TOD) d'un signal, décompose celui-ci dans une base d'ondelettes créée à partir d'une ondelette de référence $\phi(t)$ dite " ondelette mère ". Cette base d'ondelettes peut être représentée comme un pavage du plan Temps-Echelle (revenant à un plan Temps-Fréquence) du fait que le paramètre d'Echelle est juste inversement proportionnel au paramètre de Fréquence.

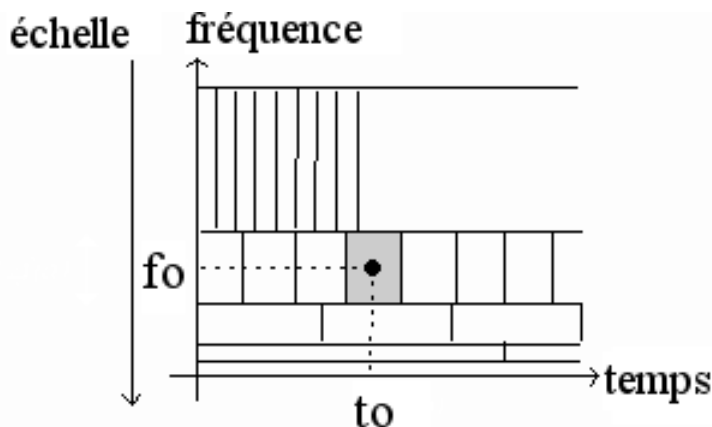


FIGURE 2.10 – Le pavage temps-fréquence spécifique aux ondelettes

Chaque bloc de ce pavage représente un ensemble de vecteurs-ondelette de base et correspond à l'ondelette mère affectée d'un coefficient de retard u et d'un facteur d'échelle a , i.e $\phi\left(\frac{t-u}{a}\right)$. La représentation obtenue par TOD est alors composée de coefficients d'ondelettes plus ou moins forts et qui sont les projections du signal sur chacun des vecteurs-ondelettes de base. La TOD montre son efficacité à détecter les transitoires dans la mesure où les ondelettes sont généralement très similaires, dans leur forme et leur nature, aux signaux transitoires. Par conséquent, la distribution obtenue par TOD d'un signal donne de fortes valeurs de produits scalaires entre l'ondelette utilisée et les composantes transitoires du signal. Les transitoires sont donc détectés et localisés aux instants et fréquences pour lesquels les coefficients d'ondelettes les plus énergétiques sont obtenus dans la distribution.

En 1996, Ravier propose, afin de détecter et localiser les transitoires avec de meilleures performances, une méthode fusionnant les avantages à la fois des SOS et de la théorie des ondelettes. Cette méthodologie se base sur une approche non paramétrique qui est que les transitoires sont caractérisés par leurs propriétés statistiques qui contrastent avec celles du bruit. L'idée sous-

jacente des travaux de Ravier consiste à considérer que, dans le cas d'un signal noyé dans un bruit blanc gaussien, les composantes du signal se distinguent du bruit par leurs propriétés statistiques aux ordres supérieurs [40]. Pour les détecter, on cherche donc à mettre en évidence les zones où le signal présente des changements liés à ces propriétés statistiques.

Considérons que le signal soit découpé temporellement en segments ; l'idée est alors d'obtenir une segmentation fine lorsque le signal change de nature et de regrouper ces segments lorsque les propriétés statistiques de ces derniers varient peu [30]. Ainsi, la décision de segmentation peut être mise sous la forme d'un test d'hypothèses binaires :

- H_0 : si les segments sont de même nature statistique, on fusionne
- H_1 : si les segments sont de natures différentes, on les garde dissociés

Dans [30], Ravier montre que la non gaussianité de la plupart des composantes temps-fréquence d'un signal observé dans le domaine fréquentiel peut être appréhendée dans l'espace des coefficients en ondelettes. Cela revient à dire qu'un signal gaussien engendre des coefficients en ondelettes C_k à distribution gaussienne et un signal non gaussien engendre des coefficients à distribution non gaussienne. Les coefficients resteront non gaussiens dans la mesure où la transformation est effectuée sur un nombre de points suffisamment faible de telle sorte que le théorème de la limite centrale ne puisse pas s'appliquer. Des coefficients d'ondelette non gaussiens se traduisent par des valeurs de kurtosis ou cumulants sensiblement différentes de zéro alors que les signaux gaussiens présentent des cumulants nuls au 4^{ième} ordre.

L'utilisation du kurtosis ou *Cum4* est donc bien adaptée pour différencier le bruit des signaux transitoires par un test de gaussianité. Le critère de décision pour l'obtention de la meilleure combinaison de fonctions ondelettes est fondé sur la valeur d'un estimateur du cumulants d'ordre 4 à partir des coefficients d'ondelette (*cf.* Figure 2.11). Ce principe a été utilisé par Ravier [41] afin d'extraire la meilleure base de la décomposition en ondelettes de Malvar. On estime le cumulants d'ordre 4 à l'instant j sur N coefficients C_{jk} (j représentant le temps et $k = 0, 1, \dots, N-1$ la fréquence) par :

$$\hat{k}_4^j = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N C_{jk}^4 - 3 \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N C_{jk}^2 \right)^2 \quad (2.9)$$

Cette statistique est calculée à partir des coefficients en ondelette de Malvar C_{jk} , autour de l'instant j .

En pratique, en raison des erreurs d'estimation, on introduit un intervalle de confiance sur l'estimateur \hat{k}_4 , à l'intérieur duquel l'estimateur est autorisé à fluctuer. L'intervalle de confiance pour le kurtosis peut être calculé, en régime asymptotique (segments de taille infinie), en utilisant le résultat de Krim et Pesquet [42]. Cependant, les longueurs imposées par le processus de segmentation sont trop courtes pour pouvoir utiliser ces résultats asymptotiques. Par conséquent, Ravier propose [41] l'utilisation des relations qui majorent les intervalles de confiance lorsqu'ils ne sont pas calculables analytiquement. La relation de Bienaymé-Tchebychev [43] permet d'encadrer l'estimateur avec un pourcentage de confiance α fixé. Appliqué à \hat{k}_4 , cette relation assure l'existence de l'estimateur dans un intervalle donné avec le niveau de confiance $\alpha = 1 - \frac{1}{a^2}$:

$$\text{Proba} \left[|\hat{k}_4 - E(\hat{k}_4)| \leq a \sqrt{\text{Var}(\hat{k}_4)} \right] \geq 1 - \frac{1}{a^2} \quad (2.10)$$

Par conséquent, l'intervalle de confiance s'écrit :

$$-a \sqrt{\text{Var}(\hat{k}_4)} + E(\hat{k}_4) \leq \hat{k}_4 \leq a \sqrt{\text{Var}(\hat{k}_4)} + E(\hat{k}_4) \quad (2.11)$$

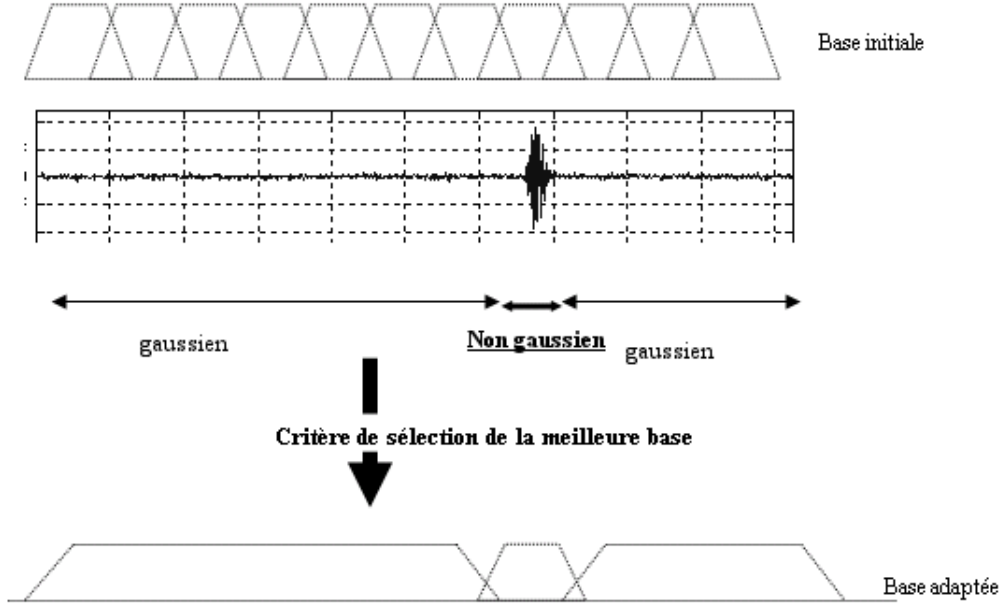


FIGURE 2.11 – Principe de segmentation pour obtenir la meilleure base ondelettes

Dans ses travaux, Ravier [31] montre qu'en utilisant le traitement par sous-bandes (dans le cas de la décomposition en paquets d'ondelettes), les hypothèses de gaussianité et de blancheur peuvent être éliminées. En utilisant ces notions, la construction de la meilleure base s'effectue en testant les hypothèses H_0 et H_1 définies comme suit :

– Pour deux segments adjacents I_j et I_{j+1} , les conditions suivantes sont testées :

$$\begin{aligned}
 H_0 : & \text{ si } kurt(I_j) \leq \mu_s \text{ et } kurt(I_{j+1}) \leq \mu_s \Rightarrow I'_j = I_j \cup I_{j+1} \Rightarrow kurt(I'_j) = \max [kurt(I_j), kurt(I_{j+1})] \\
 H_1 : & \text{ si } kurt(I_j) > \mu_s \text{ ou } kurt(I_{j+1}) > \mu_s \Rightarrow \text{les intervalles sont conservés} \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

où

$$\mu_s = \frac{1}{\sqrt{1-\alpha}} \sqrt{2^s \frac{24}{N}}$$

est le seuil calculé pour chaque échelle s (N étant le nombre d'échantillons du signal).

Les intervalles I_j sont définis par les coefficients ondelettes obtenus pour l'échelle s et dans le domaine temporel $[j - N/2^s; j + N/2^s]$:

$$I_j = \left\{ C_{\Theta, s} \mid C_{\Theta, s} = \langle x, \Psi_{\Theta, s} \rangle, \Theta = \left[j - \frac{N}{2^s}, j + \frac{N}{2^s} \right] \right\} \quad (2.13)$$

L'hypothèse H_0 stipule qu'il n'y a pas de signal utile dans les intervalles considérés et ceux-ci seront alors fusionnés. A l'inverse, l'hypothèse H_1 suppose qu'un intervalle, voire les deux, peuvent contenir de l'information utile auquel cas ils sont "conservés" en l'état. L'algorithme poursuit jusqu'à ce qu'aucun segment ne puisse être fusionné.

La courbe de détection sera définie par les valeurs de cumulants d'ordre 4 de l'ensemble d'intervalles I_j conservés selon l'algorithme 2.12 :

$$CD_{TOD-SOS}(t) = \{I_j | I_j \text{ issu de } H_1\} \quad (2.14)$$

Cette procédure de segmentation adaptée par ondelette de Malvar donne sur le signal type décrit en figure 2.3, pour un rapport signal sur bruit de 30db puis de -8 db, les résultats présentés Fig. 2.12 et Fig. 2.13 :

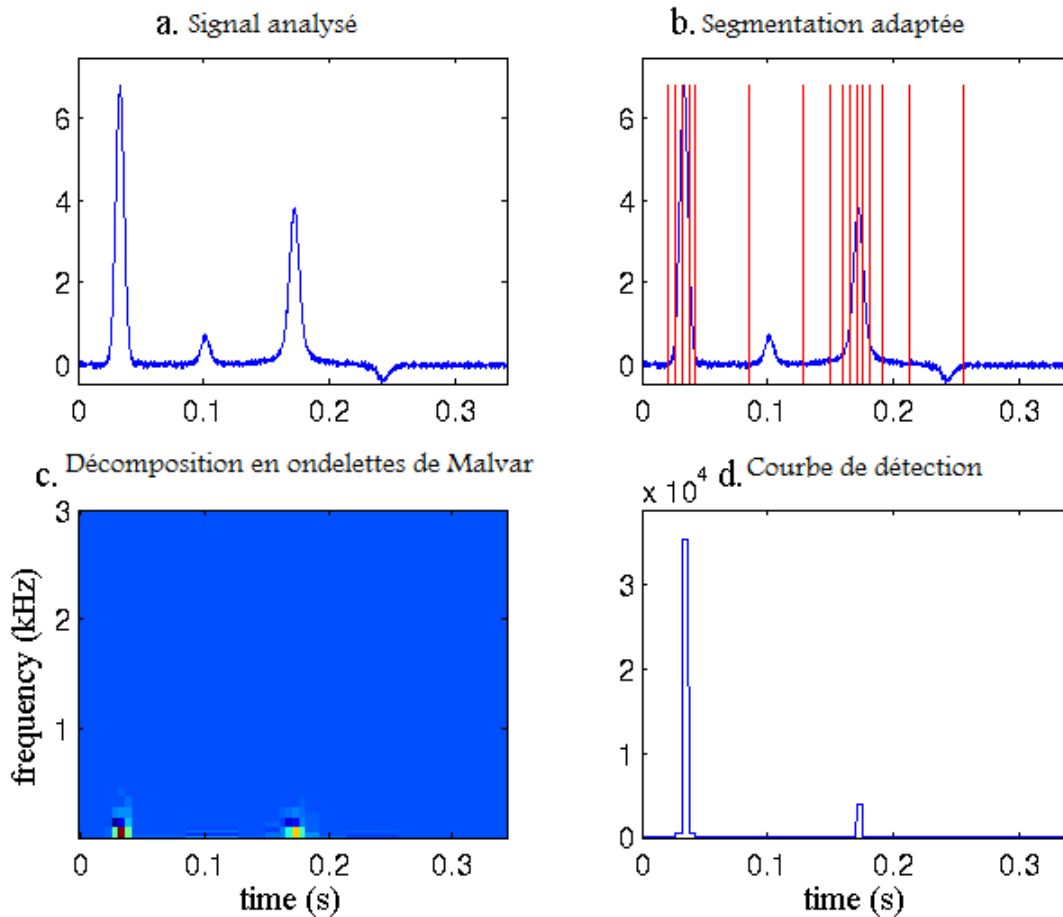


FIGURE 2.12 – Détection en utilisant les ondelettes et les SOS ; RSB=30db

La courbe de détection temporelle finale correspond à la SOS choisie ($Cum4$ ou Kurtosis), calculée sur chaque segment temporel que donne la base optimale résultant de la segmentation adaptée par ondelettes de Malvar, en termes de composantes gaussiennes et non gaussiennes. L'avantage théorique de cette technique par rapport au spectrogramme est le calcul automatique du seuil de détection qui est effectué pour chaque échelle. Ainsi, si la fonction ondelette choisie est adéquate, cette méthode est potentiellement optimale. Cependant, si le signal est composé de plusieurs transitoires d'amplitudes différentes (ce cas est illustré sur la figure 2.3), le produit scalaire nécessaire au calcul de la TOD conduira à des coefficients ondelettes trop différentes ce qui se traduit par une non-détection des transitoires de faibles amplitudes, d'où une diminution de la probabilité de détection.

C'est la raison pour laquelle nous nous sommes orientés vers des techniques de détection basées sur des distributions et qui recherchent à fournir une estimation de la phase instantanée du signal.

Fig. 2.12 et Fig. 2.13 prouvent les bonnes performances de cette méthode à détecter efficacement les composantes transitoires noyées dans un bruit blanc gaussien avec un RSB très faible. Les deux forts transitoires du signal bruité à -8db sont aussi bien détectés que dans le cas $\text{RSB}=30\text{db}$. Cependant, la limite de cette méthode, en termes de détection simultanée de *tous* les transitoires contenus dans le signal, est mise en évidence. Pour un RSB de 30db , les 4 impulsions du signal sont toutes bien visibles mais, aussi bien que dans le cas -8db pour lequel les impulsions sont fortement noyées dans le bruit, elles ne sont pas toutes détectées de manière efficace en même temps.

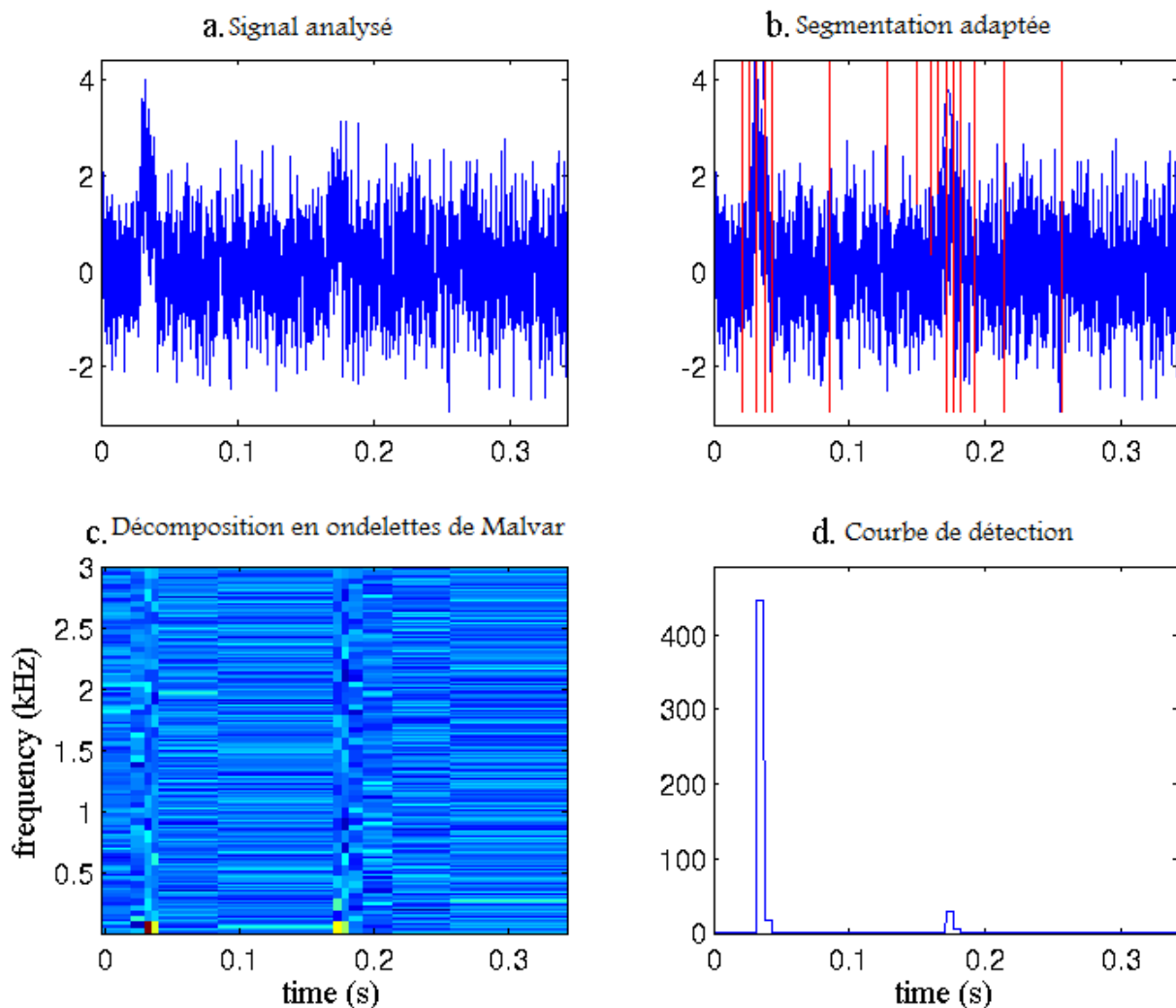


FIGURE 2.13 – Détection en utilisant les ondelettes et les SOS ; $\text{RSB}=-8\text{db}$

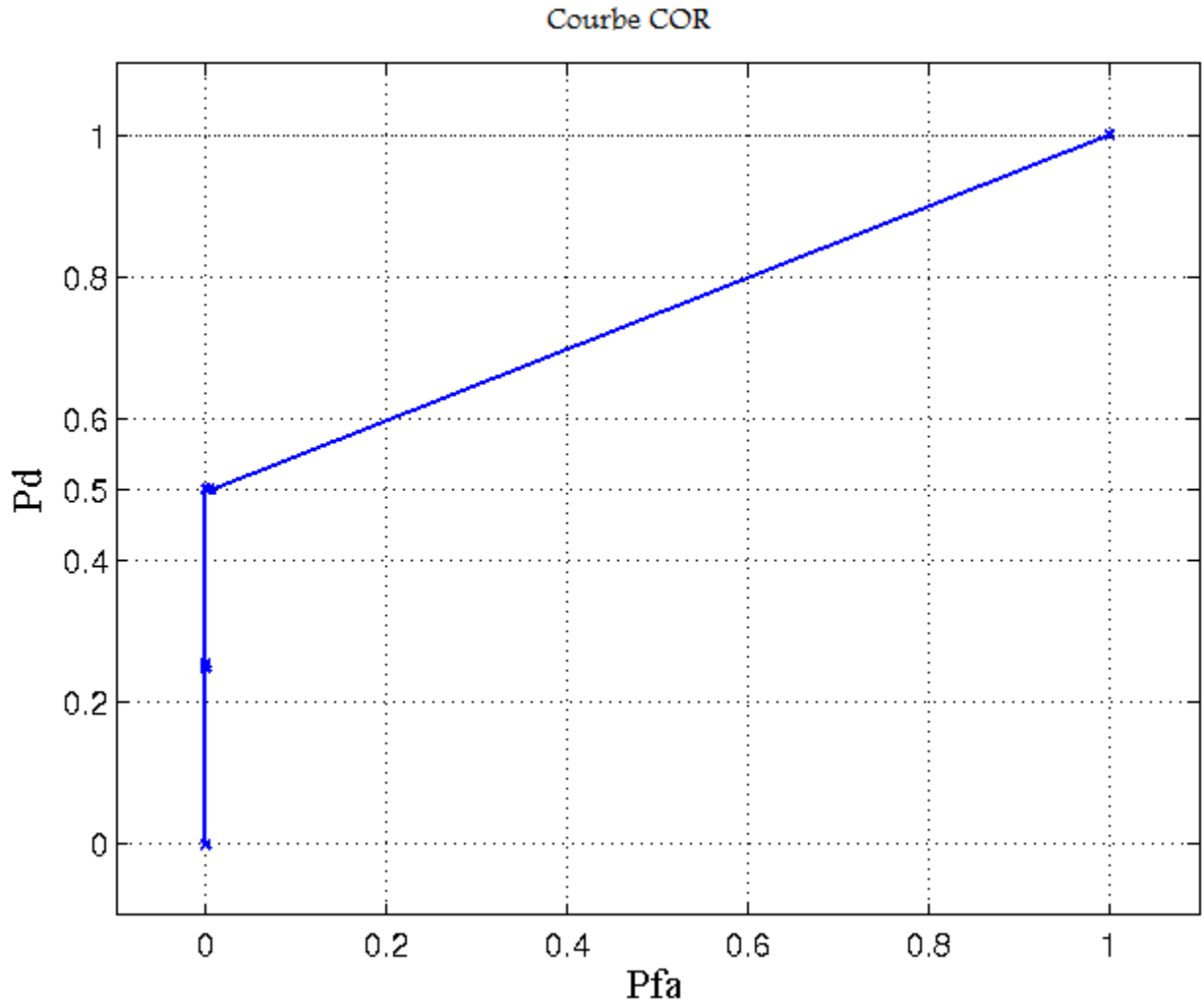


FIGURE 2.14 – Courbe COR de la détection utilisant les ondelettes et les SOS

Comme illustré Fig. 2.14, en termes de courbes COR, pour un seuil égal à 0, les P_d et P_{fa} valent 1, mais pour un seuil supérieur à 0 de juste un pas de calcul 0.01, la P_d ne peut dépasser les 50%. Cependant, le taux de fausses alarmes P_{fa} est toujours quasi-nul même pour un RSB très bas de -8db .

Chapitre 3

Détection de transitoires par la Distribution Généralisée à Temps Complexe (DGTC)

Sommaire

3.1	Présentation de la Distribution	42
3.1.1	La Distribution de Wigner Ville	42
3.1.2	La Distribution à Temps Complexe	43
3.1.3	La Distribution Généralisée à Temps Complexe	44
3.2	Méthode de détection de transitoires par DGTC	47
3.2.1	Bilan comparatif	49
3.3	Conclusion	51

3.1 Présentation de la Distribution

Le concept de distribution tempsfréquence basée sur des arguments à temps complexe a été introduit dans [25] comme un moyen de réduire les intraférences en comparaison avec la distribution de Wigner Ville. Cette distribution, l'élément central de la classe de Cohen, donne lieu à des nombreuses interférences, dans un cas multicomposantes, et intraférences dues à la forte non linéarité d'une structure temps-fréquence d'un signal fortement non stationnaire. Récemment, ce concept a été généralisé dans un but de pouvoir représenter n'importe quelle dérivée de la phase instantanée d'un signal. Considérons le signal défini de la façon suivante :

$$s(t) = A . e^{j\phi(t)} \quad (3.1)$$

L'amplitude A est supposée constante car variant très lentement par rapport à la phase instantanée. Le cas A dépendant du temps pourrait également être considéré vu que, rigoureusement, l'effet d'une amplitude variante même lentement est tout de même "visible" sur la phase instantanée. Sinon, après normalisation du signal, on peut considérer $A = 1$. Afin de mieux comprendre le concept de distribution à temps complexe et sa généralisation appliquée sur un signal comme défini par (3.1), il est intéressant de présenter la distribution de Wigner Ville différemment qu'avec juste sa définition mais en analysant de manière appropriée son moment et ses termes de retard associés.

3.1.1 La Distribution de Wigner Ville

La Distribution de Wigner Ville (DWV) d'un signal $s(t)$ est par définition [28] :

$$DWV(t, \omega) = \mathfrak{F}_\tau \left[\overbrace{s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)}^{M_{wv}(t, \tau)} \right] \quad (3.2)$$

Ceci correspond à la transformée de Fourier, par rapport à la variable de retard τ d'un moment d'ordre supérieur noté $M_{wv}(t, \tau)$. Comme illustré par la figure Fig. 3.1, ce moment est calculé à partir de deux coefficients de retard pris sur l'axe réel.

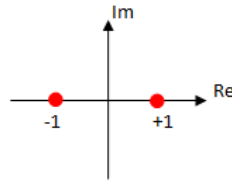


FIGURE 3.1 – Coefficients de retard pris sur l'axe réel et utilisés pour le calcul de la Distribution de Wigner Ville

Pour un signal défini par (3.1), l'expression du moment devient :

$$M_{wv}(t, \tau) = e^{j[\phi(t+\frac{\tau}{2})-\phi(t-\frac{\tau}{2})]} \quad (3.3)$$

Afin de faire ressortir les termes de dérivées de phase, un développement en série de Taylor sur la loi de phase du signal est appliqué :

$$\phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) = +\phi'(t)\frac{\tau}{2^1 1!} + \phi^{(2)}(t)\frac{\tau^2}{2^2 2!} + \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^3 3!} + \dots \quad (3.4)$$

$$\phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = -\phi'(t)\frac{\tau}{2^1 1!} + \phi^{(2)}(t)\frac{\tau^2}{2^2 2!} - \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^3 3!} + \dots \quad (3.5)$$

En utilisant ces résultats de développement, l'expression (3.3) devient :

$$M_{wv}(t, \tau) = e^{j\phi'(t)\tau} \times e^{j\left[\phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^2 3!} + \dots\right]} \quad (3.6)$$

En substituant l'expression (3.6) dans l'équation (3.2), on obtient une nouvelle expression analytique (3.7) de la distribution de Wigner Ville comme ci-dessous :

$$DWV(t, \omega) = \delta\left(\omega - \phi'(t)\right) *_\omega \mathfrak{F}_\tau \left[e^{jQ_{wv}(t, \tau)} \right] \quad (3.7)$$

Cette nouvelle expression présente la DWV comme une représentation parfaitement concentrée de la loi de fréquence instantanée ($LFI\phi'(t)$), mais subissant une convolution, sur la variable fréquentielle, par un facteur d'étalement temps-fréquence. La distribution obtenue n'est donc plus parfaitement concentrée autour de la loi de fréquence instantanée (LFI) théorique mais plus au moins étalée et provoquant par conséquent des intraférences pour une structure temps-fréquence non linéaire. Le terme Q_{wv} est appelé fonction d'étalement. Il est composé d'une somme de différents ordres de dérivées de la phase instantanée et est défini comme suit :

$$Q_{wv}(t, \tau) = \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^2 3!} + \phi^{(5)}(t)\frac{\tau^5}{2^4 5!} + \phi^{(7)}(t)\frac{\tau^7}{2^6 7!} \dots \quad (3.8)$$

En analysant cette expression, on comprend bien que la concentration obtenue par la DWV pour un chirp (i.e modulation linéaire de fréquence ayant donc une loi de phase polynomiale d'ordre 2) est optimale dans la mesure où tous les termes de phase composant Q_{wv} seront nuls.

3.1.2 La Distribution à Temps Complexe

La Distribution à Temps Complexe (DTC) d'un signal $s(t)$ est définie selon [25] :

$$DTC(t, \omega) = \mathfrak{F}_\tau \left[\overbrace{s\left(t + \frac{\tau}{4}\right)s^*\left(t - \frac{\tau}{4}\right)s^{-j}\left(t + j\frac{\tau}{4}\right)s^j\left(t - j\frac{\tau}{4}\right)}^{M_{ct}(t, \tau)} \right] \quad (3.9)$$

Elle correspond donc à la transformée de Fourier, par rapport à la variable de retard τ , d'un moment d'ordre supérieur noté $M_{ct}(t, \tau)$. Comme illustré par la figure Fig. 3.2, ce moment est cette fois d'ordre 4 et calculé à partir de deux coefficients de retard pris sur l'axe réel et les deux autres sur l'axe imaginaire, d'où ce concept d' "arguments à temps complexe".

En procédant à la même analyse qu'en partie 3.1.1 concernant la DWV, on aboutit à une nouvelle expression de la DTC définie avec la même forme qu'en équation (3.7). La fonction d'étalement pour la DTC devient [25] :

$$Q_{ct}(t, \tau) = \phi^{(5)}(t)\frac{\tau^5}{4^4 5!} + \phi^{(9)}(t)\frac{\tau^9}{4^8 9!} + \phi^{(13)}(t)\frac{\tau^{13}}{4^{12} 13!} \dots \quad (3.10)$$

Ainsi, le fait de définir une distribution utilisant des arguments de retard complexes choisis de façon adaptée (+j et j sur l'axe imaginaire) entraîne une réduction conséquente du facteur

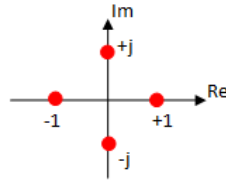


FIGURE 3.2 – Coefficients de retard pris sur l’axe réel et sur l’axe imaginaire

d’étalement. Le premier terme de $Q_{ct}(t, \tau)$ est d’ordre 5. On remarque que les termes de dérivées de phase d’ordre 3, 7, 11, ... sont complètement éliminés et les termes restant sont affectés de facteurs bien plus faibles respectivement à ceux intervenant dans le cas DWV. Il est clair que la Distribution à Temps Complexe améliore la concentration de la représentation de la LFI, comparée à celle obtenue en utilisant Wigner Ville (Fig. 3.4). Dans un cas de structure temps-fréquence non linéaire et à variations rapides, les intrafréquences se retrouvent fortement réduites.

3.1.3 La Distribution Généralisée à Temps Complexe

Une généralisation du concept de DTC a été définie dans [26]. Le point de départ de cette généralisation est la formule d’intégration de Cauchy [29]. L’utilisation de ce théorème rend possible l’implémentation de la dérivée K^{ime} de la phase instantanée d’un signal, de la façon suivante :

$$\phi^{(K)}(t) = \frac{K!}{2\pi j} \oint_{\gamma} \frac{\phi(z)}{(z-t)^{K+1}} dz \tag{3.11}$$

Cette relation montre l’intérêt de se placer en Temps Complexe : la dérivée d’ordre K de la fonction de phase ϕ à l’instant t peut être implémentée comme l’intégrale complexe sur le contour d’intégration γ défini, dans le plan complexe, autour de ce point. Ce résultat issu de la théorie des fonctions complexes peut être particulièrement intéressant dans l’étude des dérivées des signaux discontinus, tels que les transitoires électriques, caractérisés généralement par des ruptures de phase. En appliquant le théorème d’intégration de Cauchy [29] et en considérant un cercle de centre t comme contour d’intégration, on obtient :

$$\phi^{(K)}(t) = \frac{K!}{2\pi\tau^K} \int_0^{2\pi} \phi(t + \tau e^{j\theta}) e^{-jK\theta} d\theta \tag{3.12}$$

Comme illustré par la figure Fig. 3.3, la version discrétisée de l’équation (3.12) se définit pour $\theta = 2\pi p/N$ et $p = 0, \dots, N - 1$, où N est l’ordre de discrétisation du cercle.

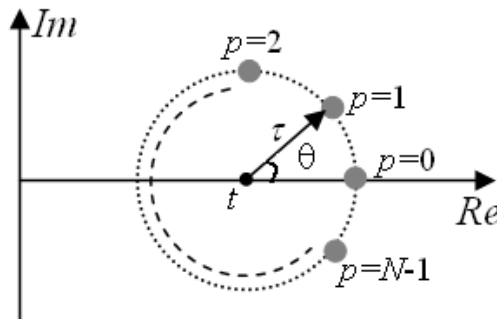


FIGURE 3.3 – Définition des coordonnées à temps complexe

A partir de ces coordonnées, l'équation (3.12) devient :

$$\phi^{(K)}(t) = \frac{K!}{N\tau^K} \sum_{p=0}^{N-1} \phi\left(t + \tau e^{j\frac{2\pi p}{N}}\right) e^{-j\frac{2\pi p K}{N}} + \varepsilon \quad (3.13)$$

où ε représente l'erreur de discrétisation.

En utilisant la propriété des racines unitaires $\omega_{N,p} = e^{j2\pi p/N}$ et le changement de variable $\tau \leftarrow \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}}$, l'expression (3.13) devient (*cf.* annexe. A) :

$$\sum_{p=0}^{N-1} \phi\left(t + \omega_{N,p} \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}}\right) \omega_{N,p}^{N-K} = \phi^{(K)}(t)\tau + Q(t, \tau) \quad (3.14)$$

où Q est la fonction d'étalement définie comme [26] :

$$Q(t, \tau) = N \sum_{r=1}^{+\infty} \phi^{(Nr+K)}(t) \frac{\tau^{\frac{Nr}{K}+1}}{(Nr+K)!} \left(\frac{K!}{N}\right)^{\frac{Nr}{K}+1} \quad (3.15)$$

Comme indiqué par les équations (3.14) et (3.15), la somme des échantillons de la fonction de phase définis dans le plan de coordonnées complexes (terme gauche de l'égalité (3.14)) est *linéaire* par rapport à τ si les dérivées de ϕ d'ordres supérieurs à $N + K$ sont nuls. De façon à exploiter cette propriété, on définit un moment dit "Moment Généralisé à Temps Complexe" (ou Generalized Complex-lag Moment - GCM) du signal s , comme l'opération menant à (3.14) :

$$\begin{aligned} GCM_N^K[s](t, \tau) &= \prod_{p=0}^{N-1} s^{\omega_{N,p}^{N-K}} \left(t + \omega_{N,p} \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}}\right) \\ &= e^{j\phi^{(K)}(t)\tau + jQ(t, \tau)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Le GCM n'est rien d'autre qu'un produit de termes correspondants au signal analysé affecté d'un exposant complexe et d'un argument de retard complexe. L'implémentation du GCM engendre l'évaluation des échantillons signaux à des instants complexes. Cette évaluation est permise au moyen du **prolongement analytique** du signal, défini comme [26] :

$$s(t + jm) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{-2\pi m f} e^{j2\pi f t} df \quad (3.17)$$

où $S(f)$ est la transformée de Fourier du signal s . En prenant la transformée de Fourier du GCM par rapport à la variable de retard τ , on définit la Distribution Généralisée à Temps Complexe (ou Generalized Complex-lag Distribution) :

$$\begin{aligned} GCD_N^K[s](t, \omega) &= \mathfrak{F}_\tau [GCM_N^K[s](t, \tau)] \\ &= \delta\left(\omega - \phi^{(K)}(t)\right) *_\omega \mathfrak{F}_\tau \left[e^{jQ(t, \tau)}\right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Ce concept de DGTC représente donc la loi instantanée parfaitement concentrée de n'importe quel ordre K de dérivée de la phase ϕ d'un signal, mais va étaler cette représentation à cause de la convolution en ω par un facteur d'étalement. Si la fonction d'étalement (t, τ) est nulle (i.e si tout terme de dérivée de phase d'ordre supérieur à $N + K$ est égal à zéro), on obtient alors une concentration optimale autour de la loi instantanée théorique que l'on veut représenter. Il est à

noter que le paramètre N de la définition, correspondant au nombre de points pris sur le contour d'intégration complexe, permet de réduire le facteur d'étalement. En effet, plus N est grand et plus on réduit les termes de dérivées de phase contenus dans Q . Par conséquent le facteur d'étalement est réduit et ceci permet d'atténuer les intraférences dues à la non-linéarité de la structure TF d'un signal fortement non stationnaire. Cette propriété est illustrée dans l'exemple de la Fig. 3.4 pour le signal test suivant :

$$s_1(t) = e^{j(3\cos(\pi t) + \cos(3\pi t) + \frac{2}{3}\cos(6\pi t) + \frac{1}{3}\cos(9\pi t))} \tag{3.19}$$

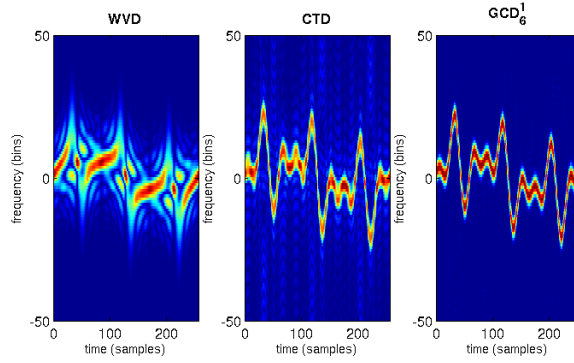


FIGURE 3.4 – Amélioration de la concentration autour de la LFI par augmentation de N

On note une meilleure concentration de l'énergie temps-fréquence dans le cas GCD_6^1 que dans le cas des autres RTF. Ceci est analytiquement prouvé par l'expression de la fonction d'étalement (3.15) et illustré par l'exemple Fig. 3.4.

L'exemple suivant (Fig. 3.5) met en avant la propriété de dérivabilité de la DGTC. Considérons un autre signal test fortement non-stationnaire défini comme suit :

$$s_2(t) = e^{j(6\cos(\pi t) + \frac{2}{3}\cos(3\pi t) + \frac{4}{3}\cos(5\pi t))} \tag{3.20}$$

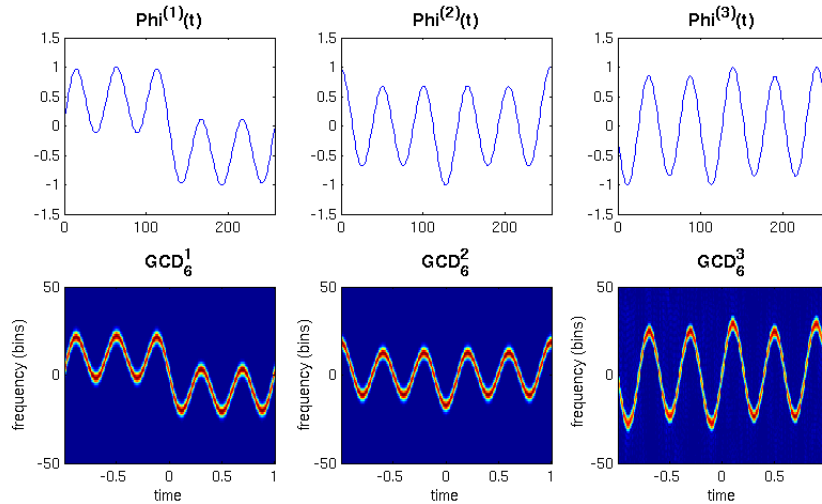


FIGURE 3.5 – Possibilité par DGTC de représenter n'importe quel ordre K de dérivée de phase

La Fig. 3.5 représente, sur le haut (première ligne) de la figure, les courbes des dérivées analytiques du premier, deuxième et troisième ordre de la Loi de Phase Instantanée(LPI) du signal.

Les distributions obtenues par DGTC d'ordre respectif, sont représentées sur le bas (deuxième ligne) de la figure. On note que les dérivées théoriques sont correctement représentées par les DGTC d'ordre correspondant, justifiant ainsi la propriété de dérivation de la distribution à retards complexes.

3.2 Méthode de détection de transitoires par DGTC

La méthode DGTC, dont la théorie a été présentée précédemment, constitue un outil d'analyse capable de représenter, de façon optimale, et en utilisant directement les échantillons signaux, les lois instantanées de phase et les dérivées de phase d'un signal sans réellement prendre en compte son amplitude. On déduit donc de cet outil une méthodologie de détection de transitoires basée sur l'analyse de phase du signal et permettant de détecter, en même temps, une ou plusieurs transitions par la discontinuité de phase (sauts de phase) qu'elles engendrent et par conséquent indépendamment de l'amplitude de ces transitions.

Cette méthodologie est appliquée ici sur le même signal type de réflectométrie présenté sur la figure. 2.3, dont on analyse cette fois la loi de phase théorique (Fig. 3.6).

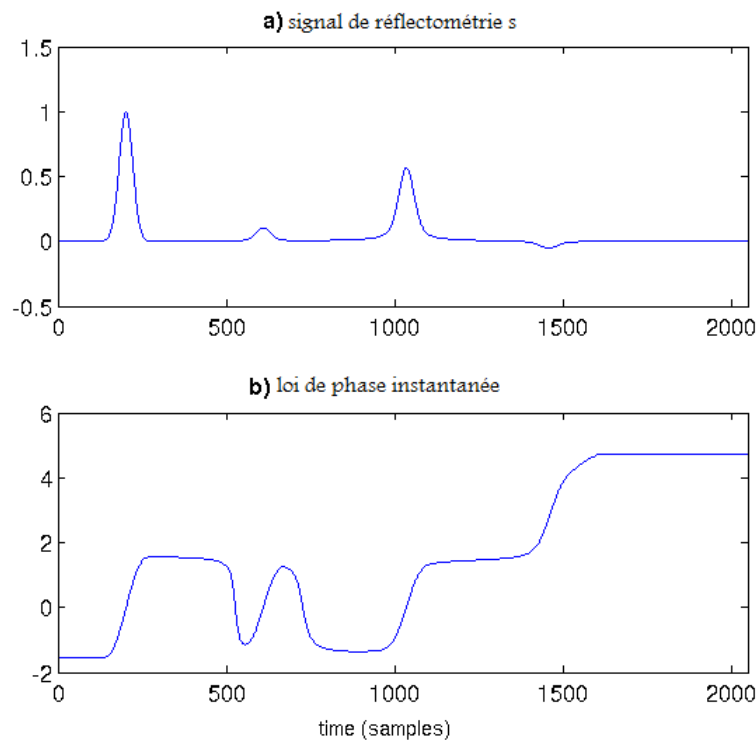


FIGURE 3.6 – Représentation de la phase instantanée d'un signal de réflectométrie ; chaque pulse du s se manifeste par une rupture de phase conséquente

Ce signal est composé de 4 transitoires dont 2 sont de très faibles amplitudes par rapport aux autres et qui peuvent facilement être perdus en détection par les méthodes classiques (spectrogramme, SOS, ondelettes) du fait de leur faible amplitude. Cela est bien mis en évidence sur les figures relatives aux méthodes 2.7 et 2.12 où, pour les 2 transitoires les plus faibles, les signatures de détection par valeur énergétique du spectrogramme et valeurs de SOS sont quasi-invisibles et

non significatives pour une détection correcte.

L'analyse de la phase montre alors son intérêt dans la mesure où les ruptures de phase engendrées par les 4 transitoires sont de même importance. On utilise ici le signal analytique associé au signal réel s , c'est-à-dire le signal complexe créé en ajoutant à s une partie imaginaire correspondant à la quadrature de s . Travailler avec le signal analytique, et donc complexe pouvant s'écrire sous la forme $A.e^{j\phi(t)}$, rend plus cohérente une analyse de phase du signal.

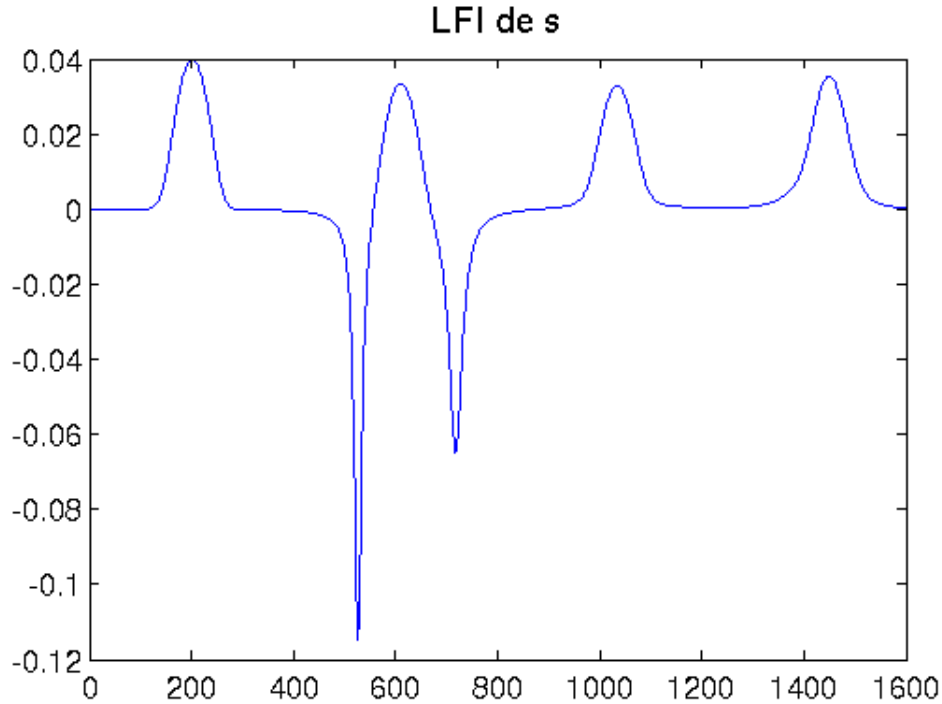
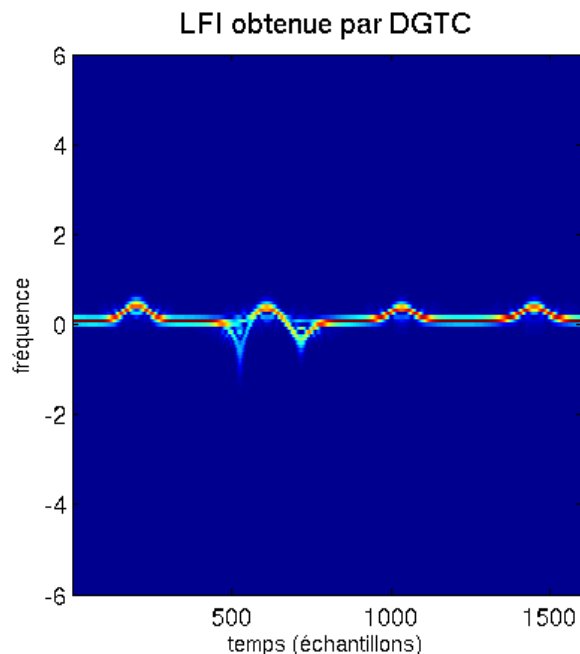


FIGURE 3.7 – La LFI du signal : les 4 transitoires sont mis en évidence avec la même importance via des signatures impulsionnelles (dérivation des discontinuités de phase) de la LFI

Fig. 3.7 représente la LFI théorique de s obtenue par dérivation de la LPI théorique. Comme illustré Fig. 3.8, la DGTC calcule, uniquement à partir des échantillons du signal, une représentation de la LFI du signal. Cette représentation est très bien concentrée autour de la loi théorique que l'on veut analyser.

La courbe de détection finale $DC_{DGTC}(t)$ utilisée dans cette méthodologie est issue de la courbe des positions en fréquence de la valeur maximale de chaque colonne de la distribution obtenue. La distribution étant très bien concentrée autour de la loi théorique (figure 3.8), elle permet de faire ressortir une courbe *argmax* très proche de cette loi. Le module de la courbe *argmax* définit la courbe de détection comme représentée Fig. 3.9(c). Sur cette courbe (3.21), tous les transitoires sont bien détectés avec la même importance via des signatures impulsionnelles résultant de la dérivation des discontinuités de phase. Cette courbe de détection est normalisée pour l'analyse en performance par courbe COR.

$$DC_{DGTC}(t) = | \text{Argmax}_f |DGTC(t, f)| | \quad (3.21)$$

FIGURE 3.8 – DGTC représentant la LFI du signal s

Contrairement aux analyses par ondelettes adaptées, SOS et spectrogramme, l'analyse de phase est sensible au bruit. Les méthodes par ondelettes et spectrogramme ne peuvent détecter que les deux impulsions principales, donnant par conséquent des probabilités de détection qui ne dépassent pas les 50% mais un taux de fausse alarme toujours quasi-nul, même pour des RSB très bas. A l'opposé, la méthode par analyse de phase permet de détecter, sur la même réalisation du signal, tous les transitoires contenus dans le signal en dépit de leurs disparités. Par contre, comme les Fig. 3.10 et 3.11 le montrent, lorsque le RSB diminue, la sensibilité au bruit de l'analyse de phase implique un taux croissant de fausses alarmes. Cependant, en termes de performance de détection illustrée par les courbes COR Fig. 3.12, cette méthode permet d'atteindre, jusqu'à des seuils très élevés, des probabilités de détection qui restent égales à 1 pour des taux de fausses alarmes relativement faibles.

3.2.1 Bilan comparatif

Les trois méthodologies de détection ont été présentées avec les résultats de courbe de détection temporelle que chacune de ces méthodes permet d'obtenir. Il est alors nécessaire de faire une analyse et une comparaison des performances des différentes méthodologies. Cette analyse est réalisée à l'aide de courbe COR (Caractéristique Opérationnelle du Récepteur) représentant la Probabilité de détection (P_d) en fonction de la Probabilité de fausse alarme (P_{fa}) pour un RSB donné.

La performance que l'on souhaite analyser n'est pas celle de détecter les transitoires considérés comme indépendants les uns des autres mais la possibilité de détecter, de manière efficace, tous les transitoires du signal en même temps. Ce contexte est spécifique aux transitoires DP qui sont reliés physiquement. A titre d'exemple, le signal de réflectométrie étudié est composé de 4 transitoires qui dépendent physiquement l'un de l'autre. Le pulse d'entrée donne, après propa-

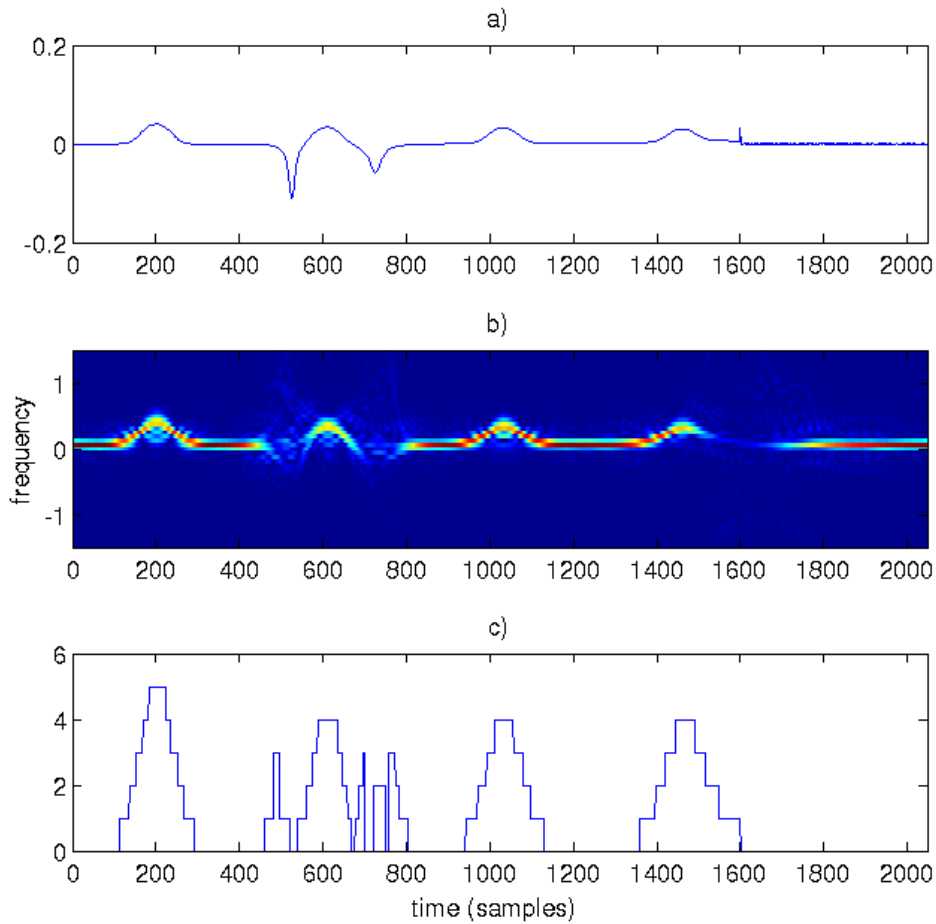


FIGURE 3.9 – (a) LFI théorique de s ; (b) LFI obtenue par DGTC pour $RSB=30db$; (c) courbe de détection associée

gation et réflexions, les autres pulses affectés de retards, atténuations et déphasages. On souhaite donc détecter et localiser efficacement tous les transitoires issus de l'étude de réflectométrie et générés par le même phénomène physique qui est l'émission du pulse en entrée du réseau de câbles. Un tel cas peut correspondre à une décharge partielle ayant lieu en un point de câble d'un réseau et donnant lieu à un tel signal type en une extrémité du réseau de câbles contrôlés.

Les méthodologies basées sur les SOS, ondelettes et spectrogramme sont déjà bien adaptées et donnent de très bonnes performances pour la détection de transitoires seuls dans un bruit ou de plusieurs transitoires ne présentant pas de fortes disparités. La valeur ajoutée de l'étude présentée est de montrer les limitations en performances de ces méthodes classiques dans le cas du signal type de réflectométrie où plusieurs transitoires sont présents, bruités et avec de fortes disparités (déphasage et forte différence d'amplitude). Dans un tel cas, l'approche par analyse de phase montre son efficacité.

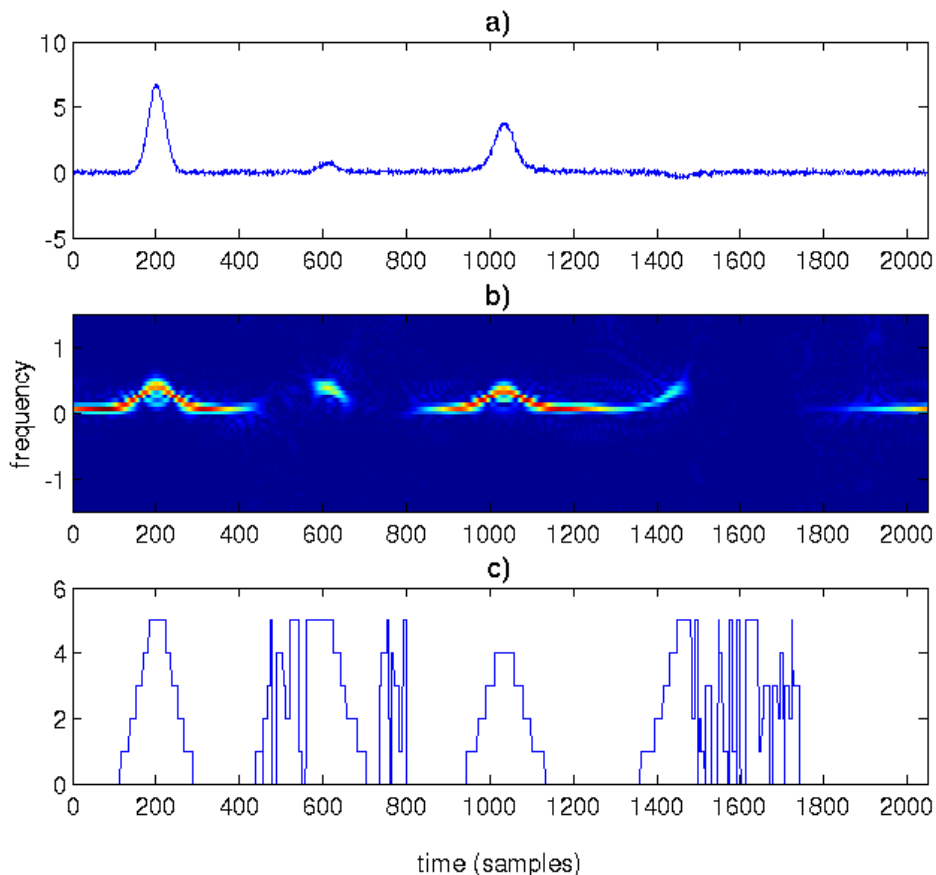


FIGURE 3.10 – (a) Signal s bruité à $RSB=20\text{db}$; (b) LFI obtenue par DGTC; (c) courbe de détection associée

3.3 Conclusion

Ce chapitre présente trois méthodologies de détection de transitoires électriques type décharges partielles dans un cas où le signal à analyser est composé de plusieurs transitoires issus d'un même phénomène physique mais présentant de fortes disparités, comme des différences d'amplitude ou des déphasages, les uns comparés aux autres.

Dans un tel contexte, une méthodologie de détection par analyse de phase, grâce à un outil de Distribution Généralisée à Temps Complexe, montre ses avantages du fait que les signatures des transitoires du point de vue phase restent toutes plus significatives que celles obtenues par considération de critères énergétiques ou statistiques du signal.

Afin de comparer objectivement les différentes méthodes de détection, un protocole d'évaluation de performances a été proposé. Des courbes COR déterminées à l'aide de ce protocole permettent d'illustrer et de comparer les performances des différentes méthodes. Il en ressort que pour le contexte d'étude présenté, une méthodologie par analyse de phase est plus appropriée pour des RSBs raisonnables. Pour des cas où le RSB est faible, plusieurs pistes sont envisageables.

La première, mentionnée précédemment, consiste à utiliser la version robuste de la DGTC obtenues pour des ensembles de retards complexes différents. Ce travail en perspective permettrait d'aboutir à une solution de détection ainsi que de caractérisation plus robuste et adaptée aux

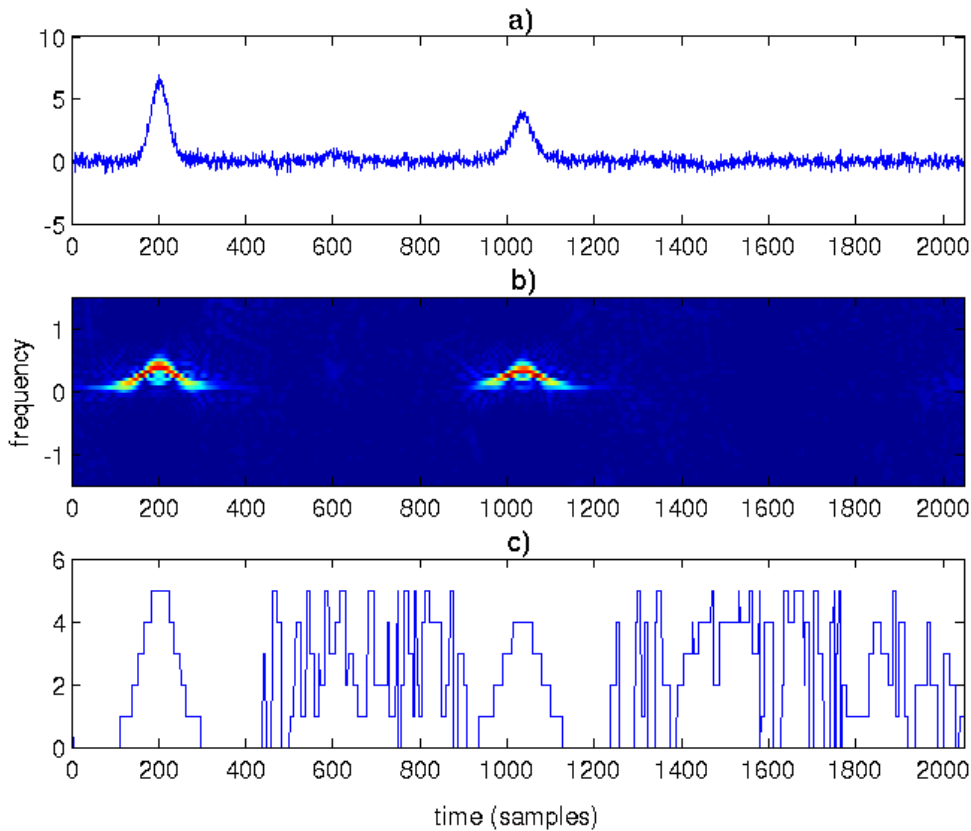


FIGURE 3.11 – (a) Signal s bruité à RSB=10db; (b) LFI obtenue par DGTC; (c) courbe de détection associée

contextes de travail bruités. L'avantage d'une telle méthode est, mis à part l'amélioration des performances en terme de RSB, la réalisation d'une approche unique pour la détection et la caractérisation des DP.

Une autre piste pour l'amélioration de la robustesse de la DGTC est la mise en place, en préalable, d'une méthode de soustraction de bruit. L'utilisation des statistiques robustes pour le calcul de la courbe de détection à partir de la DGTC est une autre solution qui peut être envisagée dans des travaux futurs. Le choix de la méthode la plus adéquate s'effectuera sur des signaux réels ce qui garantira la validation opérationnelle de la méthode.

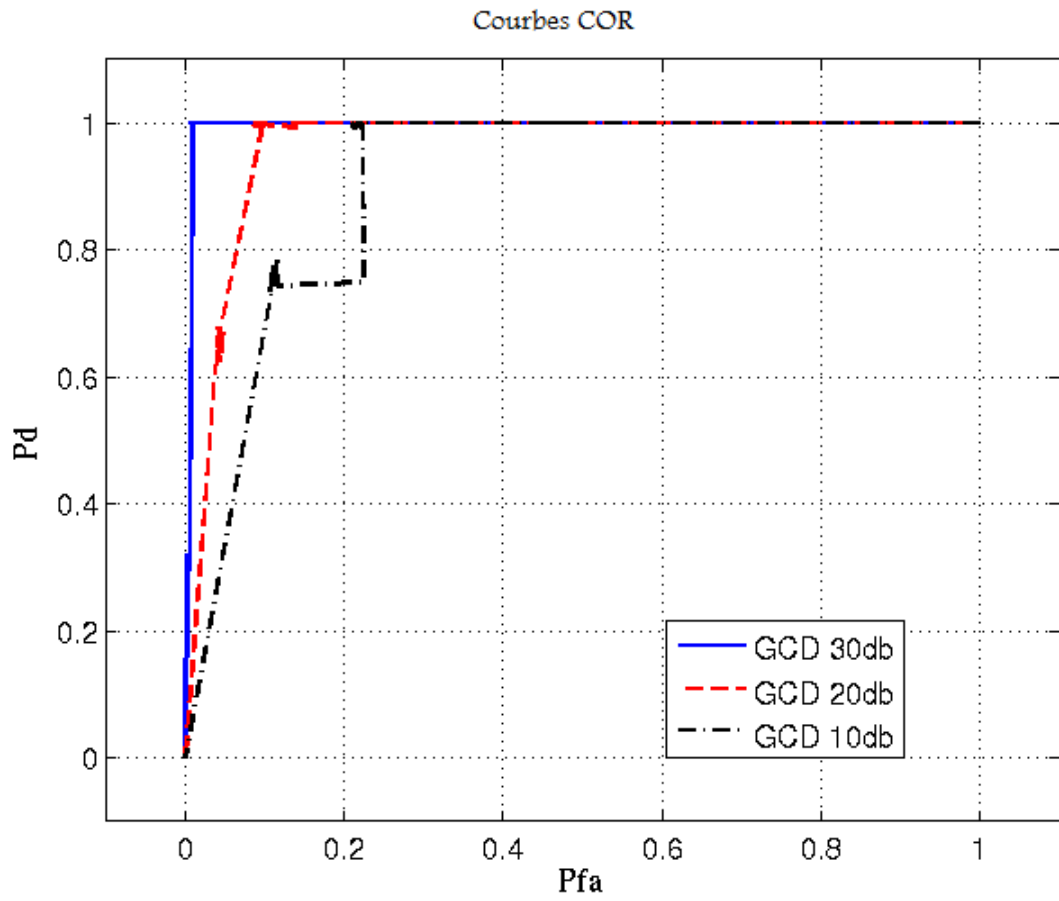


FIGURE 3.12 – Courbes COR de la détection par DGTC pour des RSB décroissants

Chapitre 4

Localisation des sources de signaux transitoires dans les câbles

Sommaire

4.1	Introduction	56
4.2	Etat de l'art sur la localisation	56
4.2.1	Problème off-Line et on-Line	56
4.2.2	Méthodologie de localisation multi-capteurs avec synchronisation nécessaire	58
4.3	Modélisation physique de la propagation	62
4.3.1	Introduction	62
4.3.2	Modélisation des signaux de DP	62
4.3.2.1	Modèle de pulse Dirac	62
4.3.2.2	Modèle de pulse symétrique - Gaussienne	63
4.3.2.3	Modèle de pulse assymétrique - Somme de Gaussiennes	63
4.3.3	Modélisation électrique des câbles	64
4.3.4	Propagation d'un signal de DP dans un câble coaxial	65
4.3.4.1	Mise en évidence de l'effet intégrateur	65
4.3.4.2	Analyse de la fonction de transfert de la propagation dans un câble coaxial	65
4.3.4.3	Analyse et Approximation de l'atténuation et du déphasage	67
4.3.5	Validation du modèle de propagation	69
4.3.5.1	Cas de grandes longueurs de câbles	70
4.3.6	Utilisation des expressions analytiques du modèle pour estimer analytiquement l'élargissement du pulse propagé	71
4.3.7	Conclusion	72
4.4	Nouvelle méthode de localisation basée sur la physique de propagation	74
4.4.1	Intérêt de la méthodologie	74
4.4.2	Application de la méthodologie en expérimentation réelle	85

4.1 Introduction

Dans le travail d'analyse de signaux de décharges partielles générées dans les câbles de transport et distribution, l'étape de détection des signaux de DP est suivie de l'étape de localisation. Cette localisation doit être la plus précise possible afin d'éviter des erreurs de plusieurs mètres et des interventions de maintenance mal localisées et donc inutiles.

On dispose actuellement de plusieurs méthodes de détection des DP, présentée dans les chapitres 2 et 3, chacune d'elles ayant des avantages et des inconvénients.

Nous avons effectué dans ce quatrième chapitre, une étude fine de la modélisation de la propagation des DP dans les câbles, afin de comprendre et de modéliser analytiquement les phénomènes physiques engendrés par la propagation.

Actuellement, vu la complexité des signaux issus de la propagation de DP se produisant dans les câbles (plusieurs sources de pulses, nombreuses réflexions aux points de jonction ou de fin de câbles, etc.), il est nécessaire d'utiliser au moins deux capteurs pour assurer une localisation correcte. A partir de cela, l'outil le plus simple de localisation est une corrélation entre les signaux issus de chacun des capteurs. Cette corrélation permet de mesurer le retard de propagation de la DP entre les deux extrémités et ainsi déduire la position d'occurrence de la DP. Cependant, cette méthode n'est pas réellement ni pratiquement applicable car le problème de synchronisation se pose. Deux capteurs distincts placés aux extrémités d'un réseau de câbles de plusieurs kilomètres n'ont pas la même origine temporelle d'acquisition. De plus l'origine temporelle de chaque capteur ne correspond bien sûr pas à l'instant d'occurrence de la DP, qui est un instant inconnu. Par conséquent, la corrélation ne disposera pas d'une origine temporelle connue pour estimer le retard de propagation. Une valeur de retard faussée, même de quelques échantillons, donnera des erreurs de position de plusieurs mètres (pour un échantillonnage à 100 MHz , 1 échantillon équivaut à 10 ns en erreur ce qui correspond à une erreur de position de 1.6 m environ. Ajouté à cela, les signaux issus des deux capteurs ont subi des propagations différentes et peuvent ne pas présenter assez de similitudes physiques pour une corrélation fiable.

Il existe alors aujourd'hui divers techniques de synchronisation de capteurs pour s'affranchir de tous ces problèmes (synchronisation par GPS, par signal radio et par courant porteur [44, 45]). Cette synchronisation s'avère nécessaire pour garantir une analyse plus juste en localisation de sources. Cependant, elle reste coûteuse et complexe à mettre en place.

Dans ce chapitre, les phénomènes physiques engendrés par la propagation du signal dans un câble coaxial sont rappelés. Une méthodologie de localisation multi capteurs et tenant compte de la physique de propagation dans les câbles est présentée. Cette méthode s'affranchit de toute connaissance d'origine temporelle des capteurs et ne nécessite pas de synchronisation.

4.2 Etat de l'art sur la localisation

4.2.1 Problème off-Line et on-Line

On distingue deux cas principaux concernant la mesure de signaux de décharges partielles. Toute analyse est évidemment précédée de la mesure de ce qu'on veut traiter et analyser. Il existe alors la mesure off line et la mesure on line. Pour la détection de DP, le principe reste le même pour les deux types de mesures. On cherche à **détecter** toute impulsion DP dans un signal brut et généralement bruité sans importance d'interprétation des réflexions.

Pour la Localisation, le principe change si la mesure est on-line ou off-line. En off-line le tronçon est isolé et en dehors du réseau électrique en fonctionnement. On dispose de fortes variations d'impédance aux extrémités. Par conséquent une DP détectée est accompagnée de ses réflexions en fin de câble. Le principe de localisation classique mono-capteur d'extrémité, présenté Fig. 4.1, utilisant la série de pulses est applicable.

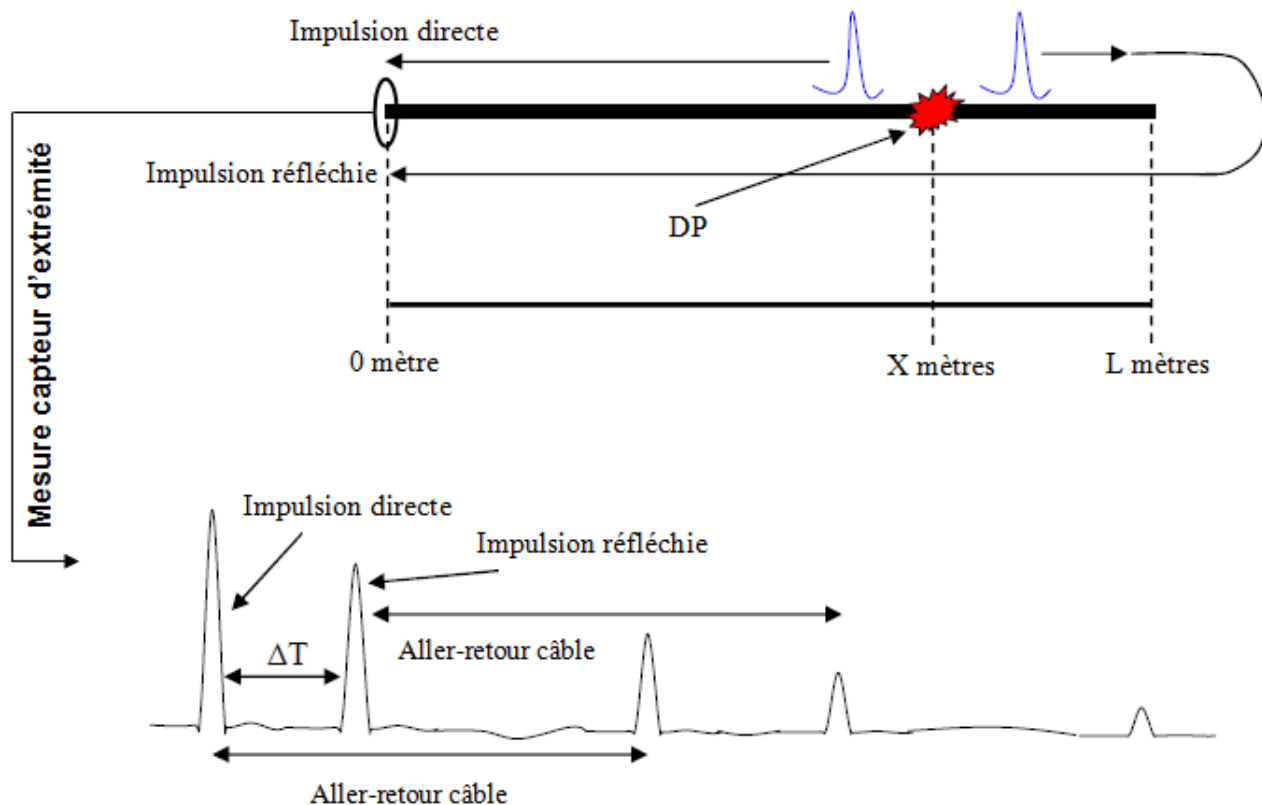


FIGURE 4.1 – Principe de localisation de source DP en configuration mono-capteur d'extrémité.

Avec une vitesse de propagation v dans le câble, on en déduit la position X de la DP comme suit :

$$\Delta T = \frac{2(L - X)}{v} \implies X = L - \frac{\Delta T \cdot v}{2} \quad (4.1)$$

En on-line le tronçon étudié n'est pas isolé mais inséré dans le réseau électrique en fonctionnement et relié à d'autres câbles en amont comme en aval. Par conséquent le signal mesuré est beaucoup plus perturbé et les réflexions en fin de câble ne sont généralement pas visibles (car très faibles ou inexistantes) du fait de l'adaptation d'impédance et du bruit dans le circuit. On détecte alors une DP seule sans réflexion et une localisation mono-capteur est impossible du fait de l'absence d'écart temporel interprétable (équation 4.1) entre impulsions directe et réfléchie. On nécessite alors une méthodologie multi capteurs avec classiquement une synchronisation entre capteurs d'extrémités. La localisation est alors possible par mesure de l'écart temporel entre les

acquisitions à chaque extrémité.

4.2.2 Méthodologie de localisation multi-capteurs avec synchronisation nécessaire

Contrairement au cas off-line où le câble testé est hors fonctionnement réseau et peut être placé dans un environnement contrôlé, en on-line le câble est en service et ceci implique des mesures faites sur le terrain beaucoup plus complexes à mettre en oeuvre et également plus difficiles à traiter et à interpréter.

Cependant, la nécessité de diagnostiquer en DP les câbles haute ou moyenne tension, en on-line, est de plus en plus reconnue. En effet, un contrôle on-line reflète forcément plus la réalité d'usage du câble et de son activité en DP en réel fonctionnement dans le circuit électrique. Le challenge est donc de pouvoir mettre en place des protocoles techniques de mesures on-line d'activité en DP des câbles, tout ceci dans le but d'assurer un contrôle du réseau restant en service. Un tel contrôle est, comme expliqué précédemment, plus complexe à réaliser mais permet un diagnostic in situ beaucoup plus poussé et fiable en terme de continuité et d'analyse de variations et tendances de l'activité en DP du réseau.

En termes de complexité, la difficulté principale réside dans la mise en oeuvre de la mesure et la qualité de cette mesure. En effet, une mesure off-line se fait sur un câble qui n'est pas dans le réseau, qui a ses extrémités accessibles pour positionner les capteurs librement et qu'on met en tension de manière contrôlée pour que les DP se manifestent. Pour une mesure on-line, il faut pouvoir accéder aux postes sources où se trouvent les départs de liaisons avec des configurations pas toujours simples d'accès et des câbles sous tension faisant qu'on place généralement les capteurs sur la tresse de mise à la terre. La mesure on-line est très perturbée, affectée de bruit provenant du réseau en fonctionnement et susceptible de mesurer nombre de signaux parasites.

Synchronisation par injection d'un courant porteur

En situation on-line, en plus de l'absence de réflexions des DP, des transitoires provenant d'équipements voisins arrivent aussi aux capteurs. Pour pouvoir discriminer les décharges partielles, provenant du câble sous test, des autres impulsions et pour pouvoir localiser leur source, il est nécessaire de positionner des capteurs des deux côtés du circuit. Ceci implique que les capteurs installés à chaque extrémité nécessitent un protocole les mettant en synchronisation temporelle l'un avec l'autre.

Une solution de synchronisation possible et proposée dans [45] repose sur l'astuce matérielle d'un capteur inductif qui placé autour du câble, ne sert pas uniquement à mesurer les DP mais permet également l'injection d'impulsions dans le câble. Cette injection d'impulsion par le capteur placé à l'extrémité référencée comme celle de départ, représente alors l'instant précis de début de mesure (i.e, le top d'acquisition capteur) des DP par ce capteur. Le deuxième capteur placé à l'autre extrémité du câble commencera son acquisition immédiatement après avoir reçu l'impulsion injectée à l'extrémité de départ. Ce retard d'acquisition correspond exactement au temps de propagation sur la longueur L du câble. Ce temps étant connu et valant $T_0 = L/v$, la synchronisation temporelle précise entre les deux unités d'acquisition est rendue possible.

Ce protocole permet alors d'enregistrer des données synchronisées en temps. En aval, le traitement du signal intervient par corrélation avec des banques de filtres adaptés pour assurer

la détection et estimer si les mesures sont porteuses de DP. La mise en correspondance des mesures, synchronisées en temps, à chaque extrémité mène à la confirmation de présence de DP et la détermination de la position de leur origine dans le câble.

Un tel système de mesure pour diagnostic on-line de câbles, en détection et localisation de décharges partielles, est celui proposé dans [45], mis en place par la société KEMA et présenté Fig. 4.2.

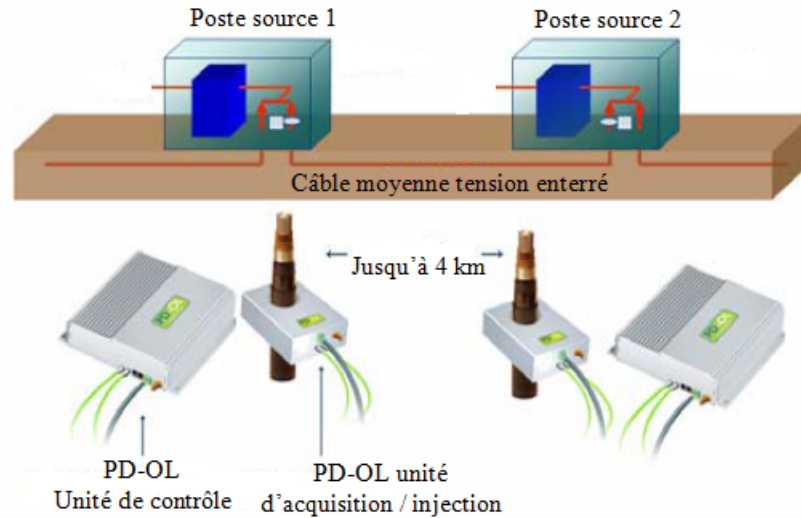


FIGURE 4.2 – Installation d'un système de mesure on-line à synchronisation par courant porteur, cf. PD-OL de KEMA.

Synchronisation par GPS ou modems radio

La corrélation intervenant en post-traitement des mesures on-line, nécessite la synchronisation parfaite des deux points de mesure (extrémités du câble surveillé) distants de plusieurs centaines de mètres. Une façon de réaliser cette synchronisation est d'utiliser des récepteurs GPS qui sont des systèmes sensibles à la qualité de la réception du signal satellite.

Une autre façon existante de réaliser cette synchronisation est d'utiliser des récepteurs radio. Ce protocole est certes moins coûteux que le protocole GPS mais de moins bonne qualité en termes de fiabilité et de précision temporelle.

Principe de localisation

Une fois que le retard temporel τ entre les deux acquisitions synchronisées d'extrémités du câble, est bien estimé, v étant toujours le paramètre de vitesse de propagation, il est facile d'en déduire la position X de la source DP suivant le principe illustré figure 4.3 et par le calcul suivant :

$$X = \frac{L}{2} + v \cdot \frac{|\tau|}{2} \quad \text{si } \tau < 0 \quad (4.2)$$

$$X = \frac{L}{2} - v \cdot \frac{|\tau|}{2} \quad \text{si } \tau > 0 \quad (4.3)$$

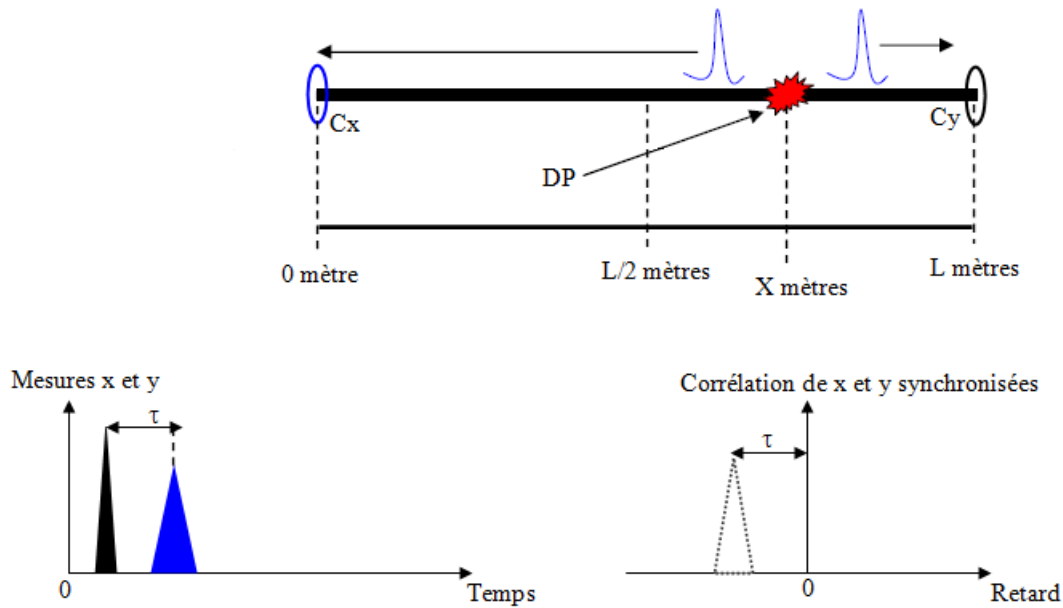


FIGURE 4.3 – Principe de localisation de source DP en configuration multi-capteurs, un capteur à chaque extrémité.

Cependant la détermination théorique précise du paramètre de vitesse de propagation v dans le câble est dans la pratique impossible vu l'hétérogénéité et la connaissance imparfaite du réseau de câbles. Cette imprécision fait qu'une certaine incertitude persiste toujours sur la position exacte de la source DP même pour un retard de propagation bien mesuré grâce à la synchronisation des capteurs. Cette incertitude est jugée acceptable pour le diagnostic et les interventions qui en découlent mais elle reste l'objet de travaux d'amélioration.

Localisation par technique multi-capteurs avec appareillage Transpondeur

Comme évoqué précédemment, la méthode de localisation mono-capteur d'extrémité (Fig. 4.1) est appropriée au contexte d'environnement idéal (généralement off-line). Elle n'est plus applicable dans un contexte on-line où les mesures de DP ne révèlent pas les réflexions d'impulsions aux extrémités car inexistantes, très faibles ou fortement atténuées.

Une solution proposée dans [44], et mise en place par la société IPEC, est d'avoir recours à un transpondeur portable. Le transpondeur est un appareil automatique capable de transmettre un message prédéterminé en réponse à un signal reçu prédéterminé. Cet appareil est alors utilisé de manière appropriée pour répondre au problème de localisation de DP dans les câbles en contexte on-line. Pour cela, l'appareillage se compose d'une Unité de Déclenchement (UD) sur décharge et d'un Générateur d'Impulsion (GI).

Le principe de l'opération est que si une impulsion est reçue par le capteur inductif connecté à l'Unité de Déclenchement et que le niveau d'amplitude de cette impulsion dépasse "le niveau de déclenchement" (qui est réglable) du transpondeur, alors l'UD envoie un signal de commande au Générateur d'Impulsion qui émet sur le coup une forte impulsion de 100 V au tore HFCT d'injection qui permet lui même la transmission de cette forte impulsion en retour à travers le câble.

Une telle procédure ramène la démarche mono-capteur à une démarche de localisation multi-capteurs. Elle est décrite par la figure 4.4. On note sur la description Fig. 4.4 que les tores, en acquisition et en injection, sont placés sur les tresses de mise à la terre qui doivent alors être accessibles aux deux extrémités du câble.

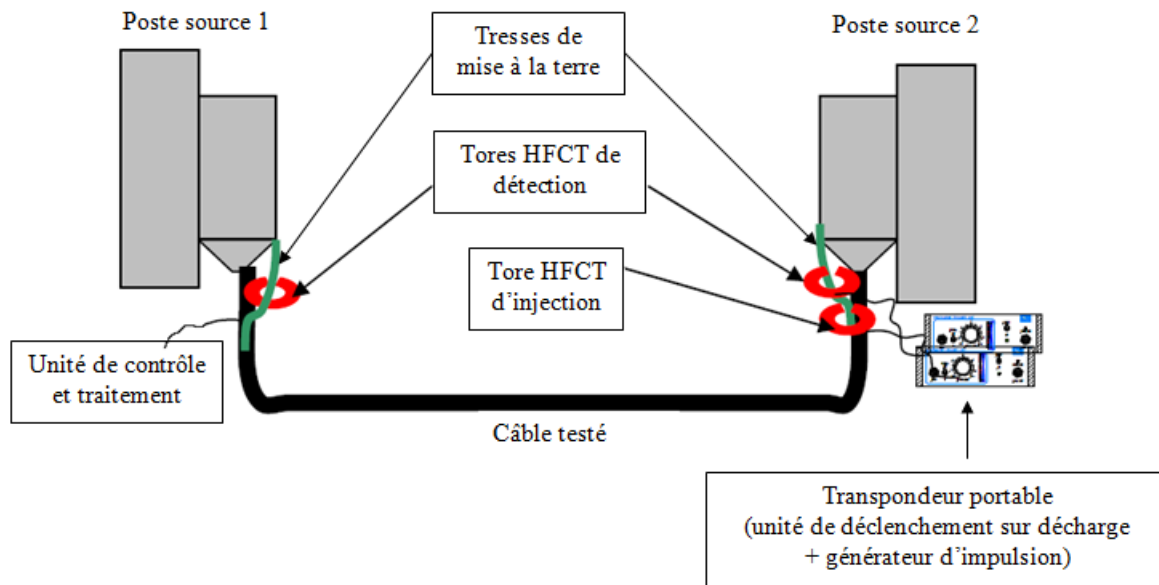


FIGURE 4.4 – Protocole de localisation de DP multi-capteurs avec utilisation d'un Transpondeur.

Le rôle principal du transpondeur dans ce protocole est de relancer la taille de l'impulsion DP réfléchie, de sorte qu'elle puisse être clairement visible pour permettre une estimation de l'écart ΔT , comme illustré Fig. 4.5.

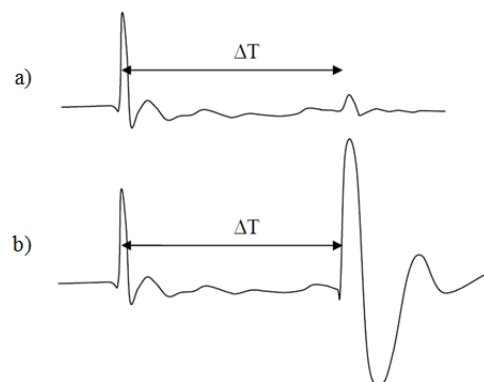


FIGURE 4.5 – Impulsions DP mesurées par le tore de détection avec (b) et sans (a) utilisation du transpondeur.

Cette démarche n'utilise pas de synchronisation mais se base en fait sur la compensation, par le transpondeur, d'absence de réflexion de la DP propre au contexte on-line, permettant ainsi

de se ramener à une mesure traitable en localisation par la méthode mono-capteur (Fig. 4.1). Cette technique permet la localisation des DPs en rendant de nouveau possible l'interprétation de l'écart temporel ΔT (équation 4.1) entre les impulsions directe et réfléchie issues de la décharge partielle.

Toutes ces méthodes apparaissent clairement comme lourdes à mettre en place et également coûteuses du point de vue matériel. De plus, leur efficacité en localisation reste malgré tout imparfaite du fait de l'hétérogénéité du réseau de câbles et de la non précision du paramètre de vitesse de propagation. C'est pour cela que nous proposons une méthodologie de localisation basée sur une interprétation appropriée des phénomènes physiques engendrés par la propagation sur le signal. Cette méthodologie reste multi-capteurs mais nécessite juste une acquisition à chaque extrémité sans technique lourde et coûteuse de synchronisation.

4.3 Modélisation physique de la propagation

4.3.1 Introduction

Dans un objectif final de Détection - Localisation - Caractérisation des signaux transitoires générés par des décharges partielles, il est primordial de comprendre au mieux quel est le signal original issu du phénomène physique de DP ainsi que sa propagation subie dans le câble. Une telle approche permettra d'avoir un a priori plus clair que possible sur le signal mesuré et par la suite analysé.

Différent travaux de recherches ont porté leur intérêt sur la modélisation des DPs [46, 47, 49, 50]. Les principaux modèles qui ressortent de cette littérature sont exposés dans cette section. Afin d'analyser le phénomène de DP et de sa propagation dans un câble sous un angle Traitement du Signal, le signal de DP et sa propagation sont étudiés non seulement d'un point de vue physique mais également avec la prise en compte de l'information fréquentielle utile suivant le modèle de DP et avec la considération de la propagation en terme de fonction de transfert.

Le signal de DP propagé dans le câble et mesuré par le capteur, est analysé en terme d'amplitude et de phase afin de mettre en évidence divers phénomènes provoqués par la propagation et pouvant être sources d'informations pour une étude en localisation et caractérisation.

4.3.2 Modélisation des signaux de DP

De la littérature, ressort bien le fait que la DP mesurée est une impulsion de courant qui est généralement modélisée sous trois formes.

4.3.2.1 Modèle de pulse Dirac

La durée d'une DP étant de l'ordre de la nanoseconde, celle-ci peut être simplement considérée comme une impulsion de Dirac [50]. Le signal mesuré à l'issue de la propagation est la réponse impulsionnelle du câble. Du point de vue traitement du signal, un dirac en entrée a un spectre constant égal à 1 sur toute la bande fréquentielle. Tout le domaine fréquentiel de la fonction de transfert de propagation dans le câble est donc conservé sans atténuation.

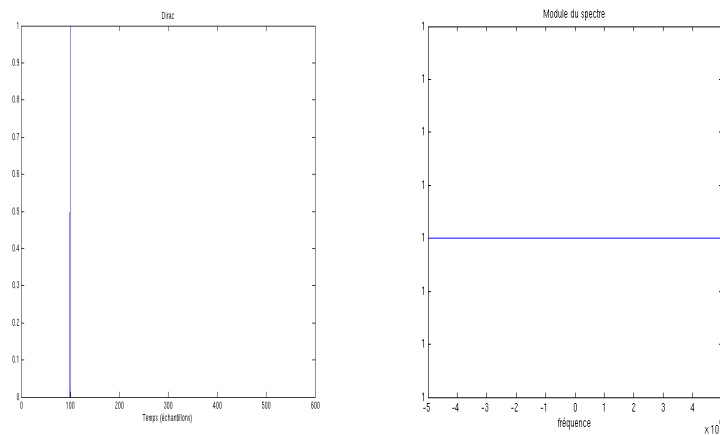


FIGURE 4.6 – Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par un Dirac.

4.3.2.2 Modèle de pulse symétrique - Gaussienne

Certains [46] modélisent la DP comme une simple gaussienne, de largeur suffisamment faible pour respecter un temps de montée très rapide et la nature transitoire du signal. Une telle forme d'onde présente un spectre gaussien qui viendra pondérer la fonction de transfert du câble.

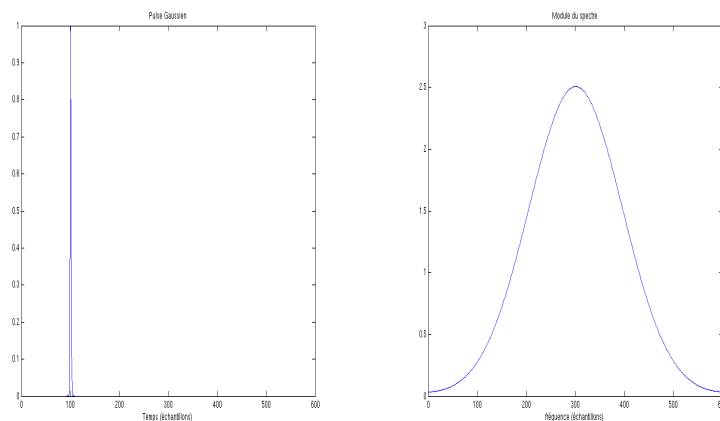


FIGURE 4.7 – Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par une Gaussienne.

4.3.2.3 Modèle de pulse assymétrique - Somme de Gaussiennes

Une autre solution proposée pour modéliser la DP [46] est d'utiliser une somme de gaussiennes. La somme de gaussiennes donne une forme d'onde plus étendue temporellement que la gaussienne et correspond alors à un modèle qui va considérer la DP, toujours comme un transitoire, mais moins bref et moins impulsif que les modèles Dirac et Gaussien. Etant plus large en temps, son spectre présente une allure se rapprochant d'une gaussienne mais avec un lobe plus étroit.

Ici sont présentées trois façons de modéliser de manière réaliste un signal de DP généré dans

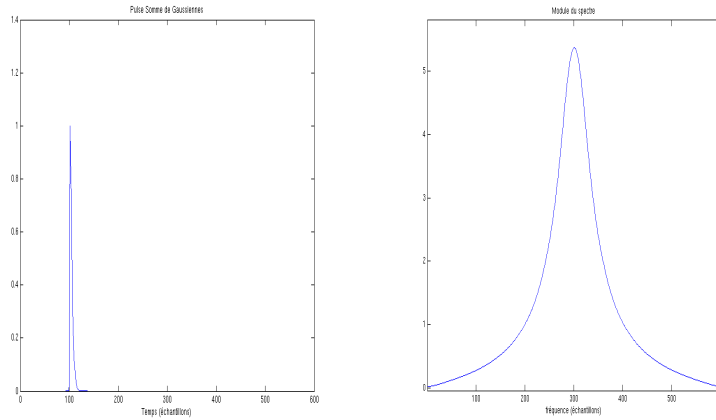


FIGURE 4.8 – Décharge partielle, au niveau de la source, modélisée par un pulse assymétrique.

un câble. Le signal généré subit ensuite une propagation dans le câble coaxial. Cette propagation se caractérise, dans le domaine des fréquences, par la fonction de transfert du câble.

Par la suite, cette fonction de transfert est exprimée analytiquement et analysée en terme de module et de phase afin de pouvoir étudier et comprendre précisément son influence sur le signal d'entrée. Les conséquences de la propagation (fonction de transfert) sur la DP générée en un point du câble (signal d'entrée) seront visibles sur le signal issu de la propagation et qui correspondra au signal mesuré. Il est également intéressant d'observer les différences obtenues selon le modèle de DP généré.

4.3.3 Modélisation électrique des câbles

Un câble coaxial peut être modélisé par le schéma électrique équivalent représenté Fig. 4.9.

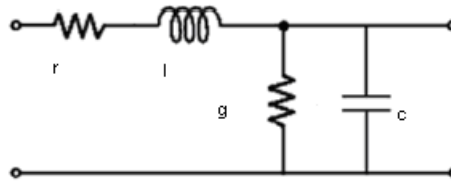


FIGURE 4.9 – Schéma électrique équivalent d'un câble coaxial.

Les expressions des paramètres (r , l , c , g) pour un câble de diamètres extérieur et intérieur D et d , de conductivité σ et de permittivité relative ϵ_r , sont les suivantes :

$$r = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega}{2\pi^2 \sigma}} \cdot \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) = r_0 \cdot \sqrt{\omega} \quad (4.4)$$

$$l = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d} \quad (4.5)$$

$$c = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{D}{d}} \quad (4.6)$$

$$g = c.\omega.\tan \delta \quad (4.7)$$

ϵ_0 étant la permittivité du vide, μ_0 la perméabilité du vide et $\tan \delta$ l'angle de perte du matériau diélectrique présent dans le câble coaxial.

4.3.4 Propagation d'un signal de DP dans un câble coaxial

A l'issue de sa propagation dans une certaine longueur de câble, l'impulsion générée par la DP est largement modifiée. Ces modifications dépendent de plusieurs facteurs qui sont les caractéristiques du câble (r, l, c, g) et également la longueur L de câble sur laquelle l'impulsion va se propager [50, 51]. Il est intéressant d'analyser analytiquement d'où viennent ces effets et de comprendre comment ils se manifestent, ce qui permettra de caractériser le signal mesuré.

Trois principaux phénomènes issus de la propagation ressortent sur les signaux mesurés. Il s'agit d'abord de l'effet intégrateur de la propagation sur le signal, du fait que le câble est un filtre passe-bas. Le deuxième phénomène est l'atténuation en amplitude de l'impulsion propagée. Le troisième phénomène est celui de dispersion du signal du fait que toutes les fréquences contenues dans le signal ne se propagent pas à la même vitesse.

4.3.4.1 Mise en évidence de l'effet intégrateur

La fonction de transfert d'un câble est généralement un filtre passe-bas. Le pulse qui se propage subit alors une atténuation de ses hautes fréquences et la forme d'onde du pulse subit une distorsion [46]. Les figures 4.10(a) et 4.10(b) montrent le résultat de la simulation d'un pulse injecté à l'entrée d'un câble et mesuré après sa propagation et plusieurs réflexions à l'autre extrémité du câble.

On note que plus le pulse se propage et fait des aller-retour dans le câble, plus il s'atténue et se distord en amplitude, ce qui se manifeste avec un élargissement temporelle du signal et un temps de montée de l'impulsion de plus en plus important.

4.3.4.2 Analyse de la fonction de transfert de la propagation dans un câble coaxial

C'est une fonction de transfert complexe dont le module et la phase peuvent être analysés analytiquement. Les équations obtenues permettent d'étudier le phénomène d'atténuation en fréquence et le phénomène de dispersion.

La fonction de transfert d'un câble de longueur L_c correspond à :

$$H_c(\omega) = \exp(-\gamma_c(\omega) * L_c) \quad (4.8)$$

γ_c est la constante de propagation. C'est un nombre complexe qui se décompose donc en une partie réelle et une partie imaginaire.

Dans le cas d'un câble coaxial, on a :

$$\gamma_c(\omega) = \sqrt{(r + j\omega l).(g + j\omega c)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (4.9)$$

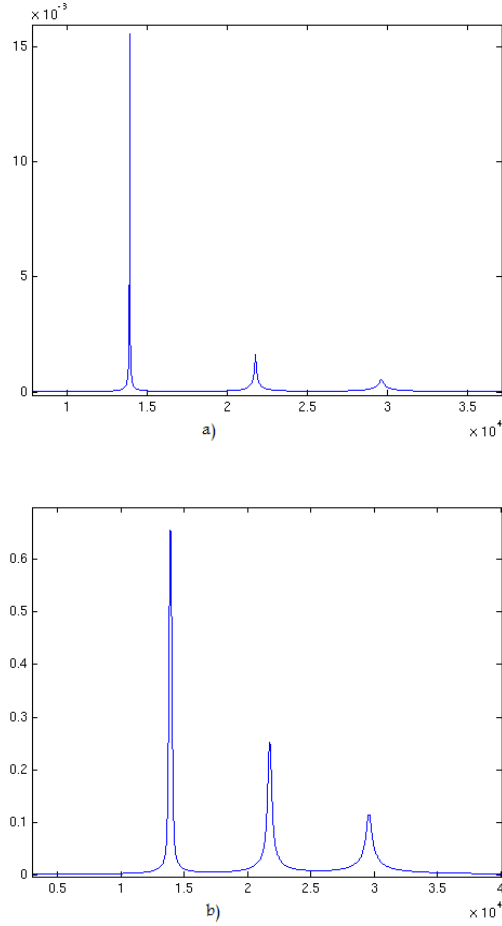


FIGURE 4.10 – Mise en évidence de l’effet intégrateur dû à la propagation dans le câble ; (a) cas d’un Dirac ; (b) cas d’une Gaussienne.

La fonction de transfert se réécrit alors sous la forme :

$$H_c(\omega) = \underbrace{e^{-\alpha(\omega)*L_c}}_{\text{Module}} \cdot e^{\underbrace{-j\beta(\omega)*L_c}_{\text{Phase}}} \quad (4.10)$$

α correspond à l’atténuation par unité de longueur et vaut :

$$\alpha(\omega) = (r^2 + l^2\omega^2)^{\frac{1}{4}} \cdot (g^2 + c^2\omega^2)^{\frac{1}{4}} \cdot \left[-\sin \frac{1}{2} \arctan \frac{\omega(rc + lg)}{rg - lc\omega^2} \right] \quad (4.11)$$

β correspond au déphasage par unité de longueur et vaut :

$$\beta(\omega) = (r^2 + l^2\omega^2)^{\frac{1}{4}} \cdot (g^2 + c^2\omega^2)^{\frac{1}{4}} \cdot \left[\cos \frac{1}{2} \arctan \frac{\omega(rc + lg)}{rg - lc\omega^2} \right] \quad (4.12)$$

On note que l’atténuation et le déphasage vont croître de manière non linéaire avec la fréquence.

L'équation de l'atténuation par unité de longueur prouve bien que les hautes fréquences sont fortement plus atténuées que les basses fréquences, ce qui explique le caractère passe-bas de la fonction de transfert du câble et du coup l'effet intégrateur présenté précédemment. De plus, on comprend bien que plus la longueur L_c est importante, et plus l'atténuation générale en fréquence et l'effet intégrateur sont accentués.

4.3.4.3 Analyse et Approximation de l'atténuation et du déphasage

L'analyse de la fonction de transfert exprimée en 4.10 montre que celle ci se décompose en un terme de module et un terme en exponentielle de phase. La propagation peut se résumer en deux effets provoqués sur le pulse qui sont tout d'abord un effet de retard dû à la durée de propagation et un effet intégrateur présenté précédemment et qui provient du terme de module qui joue le rôle de filtre passe bas.

Concernant l'équation du déphasage par unité de longueur, on note que pour des fréquences telles que $r \ll \omega l$ et $g \ll \omega c$, le déphasage peut être approximé par :

$$\beta(\omega) = \omega \cdot \sqrt{lc} \quad (4.13)$$

C'est-à-dire qu'à partir de fréquences suffisamment hautes, le déphasage en fréquence provoqué par la propagation devient linéaire. Les paramètres r et g du câble étant généralement très faibles, le déphasage présente une structure non linéaire seulement dans les très basses fréquences.

Le phénomène de dispersion vient du fait que les composantes basses fréquences se propagent moins vite que les composantes hautes fréquences. Cette dispersion est mise en évidence via l'expression de la vitesse de phase des composantes fréquentielles,

$$v_p(\omega) = \frac{\omega}{\beta(\omega)} \quad (4.14)$$

dont l'allure de courbe est représentée Fig. 4.11.

Cependant, les paramètres r et g des câbles coaxiaux usuels sont généralement très faibles et la propagation n'est quasiment pas dispersive. Le déphasage est donc généralement approximé comme à l'équation 4.13 ce qui implique une vitesse de propagation constante

$$v_p(\omega) = v = \frac{1}{\sqrt{lc}}$$

À partir de cela, le terme de phase de la fonction de transfert peut se réécrire :

$$\text{Phase} = \omega * \sqrt{lc} * L_c = \omega * \frac{L_c}{v} = \omega * \Delta t_{\text{propagation}} \quad (4.15)$$

$\Delta t_{\text{propagation}}$ étant le retard de propagation correspondant au parcours de l'impulsion sur une longueur L_c de câble à la vitesse v .

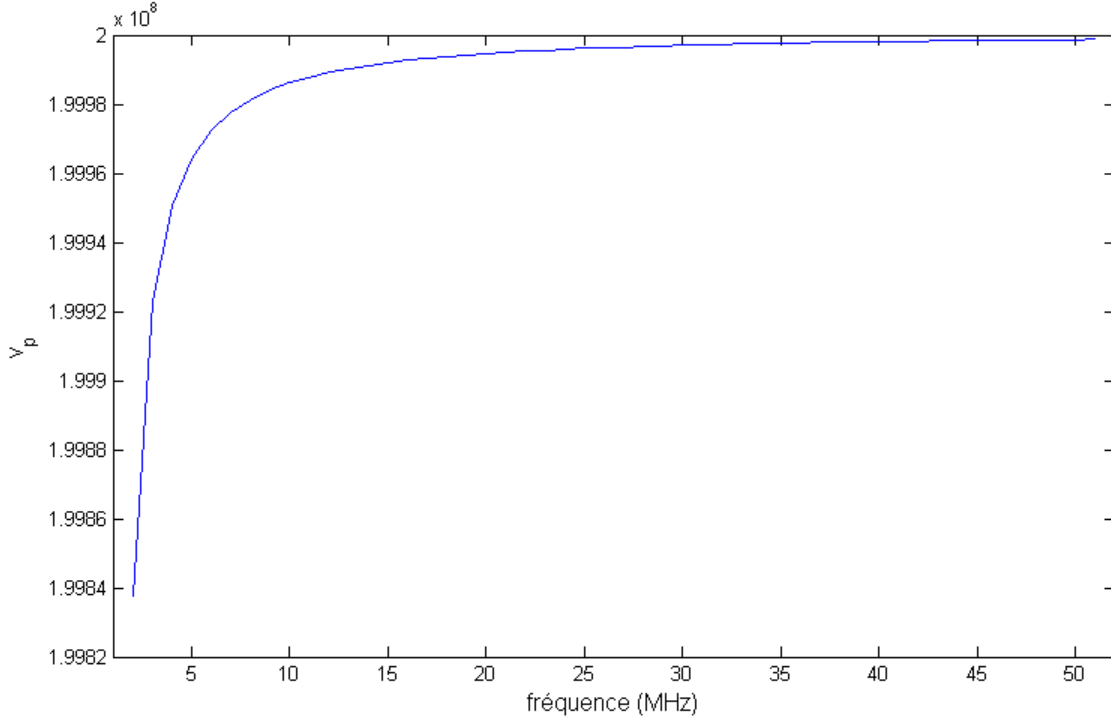


FIGURE 4.11 – Vitesse de phase des composantes fréquentielles.

La multiplication du spectre du pulse par cette exponentielle complexe de $H_c(\omega)$ revient dans le domaine temporel à la convolution du pulse par le dirac $\delta_{t-\Delta t_{propagation}}$, d'où le retard temporel correspondant.

Concernant le filtrage passe, il est engendré en fréquence par le terme de module de $H_c(\omega)$ et est conditionné principalement par la nature de l'atténuation par unité de longueur $\alpha(\omega)$. Il convient par la suite de simplifier l'expression analytique initiale 4.11 afin de permettre une analyse analytique plus abordable de l'atténuation en fonction de la fréquence et du filtrage passe bas.

Cette simplification est réalisée en considérant comme précédemment que les paramètres r et g des câbles coaxiaux sont généralement très faibles et que $r \ll \omega l$ et $g \ll \omega c$ sur la gamme de fréquence considérée. L'expression 4.11 est alors approximée en :

$$\alpha(\omega) \approx \omega \cdot \sqrt{l \cdot c} \cdot \left[-\sin \frac{1}{2} \arctan A(\omega) \right] \quad (4.16)$$

où

$$A(\omega) = \frac{\omega(rc + lg)}{rg - lc\omega^2}$$

De $r \ll \omega l$ et $g \ll \omega c$, on déduit la condition $rg \ll lc\omega^2$. Le terme $A(\omega)$ peut alors être approximé par :

$$A(\omega) \approx - \left(\frac{r}{l\omega} + \frac{g}{c\omega} \right) \quad (4.17)$$

De $r \ll \omega l$ et $g \ll \omega c$, on déduit également que $\frac{r}{l\omega} \ll 0$ et $\frac{g}{c\omega} \ll 0$. Par conséquent, $A(\omega) \ll 0$. Par développement limité des fonctions *Arctan* et *Sin* en 0 et en utilisant les égalités 4.4 et 4.7, on aboutit à l'expression finale 4.18 de l'approximation de l'atténuation fréquentielle par unité de longueur.

$$\begin{aligned}\alpha(\omega) &\approx \omega \cdot \sqrt{l \cdot c} \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{r}{l\omega} + \tan \delta \right] \\ &\approx \frac{r_0 \cdot \sqrt{lc}}{2l} \cdot \sqrt{\omega} + \frac{\tan \delta \cdot \sqrt{lc}}{2} \cdot \omega\end{aligned}\quad (4.18)$$

Afin de valider notre approximation et vérifier le comportement fréquentiel de l'atténuation d'un câble coaxial, une démarche expérimentale de tracé de la courbe $\alpha(\omega)$ a été réalisée. Le câble coaxial utilisé est de type RG58 C/U MIL-C-17. Il est de longueur $L = 100 \text{ m}$. Ces paramètres (r , l , c , g) ont été calculés et valent :

- $r = r_0 \sqrt{f}$ avec $r_0 = 1,3462 \cdot 10^{-4} \text{ } \Omega/m$
- $l = 266 \text{ nH/m}$
- $c = 94 \text{ pF/m}$
- $g = 2\pi f \cdot c \cdot \tan \delta$ avec $\tan \delta = 5 \cdot 10^{-3}$

On obtient un tracé expérimental de $\alpha(\omega)$ en injectant à l'entrée du câble coaxial une fréquence pure ω_i d'amplitude A_{ω_i} connue. Cette fréquence pure restera à l'issue de la propagation la même fréquence pure mais d'amplitude atténuée par le facteur $\exp(-\alpha(\omega_i)L)$. Ainsi, l'amplitude mesuré à la sortie du câble de longueur L sera :

$$B_{\omega_i} = A_{\omega_i} * e^{-\alpha(\omega_i)L}$$

On en déduit pour chaque fréquence ω_i injectée :

$$\alpha(\omega_i) = -\frac{1}{L} \cdot \ln \frac{B_{\omega_i}}{A_{\omega_i}}$$

La figure Fig. 4.12 montre que l'expression simplifiée obtenu en 4.18 est donc une bonne approximation analytique décrivant un comportement fréquentiel de l'atténuation très proche de celui d'un vrai câble coaxial. Ce comportement décrit une atténuation fréquentielle en racine carrée avec un offset positif linéaire.

4.3.5 Validation du modèle de propagation

Le modèle de propagation défini dans ce résumé est utilisé dans le logiciel de simulation mis au point par les départements LME et STEP d'EDF R&D [51]. Ce logiciel permet de simuler différentes configurations d'étude en réflectométrie. Nous disposons également de mesures réelles, fournie par EDF, pour des études de réflectométrie menées sur diverses configurations contenant câbles et jonctions. Une comparaison des mesures réelles et des résultats de simulation pour une même configuration, est faite ici afin de vérifier si le modèle est réaliste et donne des résultats proches des mesures réelles.

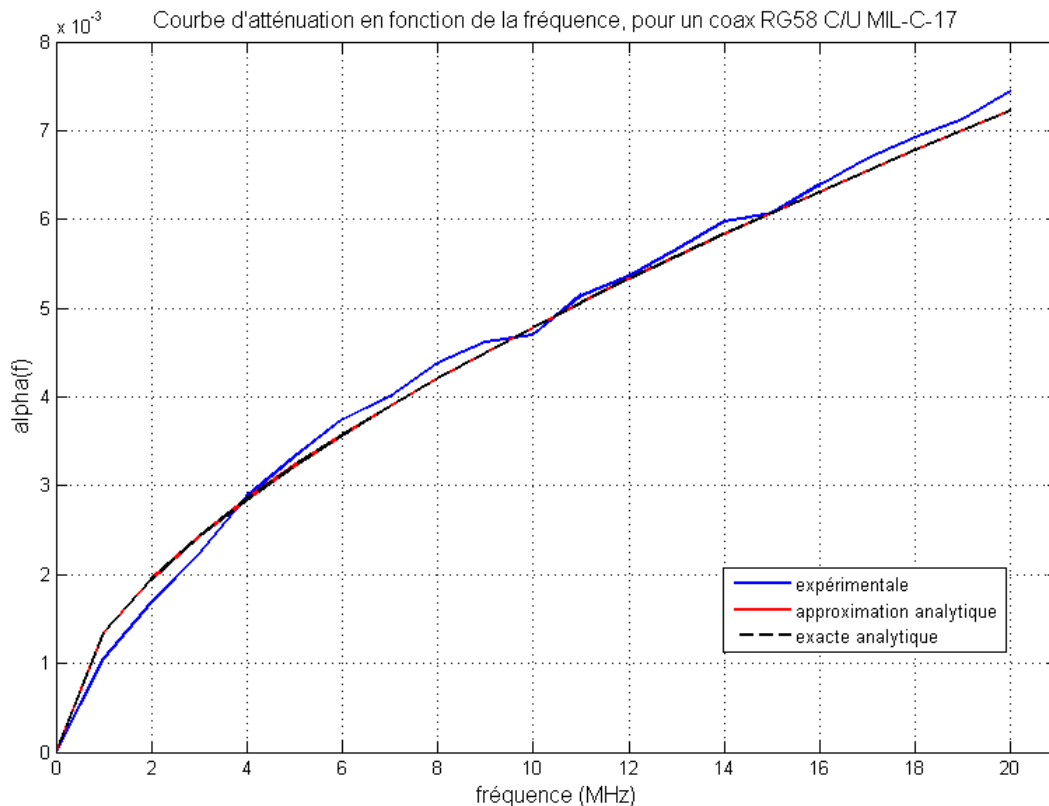


FIGURE 4.12 – Courbe d'atténuation fréquentielle du câble tracée expérimentalement, par équation analytique approximée et par équation analytique exacte.

4.3.5.1 Cas de grandes longueurs de câbles

Le test de réflectométrie est réalisé sur une configuration "câble1 - jonction - câble2" se présentant comme en Fig. 2.2.

On compare la mesure réelle de l'étude faite en août 2006 sur la configuration "Câble Papier Isolé (CPI) touret D + jonction rubannée synthétique + Câble Papier Isolé touret G, avec le résultat de la simulation paramétrée selon la configuration. L'observation concerne les 400 premiers échantillons du signal de réflectométrie où l'on voit le pulse injecté depuis l'entrée du câble touret D et sa réflexion à l'interface câble1 / jonction.

On fait de même pour la mesure réelle de l'étude "semaine 41 - 2006" sur la configuration "Câble Isolation Synthétique (CIS) touret 1 + jonction ruban papier pollué + Câble Papier Isolé touret D. L'observation est faite sur 1000 échantillons du signal de réflectométrie où l'on voit alors les deux réflexions dues à la jonction et la réflexion en fin de ligne.

Pour les deux tests de validation, les courbes de simulation et de mesure réelle se superposent très bien. Le modèle donne de bons résultats.

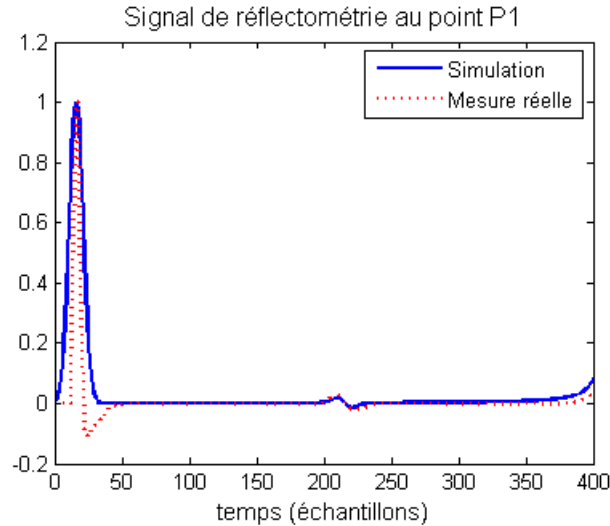


FIGURE 4.13 – Comparaison simulation - mesure réelle pour la configuration "CPI touret D + jonction rubannée synthétique + CPI touret G".

4.3.6 Utilisation des expressions analytiques du modèle pour estimer analytiquement l'élargissement du pulse propagé

On désire ressortir une expression analytique de la largeur d'une gaussienne propagée dans un câble, cette expression serait fonction de la longueur de propagation :

- soit suivant notre modèle de propagation où $\alpha(\omega) = (a\sqrt{\omega} + b\omega)$, ce qui implique des calculs analytiques complexes.
- soit suivant des expressions plus simplistes telles que $\alpha(\omega) = a\omega$, ce qui implique des résolutions de calculs abordables.

L'expression temporelle de la gaussienne propagée, et l'expression analytique de sa largeur et aussi de son atténuation, viennent de l'équation fréquentielle de propagation de base :

$$S(\omega) = Gauss(\omega) * e^{-\alpha(\omega)*L}$$

Le spectre d'une gaussienne est connu analytiquement et vaut dans le cas normalisé :

$$Gauss(\omega) = TF[e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}] = \sqrt{2\pi}\sigma e^{-\frac{\sigma^2\omega^2}{2}}$$

Le calcul analytique va donc dépendre de l'expression de $\alpha(\omega)$. Dans la littérature, une expression exacte n'est pas fixée.

Nous avons alors procédé à une expérimentation pratique de mesures d'atténuation $\alpha(\omega)$ dans un câble.

Celle ci consiste à mesurer l'atténuation du signal émis qui s'est propagé sur L mètres. Le signal émis est une fréquence pure. On émet différentes fréquences pures ω_i pour tracer la courbe $\alpha(\omega_i)$. On aura un tracé réel qui permettra de déterminer l'allure de $\alpha(\omega)$ afin de déterminer si elle est linéaire, ou en racine carré (fidèle aux équations) ou quadratique, selon la gamme de fréquence.

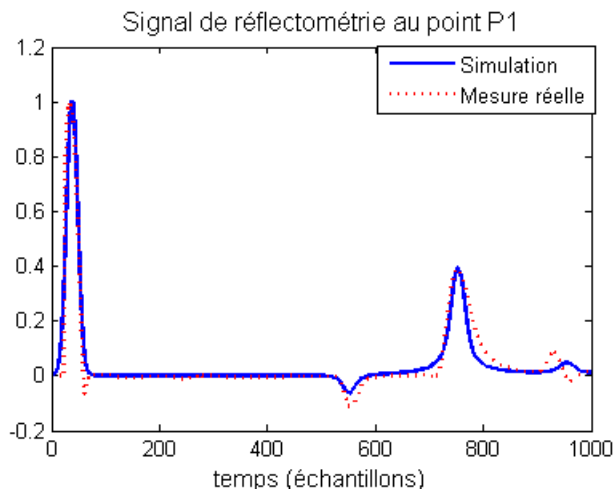


FIGURE 4.14 – Comparaison simulation - mesure réelle pour la configuration "CIS touret 1 + jonction ruban papier polluée + CPI touret D".

Le tracé de $\alpha(\omega)$ présente la même allure que la courbe théorique avec g non négligeable mais $g/cw = \tan\delta$. Cette allure est en racine carré avec un offset croissant linéairement avec la fréquence.

Une approximation de $\alpha(\omega)$ en comportement quadratique est donc fautive et à rejeter, et donc une gaussienne propagée ne restera pas une gaussienne.

Une approximation de $\alpha(\omega)$ en comportement linéaire n'est pas exacte car on est clairement en racine carré de 0 à 20 MHz, la résolution de ce cas α linéaire n'est pas fiable. Cependant le comportement semble linéaire dès les très hautes fréquences, à partir de 50 MHz.

On peut en conclure que l'obtention d'une expression analytique de l'élargissement d'une gaussienne propagée dans un câble, en fonction de la longueur, est très difficile à obtenir même par résolution logicielle (Maple par exemple), car la multiplication par $\exp(-\alpha(\omega) * L)$ avec α en racine carré rend une transformée de fourier inverse très difficile à obtenir pour fournir une expression temporelle du signal et déduire sa largeur fonction de L . Cette solution pour résoudre le problème de localisation reste difficile à réaliser.

Ceci nous pousse à nous rabattre sur une méthodologie utilisant l'élargissement du pulse propagé pour la localisation mais pas par une expression analytique fonction de la longueur, car trop complexe à obtenir, et donc par une détermination empirique d'un facteur (constant ou pas) liant l'élargissement à la longueur de propagation et mieux à la durée de propagation.

On désire valider cette méthode par expérimentation sur un coaxial classique et plus tard sur de vrais câbles de distribution.

4.3.7 Conclusion

Un travail de modélisation des signaux de DP et de leur propagation dans un câble coaxial est présenté dans ce chapitre. Les expressions analytiques des équations liées à la propagation (fonction de transfert avec son module et sa phase) permettent de comprendre et d'analyser d'où viennent certains phénomènes observés sur les signaux mesurés à l'issue de la propagation. Pouvoir connaître précisément et analytiquement les effets de la propagation sur le pulse d'entrée, permettrait de renforcer l'interprétation des signaux mesurés en terme d'analyse et de caractéri-

sation de ces signaux.

Une validation du modèle proposée a été réalisée en comparant des signaux de réflectométrie issus de la simulation pour une certaine configuration, avec des signaux de mesures réelles réalisées sur la même configuration. Le modèle défini dans ce résumé et utilisé dans la simulation permet d'obtenir des résultats très cohérents et très proches des mesures réelles.

Les effets étudiés dans ce chapitre permettent de mettre en place les bases d'une nouvelle méthodologie de localisation qui utilise les propriétés de la propagation des DPs dans le câble.

4.4 Nouvelle méthode de localisation basée sur la physique de propagation

La méthodologie proposée est une méthodologie multi-capteurs dans le sens où un capteur est placé à chaque extrémité du réseau de câbles étudié. De plus, c'est une méthodologie intéressante car elle tient compte de la physique de propagation dans le câble. Cette physique de propagation dégrade le signal de DP à analyser (distorsion, dispersion, atténuation). On propose ici de rendre avantageux ces inconvénients en en tirant des caractéristiques à utiliser comme des outils astucieux.

4.4.1 Intérêt de la méthodologie

Actuellement, dans un contexte d'étude de réseaux de câbles de plusieurs kilomètres et non homogène (i.e composé de câbles de caractéristiques différentes et de jonctions), l'outil de corrélation est difficilement utilisable pour la localisation de sources DP. Le problème de synchronisation entre capteurs se pose et s'avère nécessaire à résoudre, mais cela reste complexe et coûteux (*cf.* section 4.2). De plus, une fois les capteurs synchronisés, la corrélation reste difficilement fiable vu la complexité de la propagation des DP dans les câbles. Une DP se produisant en un point, peut donner à chaque extrémité (capteur) des signaux trop différents pour une bonne corrélation. Ces difficultés sont illustrées par les figures suivantes, pour l'exemple de configuration Fig. 4.15.

Paramètres impulsion en P1		Coefficient de réflexion en P6	
Amplitude	1	t initial (μ s)	-10
Demi-largeur	0.3e-1	échantillonnage (μ s)	0.001
		t final (μ s)	50

Cable 1		Jonction		Cable 2	
Résistance (Ohm/m)	0.196e-3	Résistance (Ohm/m)	0.196e-3	Résistance (Ohm/m)	0.196e-3
Conductance (S/m)	1.23e-14	Conductance (S/m)	1e-9	Conductance (S/m)	1.23e-12
Capacité (pF/m)	270	Capacité (pF/m)	700	Capacité (pF/m)	460
Inductance (nH/m)	102	Inductance (nH/m)	102	Inductance (nH/m)	102
Longueur (m)	460	Longueur (m)	1	Longueur (m)	145

Calcul

FIGURE 4.15 – configuration câble-jonction-câble avec source de DP situé à 30 cm à partir de P3. Un capteur est placé à chaque extrémité P1 et P6.

On calcule en simulation les signaux obtenus à chaque capteur, en tenant compte des réflexions aux bords et aux interfaces "câble / jonction". On remarque que les deux signaux présentent une certaine corrélation physique mais ont une allure différente. Les propagations subies par le signal de DP "vers P1" et "vers P6" sont différentes. Ici, le problème de synchro-

nisation entre capteurs ne se pose pas car il s'agit d'un calcul analytique des signaux de capteurs.

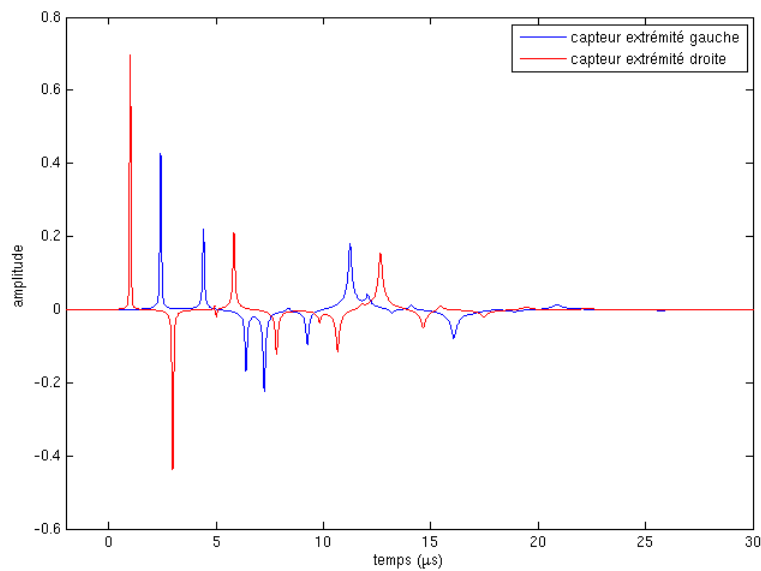


FIGURE 4.16 – Signal capté en P1 et en P6.

La corrélation entre ces deux signaux, représentée Fig. 4.17, contient beaucoup de pics élevés et n'est pas fiable pour une bonne estimation du retard et ne permet donc pas une bonne localisation.

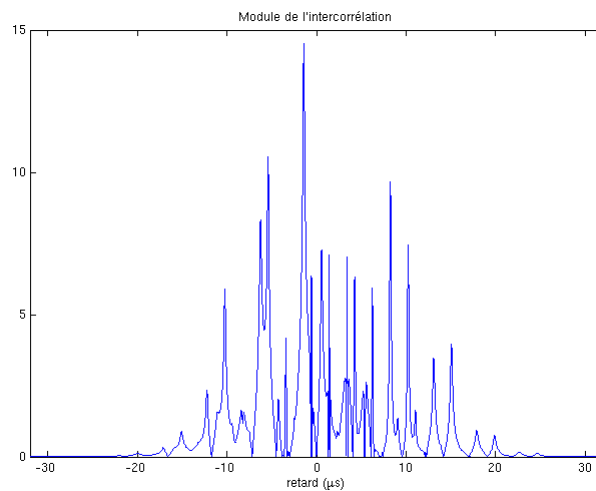


FIGURE 4.17 – Module de l'inter-corrélation entre les signaux captés aux extrémités du réseau de câble P1 et P6.

La méthodologie proposée ici, permet de passer outre les difficultés rencontrées avec la synchronisation et la corrélation. Pour cela, elle s'appuie sur le phénomène physique de distorsion

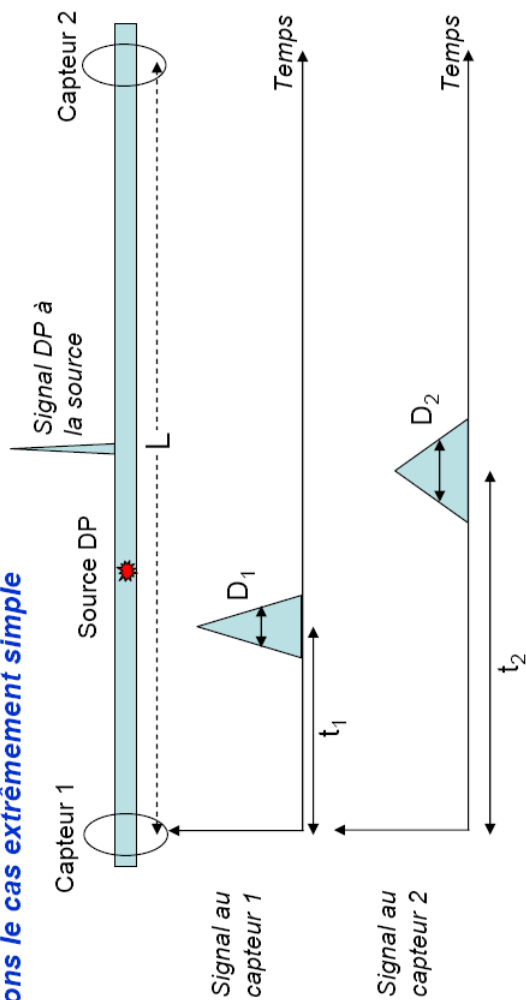
temporelle que subit l'impulsion lorsqu'elle se propage dans les câbles. Cette distorsion est due à l'effet intégrateur présenté en section 4.3.

L'avantage est que sans connaissance d'origine temporelle de la DP et d'origine temporelle d'acquisition des capteurs, la distorsion (ou élargissement) temporelle de l'impulsion est directement liée à sa durée de propagation (durée plus ou moins importante selon une vitesse ou une distance parcourue plus ou moins importante). Plus le signal mesuré par le capteur a un élargissement temporel important, plus sa durée de propagation pour arriver au capteur aura été importante.

La démarche proposée est présentée ci-dessous :

Démarche proposée :

Prenons le cas extrêmement simple



K(câble) - dépend de la physique du câble et qui est sujet à des imprécisions

$$\left. \begin{aligned} D_1 &= K(\text{câble}) \cdot t_1 \\ D_2 &= K(\text{câble}) \cdot t_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{D_1}{D_2} = \frac{t_1}{t_2} \text{ et } ct_1 + ct_2 = L$$

Si nous estimons D1 et D2, nous avons un système de deux équations qui nous permet d'accéder à la position

A partir de cela, le problème est de définir une loi ou un facteur empirique $K(\text{câble})$ liant de manière proportionnelle la dilatation temporelle subie par le signal avec sa durée correspondante de propagation dans le câble. Pour cela, plusieurs essais ont été effectués en simulation, sur un cas simple. On désire définir le facteur K pour un câble de caractéristiques connues (i.e longueur et paramètres (r, l, c, g) ; si les paramètres sont inconnus, il faut d'abord les déterminer). Disposant des paramètres, on les introduit dans notre modèle pour la simulation de la propagation.

The screenshot shows a software interface for configuring simulation parameters. At the top, there are two sections: "Paramètres impulsion en P1" and "Coefficient de réflexion en P6". The pulse parameters include Amplitude (1), t initial (μs) (-10), échantillonnage (μs) (0.001), Demi-largeur (0.8e-1), and t final (μs) (50). The reflection coefficient is set to 1. Below this is a schematic of the cable setup with three segments: Cable 1 (yellow), Junction (blue), and Cable 2 (yellow). Each segment has a table of parameters:

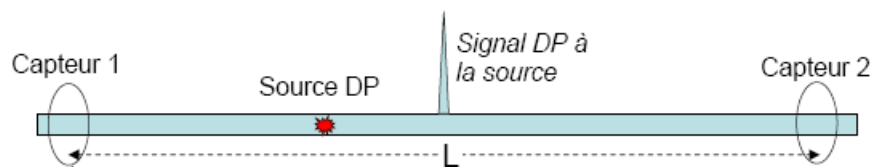
Paramètre	Cable 1	Jonction	Cable 2
Résistance (Ohm/m)	0.196e-3	0.196e-3	0.196e-3
Conductance (S/m)	1.23e-14	1.23e-14	1.23e-14
Capacité (pF/m)	270	270	270
Inductance (nH/m)	102	102	102
Longueur (m)	0	810	0

A "Calcul" button is located at the bottom center of the interface.

FIGURE 4.18 – Configuration pour étude du facteur K .

On suit alors la démarche suivante :

- Application de la méthodologie sur un cas simple en simulation.



- Câble homogène de longueur L et de paramètres (r, l, c, g) constants.
- On relève (D_1, t_1) et (D_2, t_2) pour différentes positions x simulées de la source DP.
- Les D_i sont estimées par l'outil de "Reccurence Plot Analysis " (RPA).

La figure 4.19 illustre les signaux obtenus, en simulation, aux capteurs 1 et 2 pour une DP se produisant à une position x dans le câble. Ici, $x = 100m$ pour un câble de $810 m$ (*cf.* Fig. 4.18). Le signal obtenu au capteur 1 (à $100 m$) connaît une durée de propagation plus courte que celui obtenu au capteur 2 (à 710). Il est alors moins atténué et moins dilaté temporellement.

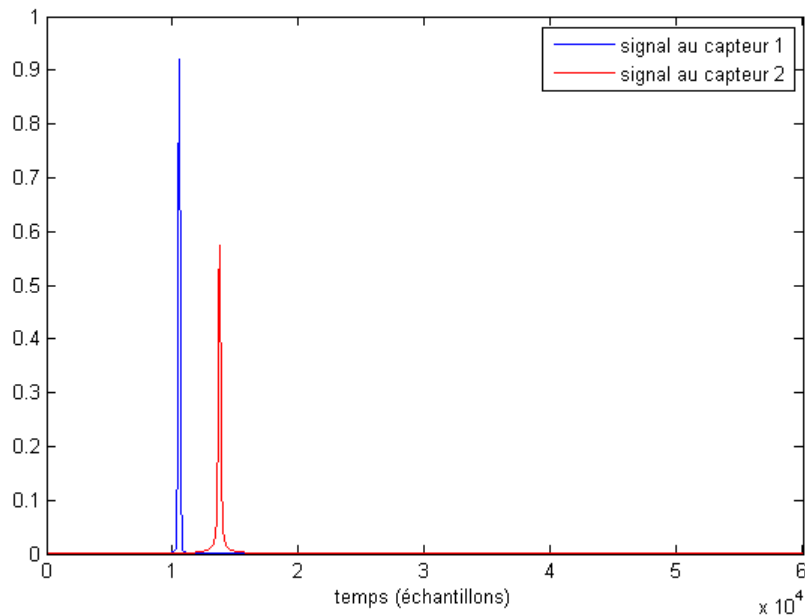


FIGURE 4.19 – Signal au capteur 1 et au capteur 2.

A partir de ces signaux obtenus en simulation, on estime l'élargissement temporel des pulses par la RPA [52]. La RPA permet de détecter le pulse du fait de sa forte différence d'amplitude avec le reste du signal. Le signal entier (amplitude de chaque échantillon) est vu comme une série temporelle. Cette série temporelle est parcourue en *m-uplets* ou chaque *m-uplet* correspond à m points de la série espacés de d échantillons les uns des autres. La série temporelle est alors projetée dans un espace de dimension m ou chaque point de projection est le point ayant les coordonnées données par le *m-uplet* correspondant. Ainsi, les *m-uplets* de la série temporelle correspondant aux échantillons d'un pulse, donc de forte amplitude par rapport au reste du signal, auront des valeurs fortes et donneront des points démarqués car éloignés dans l'espace de projection. Cet éloignement est ensuite quantifié par la sommation en ligne et en colonne de la matrice de récurrence obtenue (*cf.* Fig. 4.20) et au-delà d'un certain seuil, on considère qu'il s'agit d'échantillons appartenant à un pulse. La RPA présente alors l'avantage que le pulse est détecté sur une durée estimée comme étant un intervalle sur lequel les échantillons sont suffisamment de forte amplitude pour se démarquer du reste du signal. Cette durée est une bonne estimation de la largeur temporelle du pulse obtenu aux capteurs. La figure 4.20 illustre le résultat de détection par la RPA des pulses au capteur 1 et 2 obtenus Fig. 4.19. La RPA permet alors l'estimation de la largeur temporelle de ces pulses.

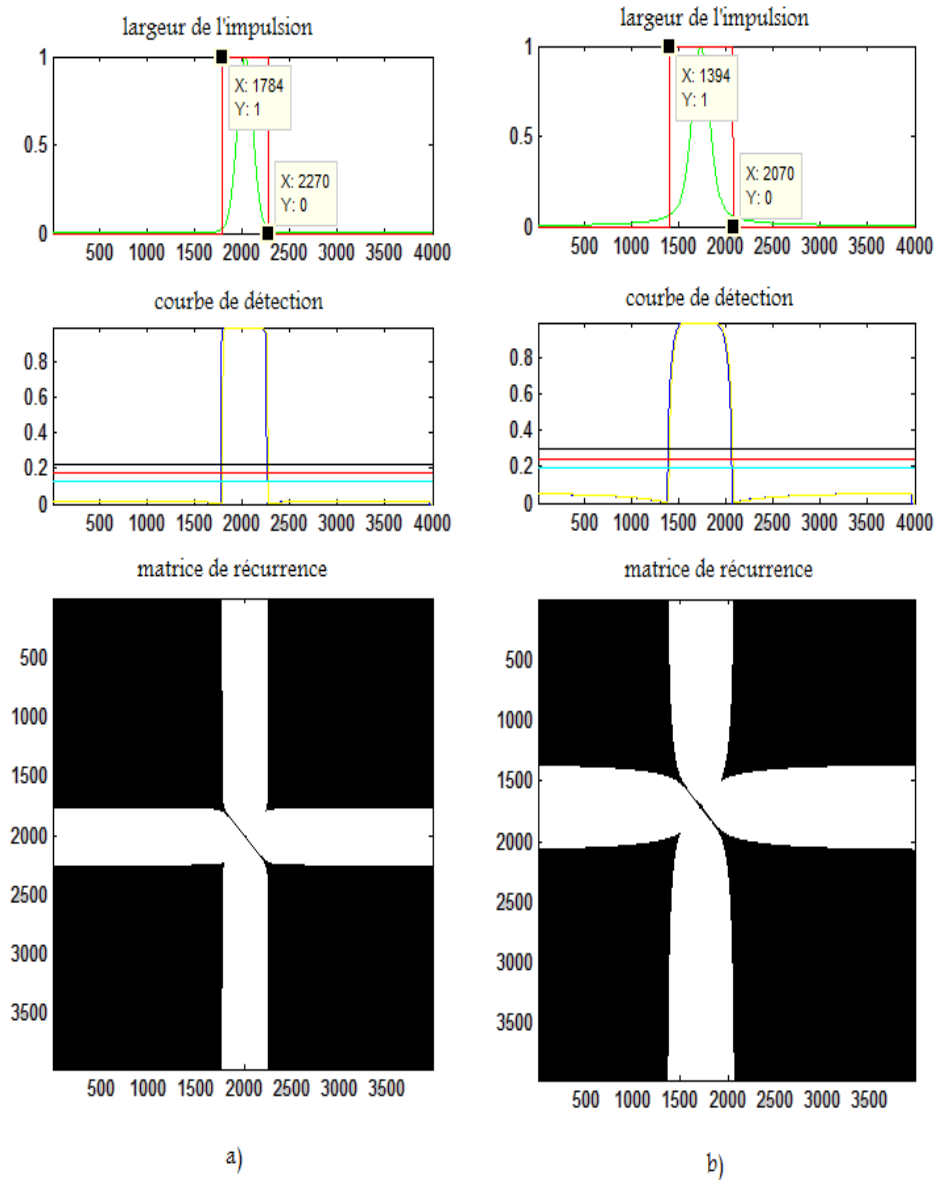


FIGURE 4.20 – Détection par RPA et estimation de la largeur temporelle D_i des pulses ; (a) pulse au capteur 1 avec $D_1 = 2270 - 1784 - 1 = 485$ échantillons ; (b) pulse au capteur 2 avec $D_2 = 2070 - 1394 - 1 = 675$ échantillons.

Après l'étape d'estimation des D_i , il reste donc à connaître les durées de propagation des pulses. Etant en simulation, on connaît l'instant d'émission de la source DP. Cet instant correspond à la position de son maximum en échantillons. Les t_i sont alors obtenus par simple lecture sur la courbe de signal obtenu au capteur.

Comme précisé dans la démarche, on relève (D_1, t_1) et (D_2, t_2) pour différentes positions x simulées de la source DP. Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous :

position x de la DP	(D_1, t_1) en échantillons	(D_2, t_2) en échantillons
100 mètres	(485, 525)	(675, 3727)
200 mètres	(511, 1050)	(645, 3202)
202 mètres	(512, 1061)	(644, 3191)
300 mètres	(542, 1575)	(612, 2677)
400 mètres	(575, 2100)	(578, 2152)

TABLE 4.1 – Tableau des (D_i, t_i) pour différentes positions x de la source DP.

A partir de ces valeurs, l'établissement d'un facteur empirique tel que $D_i = K * t_i$ n'est pas flagrant. Cependant une relation liant les écarts de dilatation temporelle avec les écarts de durée de propagation entre les arrivées de la même DP sur les deux capteurs d'extrémité, est plus facilement apparente. La relation $(D_2 - D_1) = K * (t_2 - t_1)$ est plus stable et donne un K relativement constant autour de sa valeur moyenne.

$$K = 0.0593 \quad 0.0623 \quad 0.0620 \quad 0.0635 \quad 0.0577$$

$$Moyenne(K) = 0.061$$

L'utilisation de cette méthodologie se décompose alors en trois étapes :

1. Connaissant les paramètres du câble, on définit " K " grâce au simulateur, comme présenté précédemment.
2. Sur une propagation de DP (simulée ou cas réel), on estime de manière robuste D_1 et D_2 grâce à la Recurrence Plot Analysis.
3. On résout le système de deux équations à deux inconnues (t_1 et t_2) comme ci-dessous,

$$\left. \begin{array}{l} \frac{D_2 - D_1}{K} = t_2 - t_1 \\ v * t_2 + v * t_1 = L \end{array} \right\} \implies \begin{array}{l} t_1 = \left(L - v * \frac{D_2 - D_1}{K} \right) * \frac{1}{2v} \\ t_2 = t_1 + \frac{D_2 - D_1}{K} \end{array} \quad (4.19)$$

$$\implies x_{DP} = v * t_1. \quad (4.20)$$

où v est la vitesse de propagation dans le câble et L est la longueur du câble.

Les estimations des D_i et t_i se font par traitement numérique et sont donc relevées ici en "*échantillons*". Leur conversion en grandeur physique qu'est la "*seconde*" est effectuée pour la résolution du système d'équations 4.19, aussi bien dans le cas d'application en simulation que dans le cas d'application en expérimentation réelle présentés par la suite. Cette conversion nécessite juste la connaissance de la fréquence d'échantillonnage F_e .

Validation de la méthodologie en simulation

Appliquons cette méthodologie sur un exemple simple et maîtrisé. On se place dans un contexte de propagation dans un câble homogène de longueur $L = 800 \text{ m}$ et de caractéristiques (r, l, c, g) définies Fig. 4.18. Pour une telle configuration, le facteur K est défini de manière empirique en suivant la démarche présentée en section 4.4. Le tableau 4.1 des (D_i, t_i) donne alors un facteur $K = 0.061$. La vitesse de propagation est supposée constante dans le câble et définie par

$$v = \frac{1}{\sqrt{l * c}}.$$

L'avantage de la méthodologie proposée est mis en évidence ici dans la mesure où elle permettra de localiser plusieurs sources de DP à partir de signaux acquis aux capteurs d'extrémités sans aucune connaissance des origines temporelles des capteurs et sans besoin de synchronisation. Le scénario se présente comme suit :

- une DP se produit à $x = 400 \text{ m}$ (milieu du câble) à un instant inconnu. Elle apparaît sur les capteurs 1 et 2 avec plusieurs réflexions.
- elle est suivie d'une autre DP se produisant à $x = 300 \text{ m}$ avec un retard de $15 \mu\text{s}$ (maîtrisé en simulation). Elle apparaît sur les capteurs 1 et 2 avec plusieurs réflexions.

Afin de localiser les DPs par résolution du système d'équation 4.19, les valeurs D_i sont estimées grâce à la RPA.

Comme illustré Fig. 4.21 et 4.22, la RPA permet de détecter les DPs et leurs réflexions en estimant leur intervalle temporel. L'utilisation de la physique de propagation permet de conclure que les pulses les moins dilatés, donc ayant les intervalles temporels les plus petits, correspondent aux premières arrivées des signaux de DPs au niveau des capteurs 1 et 2.

On obtient pour le capteur 1 :

- D_1 pour $DP_1 = 137$ échantillons
- D_1 pour $DP_2 = 116$ échantillons

On obtient pour le capteur 2 :

- D_2 pour $DP_1 = 137$ échantillons
- D_2 pour $DP_2 = 179$ échantillons

Connaissant $K = 0.061$ et $v = 1.9055 * 10^8 \text{ m/s}$, la résolution du système 4.19 donne une position $x_{DP_1} = 400 \text{ m}$ et $x_{DP_2} = 301.6 \text{ m}$. L'erreur de localisation apparaît juste pour la deuxième DP et reste faible.

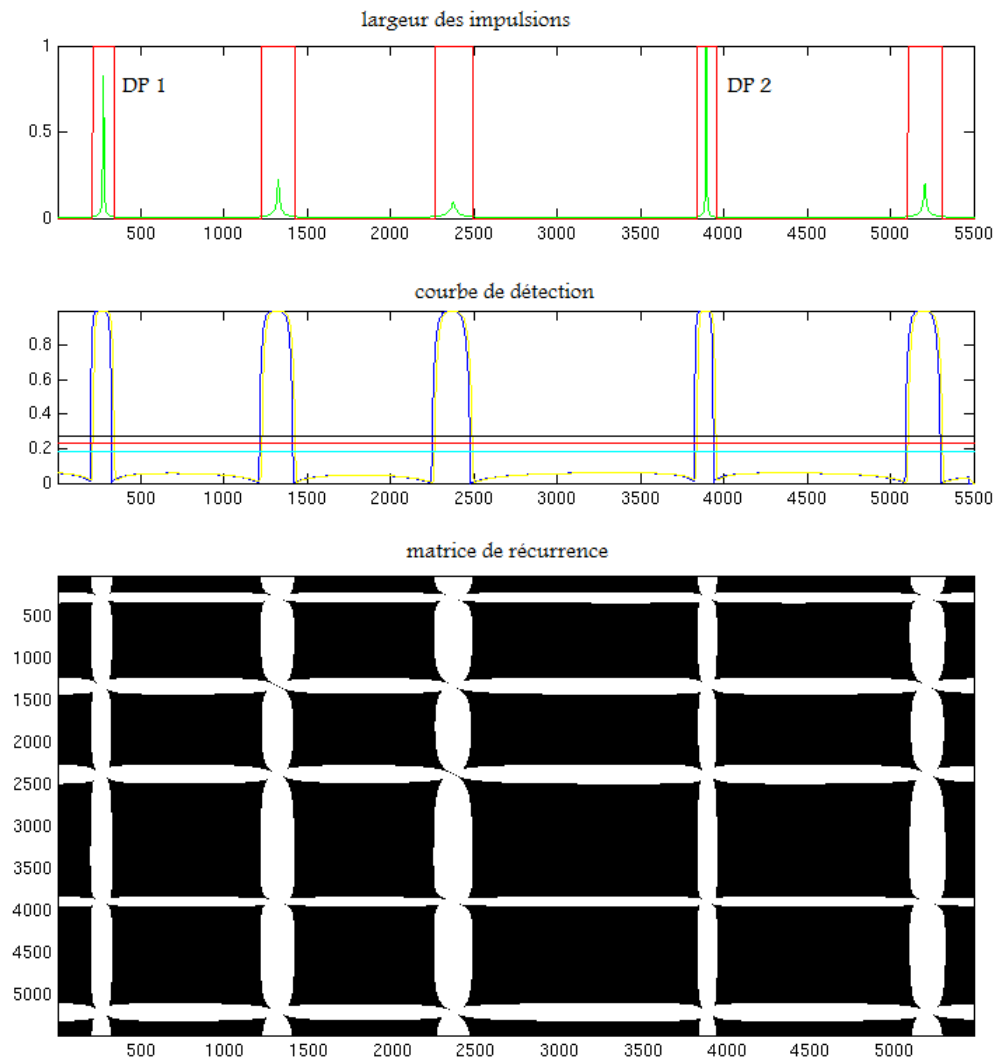


FIGURE 4.21 – Signal au capteur 1 avec estimation de la durée des pulses par RPA.

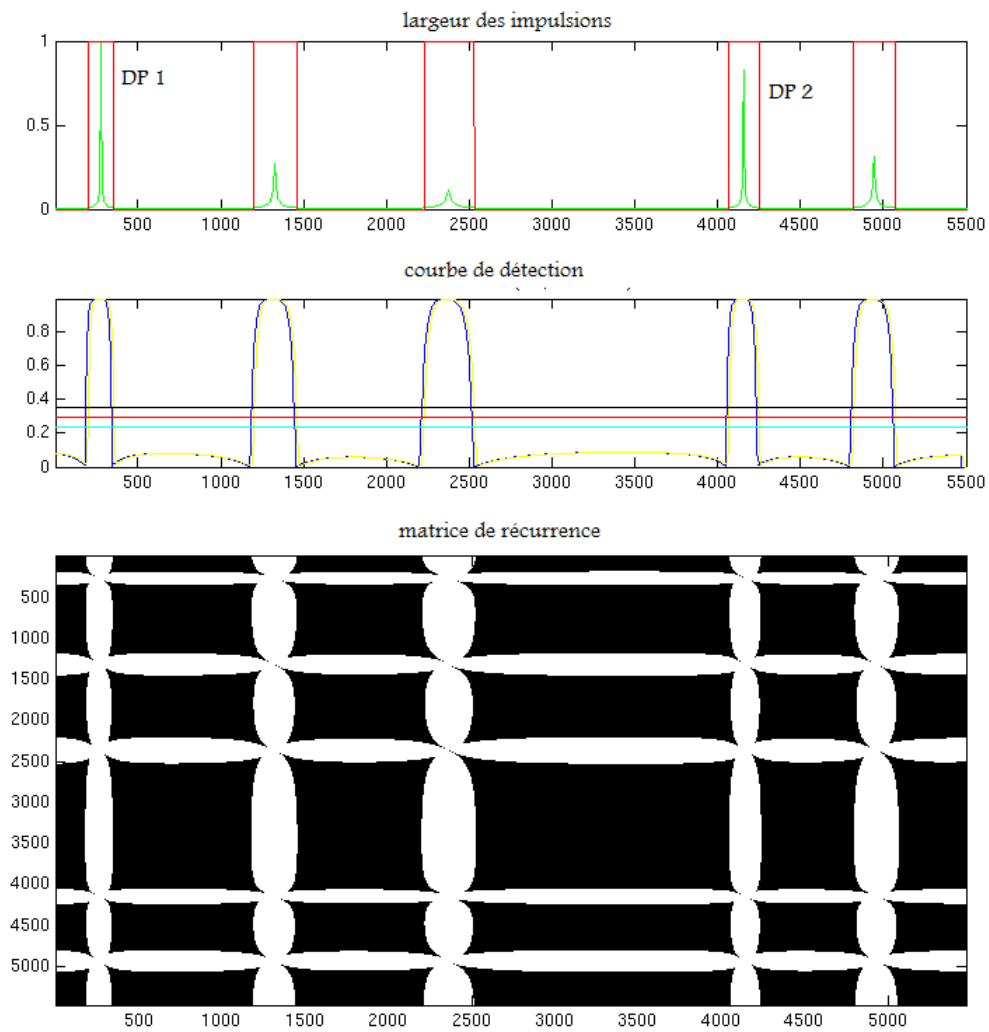


FIGURE 4.22 – Signal au capteur 2 avec estimation de la durée des pulses par RPA.

Conclusion

Cette section présente une méthodologie de localisation multi-capteurs et qui se base sur la physique de propagation des signaux de DP dans les câbles. Les inconvénients dégradant le signal à son arrivée au capteur sont utilisés ici comme paramètres quantitatifs qui permettent d'estimer la durée de propagation du signal et donc sa position dans le câble. Cette méthodologie s'affranchit du problème de synchronisation et est indépendante de l'origine temporelle d'acquisition et d'observation. Les résultats obtenus en simulation prouvent l'apport de cette méthodologie.

L'étape suivante visera à considérer une configuration réelle et à appliquer la méthode sur des signaux de mesures réelles.

4.4.2 Application de la méthodologie en expérimentation réelle

Nous avons vu qu'en simulation, il apparaissait un facteur empirique K liant de manière proportionnelle les écarts de dilatation temporelle avec les écarts de durée de propagation entre les arrivées de la même DP sur les deux capteurs d'extrémité. Nous voulons maintenant vérifier si cette proportionnalité apparaît également en cas de propagation réelle dans un vrai câble coaxial, ce qui permettra une localisation par la résolution du système d'équations 4.19.

Pour cela, on met en place une expérimentation pratique permettant de représenter une occurrence d'impulsion à une position x , dans un câble coaxial homogène de longueur L . Le câble complet est obtenu par raccord d'un câble coaxial de longueur x et d'un autre câble identique de longueur $L - x$. Ce raccord se fait par un "T" auquel est aussi connecté un générateur d'impulsion. Par ce "T", on injecte alors l'impulsion représentative de la DP, et cette impulsion va se propager d'un côté dans le câble coaxial de longueur x et de l'autre côté dans le câble coaxial de longueur $L - x$. Chaque extrémité du câble complet est reliée à une voie d'acquisition de l'oscilloscope permettant la mesure.

Le schéma de mise en place de l'expérimentation est représenté Fig. 4.23. Le générateur utilisé est le système Agilent 33250A contrôlé par PC portable pour émettre une impulsion gaussienne. Les câbles coaxiaux utilisés sont de type RG58 C/U MIL-C-17. On a disposé de trois longueurs de câble, un de 20 m, un de 57 m et un de 100 m. L'oscilloscope utilisé pour les mesures est un Lecroy WaveSurfer Xs-A.

On effectue alors les mesures pour les différentes combinaisons de longueur de câble et différentes positions d'injection de l'impulsion gaussienne. Le premier pulse de chaque mesure correspond au trajet direct de l'impulsion émise qui s'est alors atténuée et dilatée temporellement. Les autres pulses correspondent à diverses réflexions en fin de câble et au niveau de la connexion par le "T" (*cf.* Fig. 4.24).

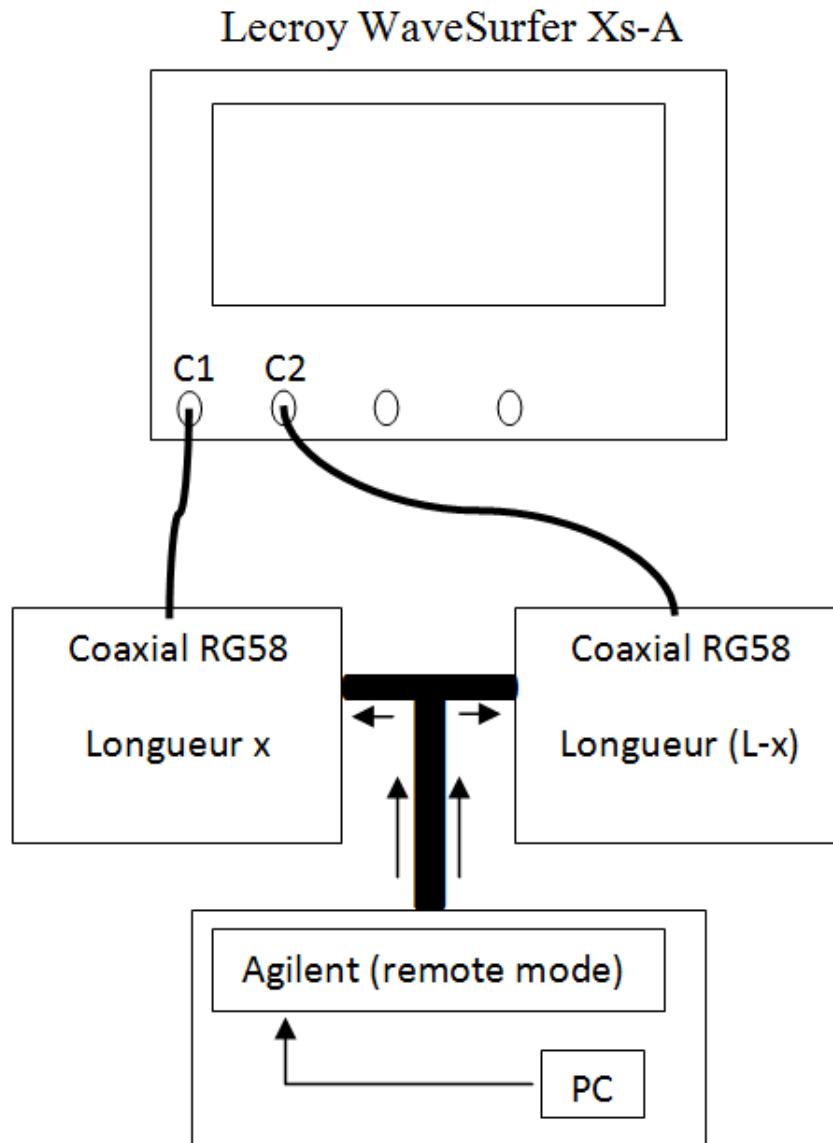


FIGURE 4.23 – Schéma d'expérimentation.

On mesure l'écart de durée de propagation ($t_2 - t_1$) comme l'écart temporel entre les instants du maximum de l'acquisition C_1 et de l'acquisition C_2 . Cet instant de maximum est l'instant du pic de l'impulsion correspondant au trajet direct du point d'émission à la voie de mesure de l'oscilloscope.

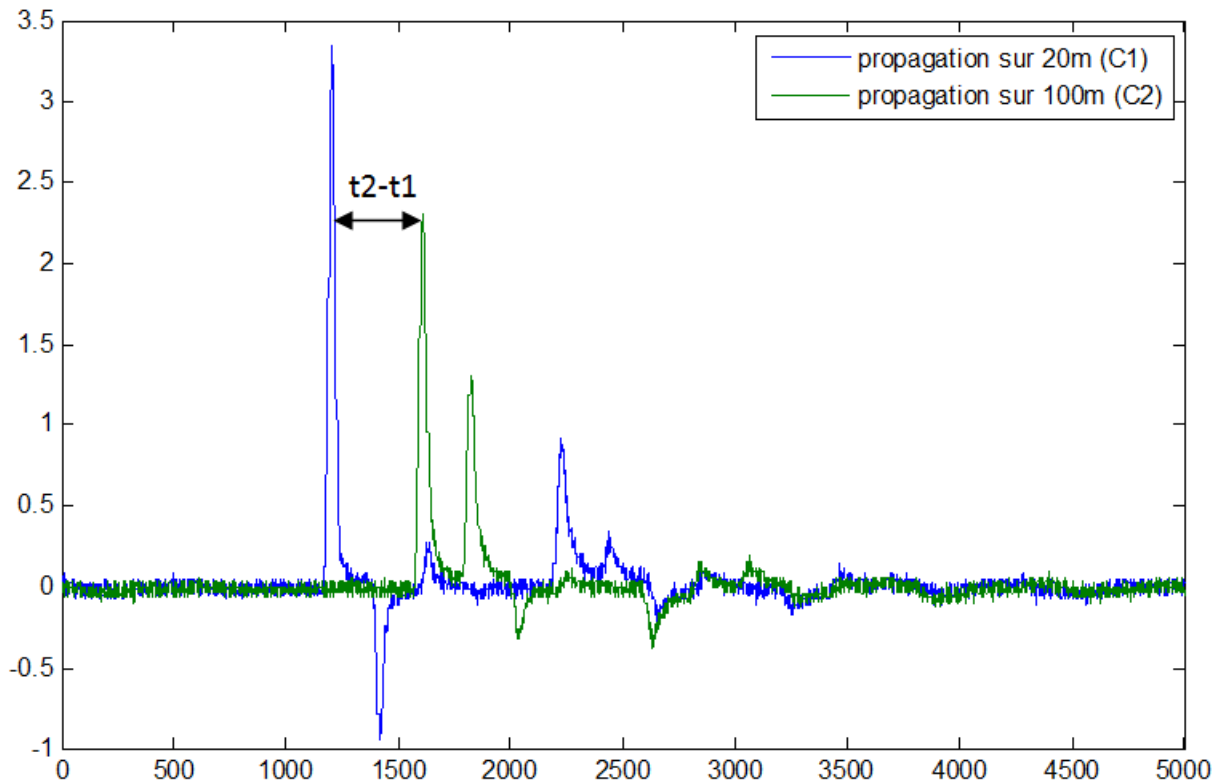


FIGURE 4.24 – Exemple de mesures pour une injection à 20m sur la configuration "coaxial 20 m / coaxial 100 m".

Comme illustré Fig. 4.25, on estime ensuite les élargissements de l'impulsion au moyen de la RPA, comme présenté en section 4.4.

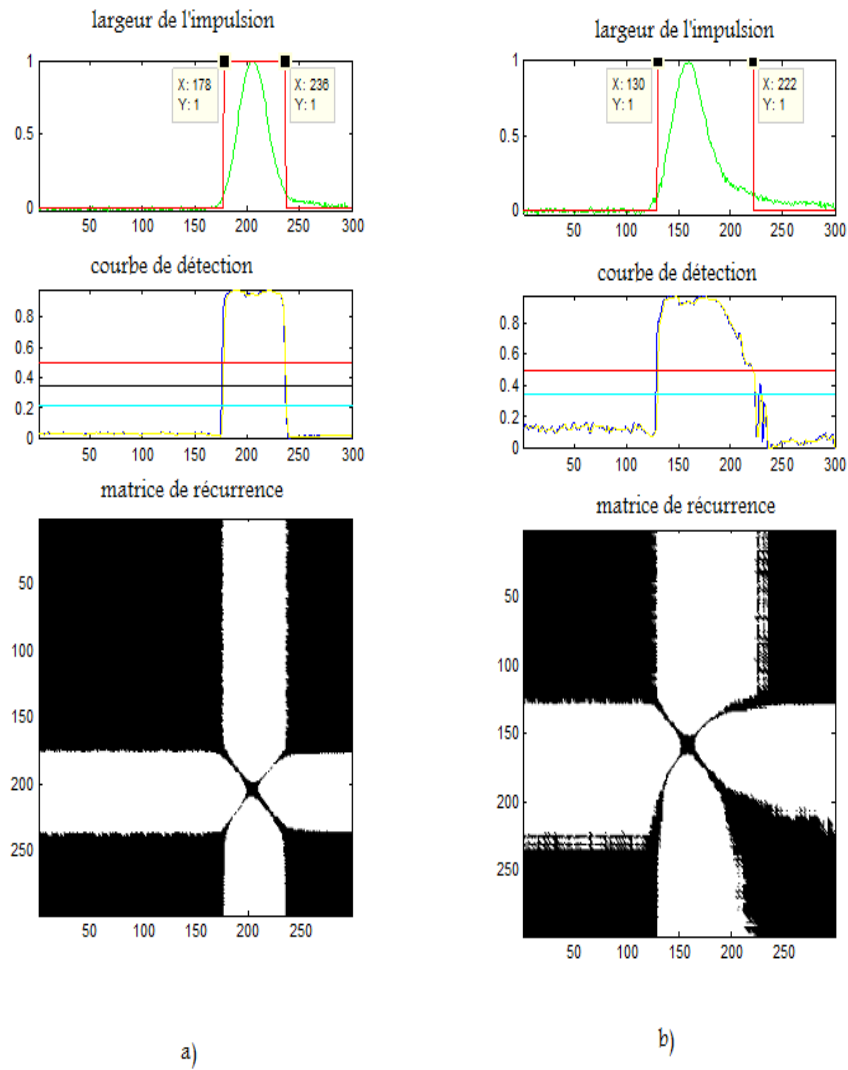


FIGURE 4.25 – Estimation des élargissements de l'impulsion par la RPA; (a) pour 20 m de propagation $D_1 = 236 - 178 + 1 = 59$ échantillons; (b) pour 100 m de propagation $D_2 = 222 - 130 + 1 = 93$ échantillons.

On remarque que contrairement au cas de simulation (Fig. 4.20), les élargissements de l'impulsion gaussienne ne sont pas symétriques. Ainsi, cela pose un problème d'erreur de modélisation de la propagation par le simulateur. Le modèle de simulation donne bien une bonne vitesse de propagation et de bonnes valeurs de retards de propagation. Cependant le phénomène physique de dilatation provoqué par le filtrage passe bas est symétrique avec le modèle et ne correspond pas vraiment au cas réel.

En tenant compte de cette limite, la définition empirique du facteur K qui est faite en utilisant des mesures réelles ne sera pas celle obtenue par le simulateur vu que les D_i estimés ne seront pas de même nature.

On relève dans le tableau 4.2 les valeurs des écarts temporels et des élargissements D_1 et D_2 , sur les mesures réelles, pour toutes les configurations possibles.

configuration	position x de la DP	$t_2 - t_1$	D_1	D_2
coaxial 20m / 100m	20 mètres	405	59	93
coaxial 20m / 57m	20 mètres	190	59	76
coaxial 57m / 100m	57 mètres	212	73	93
coaxial 20m / 157m	20 mètres	703	60	128
coaxial 77m / 100m	77 mètres	108	88	95
coaxial 57m / 120m	57 mètres	315	74	105

TABLE 4.2 – Tableau des $(\Delta t_i, D_i)$ en échantillons, pour les différentes positions x de la source DP.

On obtient pour les différentes réalisations, les valeurs de facteur K suivantes :

$$K = 0.0840 \ 0.0895 \ 0.0943 \ 0.0967 \ 0.0648 \ 0.0984$$

et donc une valeur moyenne statistique $K_{moy} = 0.088$.

Si on résout le système d'équations 4.19 en utilisant le facteur empirique K_{moy} et pour les configurations du tableau 4.2, on retrouve les positions x de DP suivantes :

1. $x = 21.36m$ pour la configuration 20m / 100m
2. $x = 19.18m$ pour la configuration 20m / 57m
3. $x = 55.77m$ pour la configuration 57m / 100m
4. $x = 11.22m$ pour la configuration 20m / 157m
5. $x = 80.54m$ pour la configuration 77m / 100m
6. $x = 53.27m$ pour la configuration 57m / 120m

La résolution du système d'équations nécessite aussi la connaissance de la vitesse de propagation dans le câble, celle-ci vaut

$$v = \frac{1}{\sqrt{l * c}}$$

avec impédance linéique l et capacité linéique c caractéristiques connues car calculables analytiquement (*cf.* équations (4.5) et (4.6)).

Le facteur empirique K_{moy} permet de retrouver à des erreurs de 3 à 4 mètres près la position d'occurrence de la DP (excepté pour le 4^{ieme} cas).

La méthodologie de localisation présentée, peut s'appliquer dans un contexte réel.

Conclusion

L'étape de définition empirique du facteur K permet de retrouver une relation relativement proportionnelle liant l'écart d'élargissement et l'écart de durée de propagation entre les arrivées de la même DP sur les deux capteurs d'extrémité, ce qui permet la localisation par résolution du système d'équations approprié.

Ainsi, on développe ici une méthodologie de localisation permettant de répondre à la volonté de diagnostic on-line des câbles haute et moyenne tension et s'affranchissant des contraintes techniques et matérielles complexes et coûteuses issues d'un tel diagnostic. En effet, en situation on-line, le contrôle de l'activité en DPs du réseau de câbles reflète plus la réalité d'usure des câbles en réel fonctionnement dans le circuit électrique. Cependant pour pouvoir discriminer les décharges partielles, provenant du câble, des autres impulsions et pour pouvoir localiser leur source, il est nécessaire de positionner des capteurs des deux côtés du circuit. Ceci implique alors la nécessité d'un protocole de synchronisation entre capteurs, comme présenté section 4.2, mais qui reste lourd à mettre en place et coûteux. De plus, les performances en localisation de ce genre de méthodologies avec synchronisation, reste malgré tout limitées du fait d'une grande sensibilité de la détermination en position de la source DP par rapport à l'estimation du retard entre acquisition aux capteurs d'extrémité. Par exemple, en synchronisation par GPS, les récepteurs ont une fréquence d'échantillonnage limitée à 10 *MHz* en général, ce qui implique qu'une erreur de 1 échantillon sur l'estimation du retard équivaut en temps à une erreur de 100 *ns* et du coup une erreur en position de 16 *m* environ (la vitesse moyenne de propagation dans un câble coaxial étant de 160 *m/μs*). La méthodologie proposée dans ce dernier chapitre s'appuie sur la physique de propagation de l'impulsion dans le câble et permet une localisation basée sur une interprétation appropriée des phénomènes physiques engendrés sur le signal par la propagation. Cette méthodologie reste multi-capteurs mais nécessite juste une acquisition à chaque extrémité sans technique lourde et coûteuse de synchronisation.

Conclusion

Les travaux de cette thèse ont été réalisés dans un contexte d'amélioration et d'apport d'innovation au diagnostic de systèmes électriques. A cette fin, nous avons envisagé de traiter deux problématiques essentielles du traitement du signal qui sont la détection de signaux et la localisation de la source de ces signaux. Nous nous sommes plus particulièrement focalisés sur la classe des signaux transitoires issus des systèmes électriques, en particulier les signaux de décharges partielles dans les câbles de transport et distribution d'électricité. Les signaux transitoires générés par les systèmes électriques (de production, transport, distribution et consommation) ont des origines très variées pouvant être considérés comme normaux ou matérialisant un défaut. Tel est le cas des décharges partielles qui constituent une des causes les plus fréquentes de panne dans les systèmes électriques, d'où l'importance d'un diagnostic fiable permettant de prévenir la maintenance du réseau.

Le premier objectif fut de positionner nos travaux de recherches visant à apporter des solutions d'amélioration au diagnostic des systèmes. Nous avons par conséquent dresser un état de l'art du traitement du signal impliqué par l'analyse des décharges partielles. Cet état de l'art est présenté en introduction. Indépendamment de la technique d'analyse de décharge partielles considérée, la difficulté théorique majeure est le caractère transitoire de ces signaux ainsi que le milieu complexe dans lequel ils sont générés (sources cachées, position complètement inconnue et aléatoire, multi-trajets, milieu de propagation hétérogène, etc). Pour cette raison, les techniques d'analyse de signaux transitoires ont été largement utilisées. Le premier axe repose sur l'utilisation des statistiques d'ordre supérieur qui constitue un moyen efficace de détection des impulsions dans un contexte de bruit blanc gaussien. Un deuxième axe est constitué par l'analyse en ondelettes, compte tenu de leur capacité à représenter les parties transitoires d'un signal.

Le chapitre 2 se concentre sur la problématique de détection des transitoires d'origine électrique. En raison de son importance dans une chaîne "d'analyse / traitement de signaux", la détection de transitoires a fait l'objet de nombreux travaux en traitement du signal, l'objectif étant toujours d'arriver à une probabilité de détection proche de 1 et à un taux de fausse alarme nul. Dans ce chapitre, nous passons en revue deux classes de méthodes largement reconnues, utilisées et regroupant la quasi-totalité des techniques existantes. La première classe regroupe la distribution temps-fréquence, particulièrement le spectrogramme, et les ondelettes. La deuxième classe regroupe les statistiques d'ordre supérieur. Leurs succès dans un contexte général de détection repose sur les propriétés statistiques des transitoires par rapport au bruit ainsi que sur leur caractère non-stationnaire.

Le chapitre 3 présente un nouveau concept de distribution temps-fréquence basée sur les moments à retards complexes. Contrairement aux SOS, ondelettes et spectrogramme, ce concept de "distribution à temps complexe" se concentre, à partir des échantillons signaux, directement sur l'information de phase instantanée du signal sans tenir compte de l'amplitude du signal et

de ses variations. Par conséquent, pour un objectif de détection de transitoires physiquement liés mais ayant de fortes différences d'amplitude, un travail en analyse de phase prouve son intérêt. Tel est le cas du contexte d'échométrie présenté au chapitre 2. En effet, si l'amplitude d'un transitoire est trop faible, les SOS obtenues (skewness, cumulants d'ordre 4 ou kurtosis) aussi bien que les coefficients d'ondelette en cas d'analyse par transformée en ondelettes se révèlent parfois trop faibles et pas suffisamment significatifs pour la détection. De la même façon, la représentation temps-fréquence par spectrogramme n'indiquera pas la présence des transitoires de faible amplitude qui seront masqués par d'autres transitoires ou toute autre composante de bien plus forte amplitude. En utilisant la distribution à temps complexe, en dépit de signaux de faible amplitude, la rupture de phase qu'entraîne un transitoire reste fortement significative et visible, permettant une bonne détection en domaine de représentation de phase et de ses dérivées. Cependant une analyse dans le domaine de la phase reste très sensible au bruit. Une perspective de recherche envisageable serait la nécessité d'une étude de limites de performance par rapport au rapport signal sur bruit (RSB) ainsi que la considération d'un pré-traitement pour débruitage du signal à analyser.

A travers ces deux chapitres, nous présentons et confrontons les performances de trois méthodologies de détection de transitoires électriques type décharges partielles dans un cas où le signal à analyser est composé de plusieurs transitoires issus d'un même phénomène physique mais présentant de fortes disparités, comme des différences d'amplitude ou des déphasages, les uns comparés aux autres. Dans un tel contexte, une méthodologie de détection par analyse de phase, grâce à un outil de *Distribution Généralisée à Temps Complexe*, montre ses avantages du fait que les signatures des transitoires du point de vue phase restent toutes plus significatives que celles obtenues par considération de critères énergétiques ou statistiques du signal. Afin de comparer objectivement les différentes méthodes de détection, un protocole d'évaluation de performances a été proposé. Des courbes COR déterminées à l'aide de ce protocole permettent d'illustrer et de comparer les performances des différentes méthodes. Il en ressort que pour le contexte d'étude présenté, une méthodologie par analyse de phase est plus appropriée pour des RSBs raisonnables. Pour des cas où le RSB est faible, plusieurs pistes sont envisageables. La première consiste à utiliser une version robuste de la DGTC obtenue pour des ensembles de retards complexes différents. Ce travail en perspective permettrait d'aboutir à une solution de détection ainsi que de caractérisation plus robuste et adaptée aux contextes de travail bruités. L'avantage d'une telle méthode est, mis à part l'amélioration des performances en terme de RSB, la réalisation d'une approche unique pour la détection et la caractérisation des DP. Une autre piste pour l'amélioration de la robustesse de la DGTC est la mise en place, en préalable, d'une méthode de soustraction de bruit. L'utilisation des statistiques robustes pour le calcul de la courbe de détection à partir de la DGTC est une autre solution qui peut être envisagée dans des travaux futurs.

Le chapitre 4 traite de la localisation des sources de décharges partielles dans les câbles. Cette localisation doit être la plus précise possible afin d'éviter des erreurs de plusieurs mètres et des interventions de maintenance mal localisées et donc inutiles. Nous présentons tout d'abord dans ce dernier chapitre un état de l'art sur les méthodes de localisation de sources de décharges partielles dans les câbles. On s'intéresse plus particulièrement au contexte de contrôle on-line assurant un diagnostic plus réaliste du réseau en service. Dans ce cas, en raison de la complexité des signaux issus de la propagation de décharges partielles dans les câbles, et des perturbations provenant du circuit en fonctionnement, il est nécessaire d'utiliser au moins deux capteurs pour assurer une localisation correcte. Cependant, deux capteurs distincts placés aux extrémités d'un réseau de câbles de plusieurs kilomètres n'ont pas la même origine temporelle d'acquisition et nécessitent d'être synchronisés, sinon quoi la corrélation ne dispose pas d'une origine temporelle

connue pour estimer convenablement le retard de propagation. Il existe alors aujourd'hui des techniques de synchronisation de capteurs par GPS et courant porteur, permettant de s'affranchir de ces problèmes. Cette synchronisation s'avère nécessaire pour garantir une analyse plus juste en localisation de sources. Cependant, elle reste coûteuse et complexe à mettre en place.

Une étude fine de la modélisation de la propagation des décharges partielles dans les câbles est par la suite effectuée, afin de comprendre et de modéliser analytiquement les phénomènes physiques engendrés par la propagation, notamment la distorsion de l'impulsion que l'on a souhaité quantifier. En tenant compte des difficultés du contexte on-line avec synchronisation coûteuse, et des phénomènes physiques engendrés par la propagation du signal dans un câble coaxial, une nouvelle méthodologie de localisation multi capteurs et tenant compte de la physique de propagation dans les câbles est présentée. Cette méthode s'affranchit de toute connaissance d'origine temporelle des capteurs et ne nécessite pas de synchronisation. Elle se base sur une quantification, à l'aide de l'outil de *Recurrence Plot Analysis*, de l'élargissement de l'impulsion propagée en fonction de sa durée de propagation. A partir de la mise en évidence empirique du facteur K liant proportionnellement l'écart d'élargissement et l'écart de durée de propagation entre les arrivées de la même décharge partielle sur les deux capteurs d'extrémité, cette méthodologie a permis d'obtenir des résultats de localisation prometteurs sur une base expérimentale.

Ainsi, est développée dans ce dernier chapitre, une méthodologie de localisation permettant de répondre à la volonté de diagnostic on-line des câbles haute et moyenne tension et s'affranchissant des contraintes techniques et matérielles complexes et coûteuses issues d'un tel diagnostic. En effet, en situation on-line, le contrôle de l'activité en décharges partielles du réseau de câbles reflète plus la réalité d'usure des câbles en réel fonctionnement dans le circuit électrique. Cependant pour pouvoir discriminer les décharges partielles, provenant du câble, des autres impulsions et pour pouvoir localiser leur source, il est nécessaire de positionner des capteurs des deux côtés du circuit. Ceci implique alors la nécessité d'un protocole de synchronisation entre capteurs mais qui reste lourd à mettre en place et coûteux. De plus, les performances en localisation de ce genre de méthodologies avec synchronisation, reste malgré tout limitées du fait d'une grande sensibilité de la localisation par rapport à l'estimation du retard entre acquisition aux capteurs d'extrémité. La méthodologie proposée dans ce dernier chapitre s'appuie sur la physique de propagation de l'impulsion dans le câble et permet une localisation basée sur une interprétation appropriée du phénomène physique de distorsion engendrés sur le signal par la propagation. Cette méthodologie reste multi-capteurs mais nécessite juste une acquisition à chaque extrémité sans technique lourde et coûteuse de synchronisation.

Des perspectives peuvent être évoquées concernant les problématiques de détection et de localisation. De plus, pour compléter l'analyse des signaux transitoires issus des systèmes électriques, un travail futur doit être effectué sur l'aspect de la caractérisation de la nature de ces signaux transitoires afin de remonter au phénomène de leur origine.

Concernant la détection, à l'aide du protocole basé sur la volonté de détection de l'ensemble des transitoires du signal reçu, la comparaison avec des systèmes de détection existants sur le marché (ASM de la société IPEC, PD Gold de la Société IPEC HV et le PD Base de la société Techimp) pourrait être réalisée. Cette étude de performances de détection représente la première étape d'une démarche plus complète d'analyse des signaux transitoires électriques, démarche qui chercherait également à caractériser ces signaux, c'est-à-dire associer un transitoire et ses caractéristiques à un phénomène particulier. Certains systèmes industriels comme l'ICM et le Techimp, proposent des critères de caractérisation. L'ICM par exemple, classe les décharges partielles en fonction de leur positionnement sur la phase réseau. Le Techimp caractérise les décharges partielles détectées comme étant d'extrémité, de surface ou de câble, par des paramètres

de barycentre temporel et fréquentiel. L'outil de Distribution Généralisée à Temps Complexe, offrant l'accès, uniquement à partir des échantillons signaux, à n'importe quel ordre de dérivée de la phase du signal, pourrait conduire à une démarche de caractérisation par une étude de dérivées successives de la phase de signaux composés de plusieurs transitoires électriques. Ceci, associé à la physique de propagation des transitoires dans l'environnement considéré (câbles et jonctions), permettra la construction de nouveaux espaces de caractérisation pour les signaux de décharges partielles avec des applications directes dans les domaines de la classification de décharges partielles et de l'analyse plus avancée des effets physiques de ces signaux.

Concernant la localisation, la méthodologie développée et basée sur la physique de propagation s'appuie sur la définition empirique d'une proportionnalité liant la différence d'élargissement de l'impulsion propagée et l'écart de durée de propagation aux extrémités. Il serait intéressant de continuer de chercher à obtenir, par des techniques de calcul plus poussées, une expression analytique de cette proportionnalité. De plus, le travail de modélisation physique sur lequel s'appuie notre contribution, suppose la connaissance des paramètres des câbles. Des travaux de recherche futurs devront prendre en compte les "incertitudes câbles" aussi bien au niveau des paramètres physiques ((r, l, c, g) et vitesse de propagation) qu'au niveau de l'hétérogénéité des câbles formant le réseau. Une quantification de l'effet de ces incertitudes sur la qualité de la localisation pourrait être réalisée. La méthode de localisation proposée a été testée en configuration réelle, sur un câble coaxial classique de branchement et par injection maîtrisée de l'impulsion à localiser. Nous souhaiterions tester cette méthode sur de vrais câbles de réseau mis sous tension en contexte off-line et affectés de défauts artificiels qui seront les sources de décharges partielles, tout cela afin de valider le concept de la méthode sur un plan opérationnel.

Publications

- B. Gottin, C. Ioana, J. Chanussot, G. D'Urso, T. Espilit, "Detection and Localization of Transient Sources : Comparative Study of Complex-Lag Distribution Concept Versus Wavelets and Spectrogram-Based Methods", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2009 Article ID 864185.
- B. Gottin, I. Orovic, C. Ioana, S. Stankovic, J. Chanussot, "Signal characterization using generalized "time-phase derivatives" representation", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ICASSP 2009 , Taiwan, April 2009.
- J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, B. Gottin, C. Ioana, "Time-Frequency Characterization and Receiver Waveform Design for Shallow Water Environments", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, vol. 57, no8, pp. 2973-2985.
- C. Ioana, A. Quinquis, B. Gottin, "Time-frequency-phase coherence - general framework for signal analysis in passive context", *New Trends for Environmental Monitoring Using Passive Systems*, Toulon, 2008.
- B. Gottin, C. Ioana, S. Stankovic, L. Stankovic, J. Chanussot, "On the concept of time-frequency distributions based on complex-lag moments", *EURASIP 16th European Signal Processing Conference EUSIPCO-2008*, Suisse, 2008.
- B. Gottin, J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, "Diversity in Shallow Water Environments Using Blind Time-Frequency Separation Techniques", *IEEE Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, ACSSC 2007, États-Unis d'Amérique, 2007.
- J. Zhang, B. Gottin, A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, "Time-Frequency Modeling of Shallow Water Environments : Rigid vs. Fluid Seabed", *IEEE 14th Workshop on Statistical and Signal Processing*, Madison, USA, 2007.

Brevet (en cours de dépôt) :

C. Ioana, B. Gottin, "Système de localisation des transitoires électriques dans des câbles basé sur l'analyse de la déformation des impulsions".

Annexes

Annexe A

Calcul de l'expression de la fonction d'étalement

L'expression finale de la fonction d'étalement est obtenue comme suit. On considère tout d'abord la formule de l'intégrale de Cauchy dans sa version discrète, exprimée en 3.1.3 équation (3.13). En utilisant la notation des racines unitaires $\omega_{N,p} = e^{j2\pi p/N}$, cette équation devient :

$$\phi^{(K)}(t) \frac{N\tau^K}{K!} = \sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p}\tau) \omega_{N,p}^{-K} + \varepsilon \frac{N\tau^K}{K!} \quad (\text{A.1})$$

Les racines unitaires $\omega_{N,p}$ vérifient la propriété suivante :

$$\sum_{p=0}^{N-1} \omega_{N,p}^k = \begin{cases} N & \text{si } k = 0 \pmod{N} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

En utilisant le développement en séries de Taylor de ϕ et la propriété exprimée en (A.2), on obtient :

$$\begin{aligned} \sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p}\tau) \omega_{N,p}^{-K} &= \sum_{p=0}^{N-1} \left(\sum_{u=0}^{+\infty} \phi^{(u)}(t) \frac{\tau^u \omega_{N,p}^u}{u!} \right) \omega_{N,p}^{-K} \\ &= \sum_{u=0}^{+\infty} \overbrace{\left(\sum_{p=0}^{N-1} \omega_{N,p}^{u-K} \right)}^{\text{cf. (A.2)}} \phi^{(u)}(t) \frac{\tau^u}{u!} \\ &= \sum_{r=0}^{+\infty} N \phi^{(Nr+K)}(t) \frac{\tau^{Nr+K}}{(Nr+K)!} \\ &= \phi^{(K)}(t) \frac{N\tau^K}{K!} + Q(t, \tau) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Comme résultat de (A.1) et (A.3), il découle que l'expression du terme d'erreur est :

$$Q(t, \tau) = -\varepsilon \frac{N\tau^K}{K!} = N \sum_{r=1}^{+\infty} \phi^{(Nr+K)}(t) \frac{\tau^{Nr+K}}{(Nr+K)!} \quad (\text{A.4})$$

L'application du changement de variable $\tau \leftarrow \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}}$ rend linéaire, par rapport à la variable τ , le terme de dérivée de phase d'ordre K . Résultant de ce changement variable appliqué dans l'expression (A.4), l'expression finale de la fonction d'étalement est obtenue comme :

$$Q(t, \tau) = N \sum_{r=1}^{+\infty} \phi^{(Nr+K)}(t) \frac{\tau^{\frac{Nr}{K}+1}}{(Nr+K)!} \left(\frac{K!}{N} \right)^{\frac{Nr}{K}+1} \quad (\text{A.5})$$

Bibliographie

- [1] IEC60270 :2000/BS EN 60270 :2001, "High-Voltage Test Techniques - Partial Discharge Measurements", 2000.
- [2] A. Krivda, "Automated Recognition of Partial Discharges", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol.2, No. 5, October 1995.
- [3] I.J. Kemp, "Partial discharge plant-monitoring technology : Present and future developments", *IEEE Proc.-Sci. Meas. Technology*, vol. 142, pp. 4-10, 1995.
- [4] S.A. Boggs, "Partial Discharge : Overview and Signal Generation", *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 6, pp. 33-39, 1990.
- [5] F.H. Kreuger, P.H.F. Morshuis, E. Gulski, "Evaluation of discharge damage by fast transient detection and statistical analysis", *CIGRE*, Paris, Paper 15-196, 1994.
- [6] P. Wang, P.L. Lewin, Y. Tian, S.J. Sutton and Swingler, "Application of wavelet-based de-noising to online measurement of partial discharges", *IEEE International Conference on Solid Dielectrics*, Toulouse, France, 5 - 9 July 2004.
- [7] F. Leonard, D. Fournier, B. Cantin, "On-line location of partial discharges in an electrical accessory of an underground power distribution network", *International Conference Jicable07*, Paris, 2007.
- [8] C. Ioana, L. Léonard, C. Cornu, A. Jarrot, A. Quinquis, "The concept of time-frequency-phase analyzer", *Transaction on Electronic and Communications, Scientific Journal of University of Timisoara*, Romania, Mars 2006.
- [9] B.S. Hansen, F. Levring, "Optical investigations of the spatial and temporal development of partial discharges in polyethylene", *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Philadelphia, USA, pp. 269-299, 1982.

- [10] P.M. Eleftherion, "Partial Discharge XXI : Acoustic Emission-Based PD Source Location in Transformers", *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 11, pp. 22-26, 1995.
- [11] I.W. McAllister, "Electric Field and Electrical Insulation", *IEEE Trans. on Diel. and Elec. Insul.*, vol. 9, n°5, octobre 2002.
- [12] G. Colon, "Evolution of Partial Discharges Waveshapes in Spherical Voids using Ultra Wide Band Techniques", 1994.
- [13] R. Bartnikas, "Positive and negative polarity current pulse characteristics of a helium glow discharge in a cylinder-plane electrode gap at atmospheric pressure", *IEEE Trans. on Diel. and Elec. Insul.*, vol. 9, n°5, octobre 2002.
- [14] I.W. McAllister, "The Concept of Paschen's Law with Reference to SF6", *J. Phys. D : Applied Phys.*, vol. 1537-1539, 1987.
- [15] J.L. Lacoume, P.O. Amblard, P. Comon, "Higher Order Statistics for Signal Processing", *Masson*, Paris, 1997.
- [16] P. Ravier, P.-O. Amblard, "Combining an adapted wavelet transform with 4th order statistics for transient detection", *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 70, pp. 115-128, 1998.
- [17] H. Borsi, E. Gockenbach, D. Wenzel, "Separation of Partial Discharges from Pulsed-shaped Noise Signals with help of Neural Networks", *IEE Proceedings on Science, Measurements and Technology*, Vol. 142, pp. 69-74, 1995.
- [18] B.T. Phung, T.R. Blackburn, R.E. James, "The use of artificial neural networks in discriminating partial discharge patterns", *6th International Conference on Dielectric Materials, Measurements and Applications*, Manchester, United Kingdom, pp. 25-28, 1992.
- [19] J.J. Bellanger, L. Senhadji, G. Carrault, "Etude comparative de structures de détection de transitoires en EEG utilisant les ondelettes et d'autres décompositions", *15ème colloque GRETSI*, Juan-les-pins, France, 18-21 septembre 1995.
- [20] G.F.C. Veloso, L.E.B. Da Silva, G. Lamber-Torres, J.O.P. Pinto, "Localization of partial discharges in transformers by the analysis of the acoustic emission", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 537-541, Montreal, Canada, July, 2006.
- [21] Z. Michalopoulou, "Underwater Transient Signal Processing : Marine Mammal Identification, Localization, and Source Signal Deconvolution", *ICASSP '97 : Proceedings of the 1997*

- IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 1, pp. 503, Munich, Germany, April 1997.
- [22] C. Duxbury, M. Davies, M. Sandler, "Separation of Transient information in Musical Audio using Multiresolution analysis techniques", *Proceedings of the COST G-6 Conference on Digital Audio Effects*, Limerick, Ireland, December, 2001.
- [23] A. Papandreou-Suppappola, ed., *Applications in time-frequency signal processing*, CRC Press, Boca Raton, 2003.
- [24] A. Quinquis, "A Few Practical Applications of Wavelet Packets", *Digital Signal Processing : A review Journal*, vol. 8, pp. 49-60, January 1998.
- [25] Lj. Stankovic, "Time-frequency distributions with complex argument", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, no. 3, pp. 475-486, March 2002.
- [26] C. Cornu, S. Stankovic, C. Ioana, A. Quinquis, Lj. Stankovic, "Time-frequency distributions with generalized complex lag argument", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 55, no. 10, pp. 4831-4838, October 2007.
- [27] N. Ravot, J. Cohen, P. Chambaud, CEA, "Method and device for analyzing electric cable networks", *World Organization of Intellectual Property*, publication number : WO 2008/009566 A2, January 24th, 2008.
- [28] L. Cohen, *Time-frequency analysis*, Prentice Hall, 1995.
- [29] W. Rudin, *Real and Complex Analysis*, McGraw Hill, 1987.
- [30] P. Ravier, P.-O. Amblard, "Using Malvar Wavelets for Transient Detection", *IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, pp. 229-232, Paris, France, 1996.
- [31] P. Ravier, P.-O. Amblard, "Wavelets Packets and De-noising Based on Higher-Order-Statistics for Transient Detection", *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 81/9, pp. 1909-1926, August, 2001.
- [32] C. Ioana, A. Jarrot, A. Quinquis, S. Stankovic, Lj. Stankovic, "Analysis of Time-Frequency Transient Components Using Phase Chirping Operator", *ICASSP '06 : Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 173-176, 2006.

- [33] C. Gervaise, A. Quinquis, I. Luzin, "High resolution identification of an underwater channel from unknown transient stimuli", *GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images*, 2001.
- [34] B. Leprettre, N. Martin, "Extraction of pertinent subsets from time-frequency representations for detection and recognition purposes", *Elsevier : Signal Processing*, vol. 82, pp. 229-38, February 2002.
- [35] N. Martin, P. Jaussaud, F. Combet, "Close shock detection using time-frequency Prony modeling", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 8, pp. 235-61, March 2004.
- [36] A. Papandreou-Suppappola, F. Hlawatsch, G. F. Boudreaux-Bartels, "Quadratic time-frequency representations with scale covariance and generalized time-shift covariance : A unified framework for the affine, hyperbolic and power classes", *Digital Signal Processing : A review Journal*, vol. 8, pp. 3-48, January 1998.
- [37] R.L. Murray, A. Papandreou-Suppappola, G. F. Boudreaux-Bartels, " New higher order spectra and time-frequency representations for dispersive signal analysis", *ICASSP '98 : Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, pp. 2305-2308, Seattle, USA, May 1998.
- [38] B. Gottin, C. Ioana, S. Stankovic, Lj. Stankovic, J. Chanussot, "On the concept of time-frequency distributions based on complex-lag moments", *EURASIP Eusipco Proceedings*, Lausanne, Suisse, August 2008.
- [39] B. Gottin, I. Orovic, C. Ioana, S. Stankovic, J. Chanussot, "Signal Characterization using Generalized "Time-Phase Derivatives" Representation", *accepted for publication in the ICASSP '09 Proceedings, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Taipei, Taiwan, April 2009.
- [40] J.M. Mendel, "Tutorial on Higher-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory : Theoretical Results and some applications", *Proceedings of the IEEE 79(3) :278-305*, March 1991.
- [41] Ph. Ravier, L. Duboisset, P.-O. Amblard, "Etude des performances de détecteurs de transitoires fondés sur les statistiques d'ordre supérieur et les transformations linéaires", *Colloque sur le Traitement du Signal et des Images, GRETSI*, pages 1169-1172, Juan-Les-Pins, France ,1995.
- [42] H. Krim, J.-C. Pesquet, "Wavelets and Statistics", *chapter On the Statistics of Basis Criteria*, pages 193-207. A. Antoniadis and G. OppenheimED., Springer-Verlag, 1995.

- [43] M. Kendall, A. Stuart, "The advanced theory of statistics : Design and analysis, and time-series", Charles Griffin and Company Limited, 1961.
- [44] IPEC High Voltage Ltd, "Application Notes for On-Line Partial Discharge (PD) Testing and PD Site Location (Mapping) Of Medium Voltage (MV) and High Voltage (HV) Cables", *Introduction to On-Line PD Testing of MV Cables*, issue 3, October 2007.
- [45] P. Van Der Wielen, F. Steennis, "First Field Experience of On-line Partial Discharge Monitoring of MV Cable Systems with location", *CIGRE 20th International Conference on Electricity Distribution*, Prague, 8-11 June 2009.
- [46] N. Oussalah, Y. Zebboudj, S. A. Boggs, "Analytic Solutions for Pulse Propagation in Shielded Power Cable for Symmetric and Asymmetric PD Pulses", *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 14, No. 5, October 2007.
- [47] C. Forssén, H. Edin , "Modeling Partial Discharges in a Cavity at Different Applied Frequencies", *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2007.
- [48] J. Sletbak, "Tutorial The Influence of Cavity Shape and Sample Geometry on Partial Discharge Behavior", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 3, No. 1, February 1996.
- [49] Z. Liu, B.T. Phung, T.R. Blackburn and R.E. James, "The propagation of Partial Discharge Pulses in a High Voltage Cable".
- [50] J. Veen, "On-line Signal Analysis of Partial Discharges in Medium- Voltage Power Cables", *PhD Thesis (chapter 2 : Partial Discharge Signal Characteristics)*, Technische Universiteit Eindhoven, April 2005.
- [51] A. Girard, "Premiers résultats d'étude sur la réflectométrie", *Compte rendu de réunion*, 2007.
- [52] F. Birleanu, "Using Recurrence Plot Analysis to detect and localize transient signals", *rapport intermédiaire de master*, 2009.

Résumé

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier et de proposer des techniques adéquates aux problématiques de détection et de localisation des sources de signaux transitoires dans un réseau de câbles de transport d'énergie. Ainsi, les méthodes proposées tiennent compte de l'ensemble des problématiques liées à la propagation des signaux dans les câbles, les aspects physiques étant pris en compte lors de la mise en place de ces méthodes. Nous proposons pour la détection, d'introduire un critère spécifique de *détection de l'ensemble des transitoires du signal reçu*. Ce point est très important car un enregistrement peut contenir le transitoire propagé par le trajet direct mais également des réflexions ainsi que d'autres types de transitoires. Pour l'étape d'analyse et de localisation, il est donc très important de pouvoir détecter tous les transitoires, indépendamment de leur énergie. Nous étudions, dans un premier temps, les méthodes les plus connues - la détection à partir du spectrogramme, des ondelettes et des statistiques d'ordre supérieur. Nous prouvons la robustesse de ces méthodes dans le contexte des transitoires électriques mais également leur difficulté à détecter les transitoires de faible amplitude. Nous proposons ainsi l'utilisation du concept de distribution à temps complexe qui effectue la détection des transitoires via la dérivation de la phase du signal. Nous montrons que cette technique fournit de bonnes performances de détection de l'ensemble des transitoires, grâce à l'étude de la phase instantanée qui constitue un très bon élément pertinent en raison de son invariance par rapport à l'amplitude. La phase de localisation repose sur la prise en compte de deux difficultés majeures. La première étant la complexité de propagation d'une impulsion dans un câble et la modélisation physique de cette propagation ; la seconde étant la nécessité contraignante d'acquisition synchrone pour un diagnostic on-line multi-capteur. Notre contribution consiste à proposer une technique de localisation qui quantifie la déformation relative subie par les transitoires propagés, en fonction de leur durée de propagation. L'intérêt de cette technique peu coûteuse est prouvé par des tests en configuration simulée ainsi que réelle.

Mots-clés : signaux transitoires, détection, analyse temps-fréquence, ondelettes, distribution à temps complexe, localisation, multi-capteur, synchronisation, effets de propagation dans les câbles.

Abstract

This work has for main goal to study and set suitable techniques to deal with the two aspects of transient signals detection and localization in power distribution cable networks. Thus, the proposed methods are related to the problems issued from signal propagation in cables, the physical aspects being considered to set these methods. For detection aspect, we introduce the specific criteria of *whole transients detection from the received signal*. This is a very important point in so far as the signal measurement may be composed of the direct propagated pulse but also of reflections and other sorts of transients. For analysis and localization, it is essential to detect all the transients, regardless of their energy. First, the well known methods of - spectrogram, wavelets and higher order statistics - are studied. These methods are shown to be suitable and robust in the context of electrical transitory signals, but they cannot easily detect low amplitude transients. The complex time distribution is then proposed as a concept able to detect transients via the signal phase derivation. We show that this technique succeeds in good detection results of whole transients thanks to the consideration of the instantaneous phase which is a very distinctive tool in so far as it is regardless of the amplitude. The localization step is based on the consideration of two major difficulties. The first one is the pulse propagation complexity and its physical modelling; the second one is the problematical and restricting need of measurements synchronization for multi-sensor on-line diagnostic. We propose a localization technique which measures the pulses distortion, issued from their propagation, in function of their propagation time. This low cost technique interest is proved by tests in simulated and real context.

Key-words : transient signals, detection, time-frequency analysis, wavelets, complex time distribution, localization, multi-sensor, synchronization, propagation effects in cables.
