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

Université de JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie
Département d'Electrotechnique

Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme
De Master en Electrotechnique

Option : Réseaux électriques

Thème :

Diagnostic D'un Câble Enterré par Matrice Pencil

Dirigé par
Dr. B. Khelifi

Réalisé par :
M. Hebbache nadir

Année universitaire: 2017/2018

Remerciements

Je remercie « ALLAH », le tout puissant, de m'avoir donné, le courage, la patience et la volonté pour affronter toutes les difficultés pour reprendre les études et réalisé ce projet.

Ce travail a été effectué sous la direction de Dr B.KHELIFI. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et reconnaissances de m'avoir encadré, aidé et conseillé judicieusement et ainsi pour sa disponibilité et les efforts qu'elle a consentis.

Mes remerciements aussi, aux membres de jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter juger ce mémoire.

J'adresse également mes remerciement à tous les enseignants de la spécialité « réseaux électriques », sans oublier chef de département d'Electrotechnique et tous ceux qui m'ont aidés et encouragés de près ou de loin durant cette année.

Dédicace

En signe de respect et de reconnaissances, Je dédie ce modeste travail

aux personnes les plus chères :

A mes parents ;

A ma femme ;

A la mémoire de mes enfants Nadji, Nada, Nouha et Noudjoud;

A tous mes amis et collègues ;

A tous ceux qui me sont chers.

Nadir

Sommaire

Introduction Générale..... 1

Chapitre 1 : ***Le câble de transport d'énergie : technologie et expertise in situ.***

1.1 Introduction..... 4
1.2. Les réseaux électriques et câbles souterrains..... 5
1.3. Généralités sur les câbles électriques..... 5
1.3.1. Description technique d'un câble..... 7
1.4. Les différents types de câbles..... 8
1.4.1. Le câble à papier imprégné..... 8
1.4.2. Câbles à pression interne d'huile fluide..... 9
1.4.3. Les câbles synthétiques à isolation au polyéthylène..... 9
1.4.4. Câbles à polyéthylène basse densité (PEBD)..... 9
1.4.5. Câbles à polyéthylène haute densité (PEHD)..... 10
1.4.6. Câble polyéthylène réticulé (PR)..... 10
1.5. Critères de choix d'un câble..... 10
1.6. Les techniques de pose..... 10
1.7. Les défauts dans les câbles..... 12
1.7.1. Causes de dégradation des câbles..... 12
1.7.2. Les décharges partielles..... 13
1.7.3. Les origines de poche gazeuses..... 14
1.7.3. Catégories de défaut selon l'impact..... 14
1.8. Méthodes de détection des défauts..... 15
1.8.1. Les méthodes non basées sur la réflectométrie..... 15
1.8.1.1. Inspection visuelle..... 15
1.8.1.2. Méthode par rayons X..... 15
1.8.1.3. Méthodes capacitive et inductive..... 16
1.8.1.4. Méthode basé sur la détection de décharge partielle..... 16
1.8.2. Méthode basée sur la réflectométrie..... 17
1.8.2.1. Principe de la réflectométrie..... 18
1.8.2.2. Domaines de la réflectométrie..... 19
1.8.2.3. Avantages et inconvénients de la réflectométrie..... 19
1.8.2.4. Détection des défauts francs..... 20
1.8.2.5. Détection des défauts non francs..... 21

Références Bibliographiques..... 23

Chapitre 2 : ***Modélisation de la propagation d'une onde électrique dans un réseau de câbles enterrés.***

2.1. Introduction..... 24
2.2. Rappel sur la théorie des lignes..... 24
2.3. Modélisation d'un câble blindé par la théorie des lignes..... 25
2.3.1. Impédance d'un câble blindé..... 26
2.3.1.1. Câble enterré : terme de correction Z_0..... 28

3.3.1.2. Terme de correction dû à l'effet du blindage..... 28
2.3.2. Equations générales des Lignes en Temporel..... 29
2.3.3. Equations des lignes exprimée par FDTD..... 31
2.3.3.1. Les équations de récurrences exprimées par FDTD..... 31
2.3.3.2. Equations aux extrémités du câble exprimé par FDTD..... 32
2.4. Formalisme topologique : Construction du système $[A].[X]=[B]$..... 33
2.4.1. Définition du vecteur inconnu [X]..... 33
2.4.2. Construction la matrice [A] en temporel..... 34
2.4.3. Construction du vecteur [B]..... 34
2.4.4. Défauts traités par modélisation..... 35
2.5. Applications..... 36
2.5.1. Cas d'un câble en PR avec défaut franc 36
2.5.1.1. Coupure d'âme (câble en PR)..... 36
2.5.1.2. Court-Circuit entre l'âme et le blindage (câble en PR)..... 41
2.5.1.3. Court-Circuit entre l'âme et le blindage et la terre (câble en PR)..... 42
2.5.2. Cas d'un câble en PVC avec défaut franc..... 43
2.5.2.1. Coupure d'âme (câble en PVC)..... 43
2.5.3. Cas d'un câble en PR avec défaut non franc..... 44
2.5.3.1. Défaut non franc entre l'âme et le blindage 44
2.6. Conclusion..... 47
Références Bibliographiques..... 48

Chapitre 3 : *Analyse des défauts par matrice pencil*

3.1. Introduction..... 49
3.2. Généralités sur les signaux..... 49
3.2.1. Classification des signaux..... 50
3.3. Modélisation paramétrique des signaux..... 50
3.3.1. Modèles rationnel linéaires..... 51
3.3.2. Modèles exponentiels (Prony)..... 51
3.3.3. Modèles géométriques..... 51
3.4. Méthode de Prony originale..... 51
3.5. Méthode de Pencil..... 53
3.5.1. Fondements théoriques dans le cas où les données sont non bruitées..... 53
3.5.1.2. Cas où les données sont bruitées..... 55
3.5.2. Avantage de la méthode de Pencil..... 57
3.5.4. Extraction des pôles d'un système à partir de sa réponse transitoire..... 58
3.5.5. Extraction des pôles dominants à partir des énergies de chaque mode..... 59
3.5.6. Etude de la stabilité des pôles..... 60
3.5.7. Influence de la localisation des pôles..... 60
3.5.8. Notion de modes ou pôles dominants..... 62
3.6. La méthode Pencil fenêtrée..... 63
3.7. Applications..... 63
3.8. Conclusion..... 73
Références bibliographiques..... 74
Conclusion Générale..... 76
Annexe : Calcul impédance et admittance câble..... 78

Introduction Générale

Introduction générale

Un réseau d'énergie électrique est un système comprenant production, transport, répartition et distribution de l'énergie, étape finale pour l'alimentation des consommateurs domestiques. Le système est stratifié depuis la haute tension (150 - 765 kV (maximum 400 kV en Europe)) conçue pour interconnecter les centrales de production et transmettre la puissance de ces centres de production vers les points de charges les plus importantes. La répartition s'effectue à un niveau plus faible (HT 70 - 150 kV) reliant le niveau de transport et le niveau de distribution (MT de 1 à 70 kV, BT < 1 kV).

En regard avec la planification, les lignes sont soumises plus fréquemment que les câbles à des interruptions de courte durée. Aussi, les surcharges de courtes durées sont plus facilement supportées par les câbles. Enfin, du point de vue environnement, l'impact visuel des lignes aériennes peut nécessiter un acheminement approprié et les câbles souterrains génèrent moins de champs électromagnétiques

Depuis 1994 la plupart des compagnies d'électricité ont pris la décision de ne plus établir de nouvelles liaisons aériennes en deçà de 150 kV. A terme donc tout le réseau de distribution et progressivement celui de répartition se fera en câbles souterrains.

Mais, soumis à l'usure du temps et à des contraintes diverses, ces câbles sont amenés à se dégrader. Des défauts modifient le comportement électrique du câble et peuvent, à terme, engendrer des pannes plus ou moins importantes des systèmes qu'ils relient. Pour des questions de qualité de service, de coût et de sécurité ; il est alors nécessaire de prévenir ces défaillances et donc de pouvoir diagnostiquer l'état des réseaux de câbles, c'est à dire localiser voire caractériser les défauts du câblage.

Pendant les dernières années son importance a suscité l'intérêt de différents groupes de recherche qui tentent d'élaborer des méthodes de surveillance et diagnostic des réseaux électriques. Des méthodes de diagnostic s'avèrent relativement performantes pour détecter des dégradations importantes dans les câbles dans le cas de défauts francs. La méthode de diagnostic la plus répandue est la réflectométrie : basée sur l'injection d'un signal électrique à l'une des extrémités du réseau et sur l'analyse des

signaux réfléchis, cette méthode permet de détecter et localiser des défauts dans la structure filaire. Cependant, celle-ci est limitée pour de grandes longueurs de câble et principalement pour la détection de défauts non francs.

Ces méthodes doivent faire face aux nouvelles exigences des distributeurs de l'énergie : anticiper les pannes dues à des dégradations de câblages souvent complexes. Il s'agit donc de pouvoir détecter des défauts dès leur apparition. Les quelques études sur les défauts non francs ont montré des résultats théoriques qui ne sont pas validés expérimentalement. Il est donc important de développer des méthodes de diagnostic de défauts non francs dans les câbles, qui sont souvent les signes précurseurs de défauts francs, afin d'effectuer la maintenance quand il le faut, pour éviter une défaillance sévère et de façon à ce que ces méthodes soient non invasives. Ceci constitue l'objectif principal de mémoire de fin d'études de master en réseau électrique.

Ce mémoire nous le consacrons à la caractérisation par modélisation d'un défaut interne dans un réseau de câbles souterrains. Une caractérisation du défaut doit permettre de le situer dans le réseau et définir sa nature dans la mesure du possible. Les principaux défauts internes objets de notre travail sont les défauts d'isolement localisés (court-circuit, contact galvanique, …) et les défauts répartis (usure de l'isolant et pénétration d'eau).

En utilisant le concept des lignes de transmission, notamment la propagation d'une onde conduite en présence d'un obstacle (réflexion et transmission), notre travail consiste à analyser la réponse d'un réseau multifilaire à topologie complexe excité en un de ses nœuds par un générateur temporel. Généralement la présence d'un obstacle se manifeste par l'apparition d'une modification étalée ou bien localisée sur la réponse ou par un faible transitoire qui peut s'apparenter à un bruit numérique. L'objectif principal de notre travail et de montrer qu'en intégrant un traitement mathématique, du signal de réponse (écho), il serait possible de détecter même les défauts non francs. Pour ce faire, nous utiliserons la méthode dite Matrice Pencil Fenêtrée.

Pour présenter notre travail, nous avons organisé notre mémoire en trois chapitres. Le premier chapitre est consacré, à travers une recherche bibliographique, à la présentation des technologies et expertises des câble utilisés dans le transport et la distribution de l'énergie électrique ; aussi, nous détaillons différentes méthode dédié à la détections des défauts.

Dans le second chapitre nous présentons explicitement le fondement théorique de notre étude où, nous décrivons les différentes étapes de modélisation pour étudier la propagation des signaux électriques dans un réseau de câbles. Nous présentons en premier la représentation d'un câble par la théorie de lignes couplées, la discrétisation des équations des lignes par FDTD en s'aidant de la technique dite Vector Fitting, le formalisme topologique qui consiste à construire un système d'équations du type [A][X]= [B] et quelques applications pour illustrer le concept de localisation des défauts par réflectométrie.

Le troisième chapitre nous le consacrons à une analyse mathématique du signal de réponse par la méthode Pencil fenêtrée pour une meilleure identification du défaut. Nous le commençons par des rappels théoriques sur le traitement du signal et particulièrement ceux de la méthode paramétrique dite « matrice Pencil fenêtrée», puis suivront quelques applications pour illustrer notre travail.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale.

Chapitre 1 : Le câble de transport d'énergie : technologie et expertise in situ

1.1. Introduction

La nécessité de la continuité et la qualité de service de production, de transport et de la distribution de l'énergie électrique incite les opérateurs à assurer la maintenance et la sureté de fonctionnement des systèmes électriques en général et particulièrement les liaisons et réseaux électriques sous terrains et ce, dans les délais et selon les règles de l'art.

L'évolution de la consistance des réseaux électriques souterrains et leurs complexité accroissent le taux de pannes, cependant le besoin continu et progressif en énergie électrique, en termes de capacité de transite et qualité d'énergie à fournir, nous interpelle d'avantage à renforcer les investigations dans les techniques de maintenance et de diagnostic des réseaux filaires.

Toutefois, la fiabilité des réseaux électriques ne peut être garantie qu'à travers les différents types de gestion de la maintenance qu'elle soit préventive (conditionnelle ou systématique), ou curative qui permettre de mettre en place des méthodes et des dispositifs pour la détection et la localisation rapide des défauts en tannant compte de leurs natures et leur catégories.

L'objectif assigné pour ce chapitre est de présenté à titre indicatif les différentes méthodes qui permettent le diagnostic d'un câble souterrain en termes de détection et localisation des défauts, voire la détermination de la nature de ces derniers.

Dans un premier temps nous présentons les réseaux électriques souterrains ainsi les types de câbles d'énergie électrique.

Dans un deuxième temps nous précisons les catégories des défauts selon leurs impact sur le fonctionnement et les causes y afférentes à la dégradation des câbles enterrés.

Ensuite, nous abordons les différentes méthodes connues pour le diagnostic des câbles particulièrement la technique de la réflectométrie dans le domaine temporel, qui fait l'objet de notre travail.

En fin de ce chapitre nous présentons les avantages et les limites des méthodes basées sur la réflectométrie en citant des exemples sur la détection des défauts franc et non franc.

1.2. Les réseaux électriques et câbles souterrains

Un réseau électrique souterrain comprend essentiellement des câbles, des accessoires de raccordement et un mode de pose, ils sont utilisés pour toutes les catégories de tensions. Dans les agglomérations où les lignes aériennes sont dangereuses, partout où existent des risques particuliers, à titre indicatif et non exhaustif:

- En montagnes où le risque d'avalanches;
- Dans les régions orageuses (à l'abri des surtensions atmosphériques) ;
- Dans certaines exploitations (centrale, mines, …);
- Aux environs des aérodromes ect...

Aussi, quand l'aspect esthétique est recherché d'une part et la fiabilité et disponibilité d'autre part, les réseaux et liaisons souterrains sont très sollicités, voire indispensables.De part leurs nature souterraine, ces liaisons nécessitent moins de contrôle et d'entretien que celles aériennes, car elles sont mieux protégées des aléas climatiques et ne souffrent pas de défauts "fugitifs" causés par la foudre ou le vent. En revanche les pannes sont souvent dues à des agressions externes (travaux de terrassement) qui sont plus fréquentes et difficiles à résoudre, ou à des défauts internes.

1.3. Généralités sur les câbles électriques

1.3.1. Description technique d'un câble

Dans une première approche, on peut considérer qu'un câble isolé (figure 1-1) est un système coaxial constitué d'un conducteur central (âme), en cuivre ou en aluminium, dans lequel circule le courant et qui est au potentiel, entouré d'une enveloppe isolante (en papier imprégné , d'une matière isolante ou en matériau synthétique). Un écran métallique extérieur joue à la fois le rôle d'électrode de référence, de conducteur d'évacuation du courant de court-circuit homopolaire, de barrière d'étanchéité et, éventuellement, de protection mécanique. Cet écran est recouvert généralement d'une gaine externe en matériau synthétique.

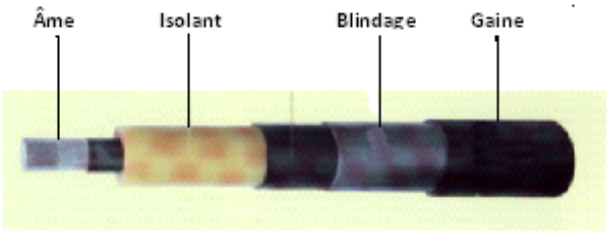


Figure 1-1 : *Câble à deux couches.*

Le câble isolé est donc assimilable électriquement à un condensateur cylindrique. Le champ électrique est confiné entre les deux électrodes et c'est l'enveloppe isolante qui supporte la totalité de la contrainte électrique en régime permanent. Son dimensionnement devra donc être particulièrement soigné, afin que, seule la composante radiale du champ électrique soit dimensionnante. Des écrans en matériaux conducteurs *(papiers graphités et métallisés, dans le cas des câbles isolés au papier imprégné, et matière plastique conductrice, dans le cas des câbles à isolation synthétique)* sont disposés, d'une part, sur le conducteur central et d'autre part, sur la partie externe de l'enveloppe isolante. Ces écrans permettent de lisser le plus possible les irrégularités géométriques des conducteurs et d'éviter ainsi des amplifications locales du champ électrique qui seraient contraignantes pour la durée de vie des câbles HTA et HTB.

- **L'âme du câble**

L'âme assure le transit du courant, elle doit être bon conducteur de courant (faible résistance électrique). Cependant, plus la section augmente plus le courant circule en périphérie d'un conducteur (effet de peau), pour pallier à cela l'âme est segmentée (en général à partir de 1200 mm^2).

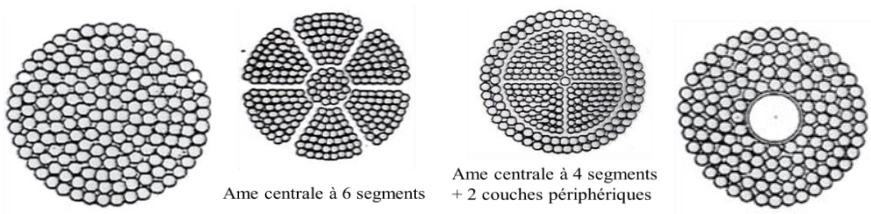


Figure 1-2 : *Âmes segmentées des câbles d'énergie. [1-1]*

L'âme est généralement constituée de l'un des deux métaux, cuivre ou aluminium qui sont diffèrent par leur résistance électrique, leur masse linéaire, leur résistance aux efforts mécaniques et leur coût. Une âme segmentée augmente le prix de revient du câble d'où :

- La section minimale retenue pour les câbles en cuivre est de 1200mm^2 ;
- La section minimale retenue pour les câbles en aluminium est de 1600mm^2.

- **Isolation du câble**

Les conducteurs électriques, isolés par l'air en aérien, ont besoin d'un isolant spécifique en souterrain. Il doit avoir une bonne capacité d'isolement (sa capacité à tenir un champ électrique sur des distances inférieures à celles de l'air). C'est de l'isolant que

dépend la température de fonctionnement. Nous citons deux types d'isolants de câble, à savoir :

- A base de papier imprégné *(le papier avec de l'huile /résine ou avec huile fluide sous pression/non).*
- À base de *(polyéthylène* basse densité *PEBD, polyéthylène haute densité PEHD et le polyéthylène réticulé PR) [1-2] .*

Selon la norme EN ISO 1043-1,[1-1], le polyéthylène basse densité (PEBD) est un polyéthylène qui a été inventé en 1933. Ce polymère thermoplastique de grande consommation est obtenu par polymérisation radicalaire de l'éthylène (ou *éthène*) en opérant sous très haute pression (1 800 à 3 000 bar) à environ 200 °C. Sa densité, voisine de 0,92, est plus faible que celle du polyéthylène haute densité (PEHD ; d≃0,95), car sa structure révèle un taux de ramification supérieur à celui du PEHD.

Le PEBD *(LDPE en anglais low density polyethylene*) est considéré comme un matériau « modèle » pour une étude fondamentale.L'étude mécanique se fait couramment à l'aide d'une machine de traction. Elle permet de déterminer plusieurs grandeurs physiques importantes. Par exemple, le module d'élasticité et la contrainte à la rupture du PEBD sont inférieurs à ceux du PEHD. Pour les matériaux synthétiques (polyéthylène) l'épaisseur varie entre 8 mm (63 000 volts) et 27 mm (400 000 volts).

- **Ecran métallique**

Un écran métallique extérieur joue à la fois le rôle d'électrode de référence, de conducteur d'évacuation du courant de court-circuit homopolaire, de barrière d'étanchéité et, éventuellement, de protection mécanique, il assure :

- Le retour du courant de défaut vers le poste ;
- L'étanchéité intérieure /extérieure (huile) ;
- L'étanchéité extérieur / intérieur (humidité).

Deux matières, avec leurs avantages et leurs inconvénients, sont utilisées pour les écrans métalliques à savoir :

- Le plomb :

  Avantages: il n'est pas cher, assure une bonne étanchéité et une bonne protection mécanique ;

Inconvénients: il n'est pas très bon conducteur de courant, il est lourd.

- L'aluminium :

  Avantages: Il est léger et bon conducteur ;

  Inconvénients: Il est un peu plus cher et un peu moins souple. Ne s'extrude pas en continu.

Pour les câbles unipolaires l'écran est constitué par une gaine de cuivre ou d'aluminium.

- **Gaine de protection extérieure**

L'écran est recouvert généralement d'une gaine externe en matériau synthétique, elle assure :

- L'isolement électrique de l'écran métallique par rapport à la terre;
- La protection mécanique de l'écran métallique;
- Elle porte un marquage identifiant le câble.

- **Ecran de répartition du champ sur l'âme**

C'est une surface semi conductrice disposée autour d'une âme multibrins. Constitués de textile graphité *(Papier + noir de carbone)* ou enveloppe synthétique semi-conductrice *(Polyéthylène + noir de carbone)*, ayant pour but de donner une forme extérieure simple à l'âme et placer les déjoints du câblage en dehors du champ électrique afin de créer une surface équipotentielle sur l'âme pour éviter la concentration du champ électrique préjudiciable à la bonne tenue en service de l 'isolant.

- **Ecran de limitation du champ sur l'isolant**

C'est une surface semi conductrice placée sur l'isolant des conducteurs à champ radial pour orienter les lignes de forces du champ électrique; afin d'éviter l'influence des conducteurs entre eux et sur le champ électrique. Il est constitué de rubans ou de fils de cuivre.

1.4. Les différents types de câbles

1.4.1. Le câble à papier imprégné

Le papier imprégné est un bon isolant mais peu performant, sa température de fonctionnement est de 60°C. Il n'est plus installé dans certains pays, mais il est toujours fabriqué.

Figure 1-3 : *Câble 63kV à papier imprégné [1-1].*

1.4.2. Câbles à pression interne d'huile fluide

En vue d'utiliser le câble à des niveaux de tension supérieurs, des huiles fluides sous pression sont utilisés, de 1 à 3 bars en basses pressions et jusqu'à 15 bars pour les pressions plus importantes. L'âme du câble est creuse (figure 1-2) pour permettre la circulation d'huile dans ce câble qui le rend moins sensibles aux échauffements, sa température de fonctionnement est 80°C.

Les huiles utilisées pour l'imprégnation proviennent de la distillation fractionnée des pétroles bruts, les plus légères sont employées pures dans les câbles à l'huile fluide.

1.4.3. Les câbles synthétiques à isolation au polyéthylène

Chimiquement, le PE est un mélange de carbone et d'hydrogène**.** Il permet une utilisation à des températures plus élevées et les délais de fabrication sont plus courts que pour le câble à papier imprégné.

Figure 1-4. *Câble 63kV et 400 kV au Polyéthylène [1-1].*

1.4.4. Câbles à polyéthylène basse densité (PEBD)

Ces câbles ont été développés pour les niveaux de tension 60, 90 et 220 kV, dont les écrans semi-conducteurs internes et externes sont également à base de PE, rendu conducteur avec des additifs stabilisés. Les premiers câbles installés comportaient un écran métallique composé de rubans de cuivre. Ces rubans ont rapidement été remplacés par une gaine de plomb extrudée. La gaine extérieure était initialement en polychlorure de vinyle (PVC). Certains constructeurs ont ensuite opté pour une gaine en PE. La température de fonctionnement sur l'âme est 70°C.

1.4.5. Câbles à polyéthylène haute densité (PEHD)

Câbles installés pour les niveaux de tension 60 et 220 kV. Dont les écrans semi-conducteurs internes et externes sont également à base de PE rendu conducteur avec des additifs stabilisés. Les câbles installés comportent un écran métallique en plomb. Le plomb initialement utilisé était pur et il a été progressivement remplacé par des alliages (plomb+ cuivre+ tellure).

La gaine extérieure est en polychlorure de vinyle (PVC). Elle est extrudée sur l'écran métallique. La Température de fonctionnement sur l'âme est 80°C.

1.4.6. Câble polyéthylène réticulé (PR)

Chimiquement, le PR est un mélange de carbone et d'hydrogène comme le PE. On rajoute une opération **de vulcanisation *(ou réticulation)*** après sa mise en place autour de l'âme conductrice.

- **La Vulcanisation ou Réticulation :**

Après avoir déposé sur le conducteur les 3 couches (semi-conducteur interne - isolant - semi-conducteur externe), on soumet l'ensemble à une température de 200°C et un refroidissement sous une pression de 20 bars (avec de l'huile ou de l'azote). Cette opération apporte une meilleure cohésion entre les atomes de carbone et d'hydrogène.

1.5. Critères de choix d'un câble

Le choix d'un câble est basé sur divers critères à savoir :

- *Tension de réseau;*
- *Puissance à transporter;*
- *Capacité de charge;*
- *Chute de tension à prévoir ;*
- *Isolement du circuit;*
- *Intensité du courant de court-circuit admissible;*
- *Efforts mécanique subis par le câble;*
- *Exigence en termes de corrosion;*
- *Diverses spécifications particulières.*

1.6. Les techniques de pose

Selon le type de câble et le niveau de tension ainsi les contraintes d'exploitation et de l'environnement il existe plusieurs mode de pose dont nous citons :

1.6.1. Pose en mortier maigre :*(sable mélangé à du ciment)*

Les câbles sont installés en trèfle directement dans un mortier maigre. Cette technique est utilisée en zone rurale.

1.6.2. Pose en fourreaux :

Cette technique est utilisée pour les passages sous chaussée ou les zones à fort encombrement du sous-sol.

1.6.3. Pose en caniveaux :

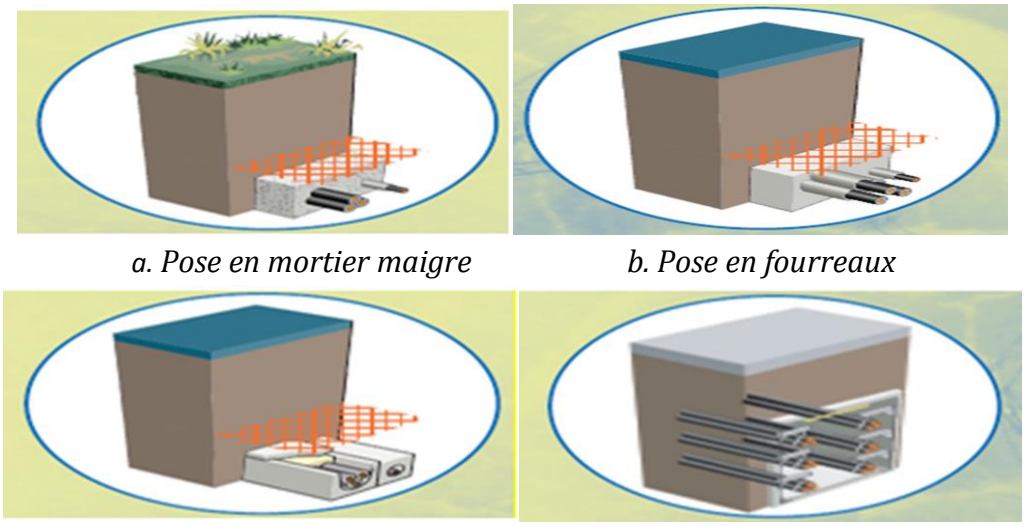
Les câbles sont posés en trèfle dans des caniveaux en béton armé en fond de fouilles sur un terrain nivelé. Cette technique est utilisée là où la durée d'ouverture de la fouille n'est pas contraignante.

1.6.4. Pose en galerie :

Ce procédé est réalisé à la sortie des postes de transformation urbains. Les liaisons sont regroupées dans des galeries.

1.6.5. Le passage en sous-œuvre :

Des techniques dites "sans tranchées" permettent de répondre à des préoccupations environnementales ou techniques spécifiques (passage sous une voie routière à très fort trafic, sous une voie ferroviaire ou sous un fleuve par exemple). Ces techniques sont onéreuses et difficiles à mettre en œuvre. Elles consistent à forer horizontalement le sol, sous ou entre les obstacles.



a. Pose en mortier maigre *b. Pose en fourreaux*

c. Pose en caniveaux *d. Pose en galerie*

Figure 1.5 : *Les différentes techniques de pose [1-1].*

1.7. Les défauts dans les câbles

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

1.7.1. Causes de dégradation des câbles

Les principales causes de dégradation et de détérioration des câbles sont généralement dues aux :

- Dommages et agressions mécaniques (vibration, craquèlement sur des isolants des câbles, écrasement, pliage etc…) ;
- La corrosion, oxydation (humidité, produits chimiques, les zones fortement humides accélèrent la corrosion des terminaux, des contacts et des connecteurs);
- Effets de l'environnement (température, humidité, etc.): l'isolant du câble peut se dégrader sur une portion à cause des effets de l'environnement hostile;
- Défauts de montage, de fabrication et des opérations de maintenance (interventions humaines, …) ;
- Fausses manœuvres d'exploitation et les renvois excessifs sur les défauts non détectés et non localisé etc…

Les causes suscités, représentent des contraintes d'exploitations pour les liaisons souterraines, car elles conduisent essentiellement aux vieillissements des isolants qui provoque des défauts franc et non franc au niveau des câbles d'énergie, d'où les perturbations répétitifs en transport et distribution de l'énergie électrique voire, un manque à gagner pour les opérateurs et entreprises industrielles et non satisfaction de la clientèle.

Le vieillissement des isolants à son tour est dû aux risques d'ionisation, lorsqu'une **poche gazeuse** apparaît dans un isolant, et que celle-ci est soumise à une différence de potentiel. L'ionisation se manifeste dans la poche par une création d'effluves, et il s'y produit des décharges partielles au voisinage du défaut dès que le

champ est suffisant ; ce phénomène est appelé **arborescence** en raison de leur ressemblance avec les branches d'un arbre, figure 1-7.

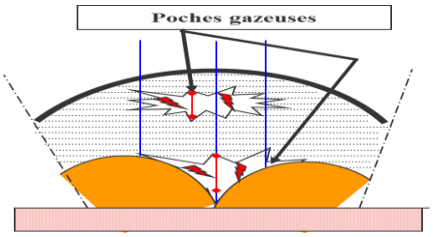


Figure1-6 : *Poche gazeuse.*

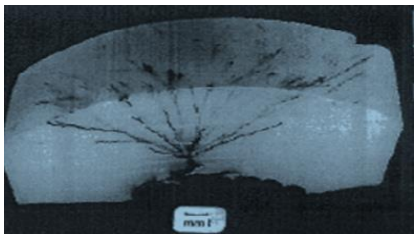


Figure 1-7 : *Arborescence électrique, câble extrudé.*

Les arborescences reflètent une intense activité de **décharge partielle,** elles croissent au cours du temps et provoquant un claquage dès que leurs tailles est suffisantes .La présence d'humidité semble favorisé leur croissance [1-3].

Un autre facteur qui participe à la dégradation de l'isolation des câbles est l'échauffement local dû à l'exposition des câblages à de températures locales élevées, sachant que la conductivité augmente avec la température ce qui peut accélérer les dégradations, le dessèchement des isolants et provoquer des craquelures dans l'isolant « claquage thermique ».

1.7.2. Les décharges partielles

Une décharge partielle (DP) est définit selon la norme CEI 60270 [1-5] comme étant une décharge électrique localisée qui court-circuite partiellement l'intervalle isolant séparant des parties conductrices. L'origine des DP dans les câbles est liée aux vacuoles présentes dans les diélectrique (bulles gazeuses ou fissures liées à la non homogénéité de l'isolant). Au voisinage des vacuoles, le gradient du champ électrique peut atteindre la valeur disruptive. De plus la présence d'une particule conductrice dans l'isolant peut aussi provoquer une décharge.

Les jonctions et les terminaisons sont les composants les plus exposés dans les systèmes de câblage. Plusieurs défauts dans les jonctions et les terminaisons génèrent des DP ; la qualité de ces accessoires dépend des conditions du terrain, de leur installation et aussi de leur fabrication. Les champs électriques ne sont pas homogènes dans ces accessoires en raison de leurs structures susceptibles aux DP, là où le champ électrique est plus concentré.

Plusieurs défauts qui provoquent des DP sont principalement dus aux erreurs de fabrication, donc il est important de savoir quels tests doit ont effectué durant la fabrication. Autres facteurs à l'origine des DP dans les terminaisons, en particulier l'humidité et la pollution.

1.7.3. Les origines de poche gazeuses

Il a été expliqué dans le paragraphe précédent que les poches gazeuses favorise les décharges partielles et par conséquence les arborescences électriques, dans ce qui suit nous allons voir l'origine des poches gazeuses et ce, pour les câbles à papier imprégné et les câbles sec.

Pour les cas de câble au papier imprégné, la dilatation de la matière d 'imprégnation suite aux variations de charges en cours d 'exploitation, provoque une distension des couches de papier les unes par rapport aux autres, du plomb par rapport aux couches de papier et lors du refroidissement (heures creuses, mise hors tension), il se forme des poches gazeuses à l'intérieur du diélectrique ; aussi dans le cas où le rayon est exagéré lors de la manutention et le déroulage du câble.

Pour le cas du câble sec, la cause essentielle est, la non homogénéité de l'isolant par défaut de fabrication.

1.7.4. Catégories de défaut selon l'impact

Généralement, les défauts sont classifiés selon la gravité et leurs impacts sur le fonctionnement en deux catégories, les défauts francs et les défauts non francs.

Les défauts francs (court-circuit ou circuit ouvert) peuvent interrompre la transmission de l'énergie, ils affectent profondément les performances du câble et ont un impact grave sur son fonctionnement. Cependant les défauts non francs (frottement, isolant diélectrique non homogène ou détérioré, isolant abîmé, etc...) n'entraine pas l'interruption de la transmission de l'énergie. Or, la qualité de sa transmission dépendra de l'état de la dégradation du câble.

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

1.8. Méthodes de détection des défauts

Au fil des ans, le besoin d'assurer la continuité et la qualité de service et le fonctionnement fiable et en sureté des systèmes électriques, a fait appel à la nécessité de disposer de moyens et outils de diagnostic de réseaux filaires et particulièrement de câblage électrique et ce, afin d'anticiper la détection de l'apparition éventuelle des défauts quel que soit leurs natures (défaut non-franc, défaut franc). Dans cette optique, de nombreuses méthodes ont apparus et développer dans le temps. Elles sont regroupées en deux catégories, les méthodes de test non basées sur la réflectométrie et ceux qui sont basé sur la réflectométrie.

A titre indicatif, on peut citer la méthode classique d'inspection visuelle, la méthode par rayons X, la méthode capacitive et inductive, la méthode basé sur la décharge partielle, et les méthodes de réflectométrie largement utilisées. Il y a lieu de préciser que la quasi-totalité des méthodes servent à détecter les défauts francs (court-circuit et circuit ouvert), qui sont généralement à l'origine des dysfonctionnements et incidents les plus graves.

1.8.1. Les méthodes non basées sur la réflectométrie

1.8.1.1. Inspection visuelle

Bien que, nous nous intéressons dans notre travail, à des câbles souterrains qui sont inaccessibles; nous citons brièvement cette méthode qui reste valable pour certains cas de câbles, malgré ses limites. Cette méthode est basée sur des constats de visu effectuée par l'exploitant à travers ses vérifications quotidiennes et périodiques d'un réseau électrique.

Cette méthode, qui consiste à une inspection visuel de l'opérateur est subjective car elle dépend de son retour d'expérience, de plus la plupart des câbles ne sont pas directement accessibles mais, sont cachés derrière des garnitures. Aussi, l'augmentation de la complexité des fonctions électriques, les longueurs mises en jeu deviennent trop importantes pour que l'opération puisse être achevée en un temps raisonnable. C'est pourquoi d'autres méthodes deviennent nécessaires [1-5].

1.8.1.2. Méthode par rayons X

La méthode par rayons X permet au technicien de connaître non seulement l'état de la face extérieure du câble mais également l'état de l'isolant et des conducteurs situés

à l'intérieur. L'inconvénient de cette méthode est que le générateur de rayons X et le détecteur sont des instruments lourds. Ils doivent être positionnés près du câble et être associés à une intervention humaine pour l'analyse des données récoltées. Cette technique n'est applicable que pour les câbles dont l'accès est facile [1-5] .

1.8.1.3. Méthodes capacitive et inductive

La méthode est basée sur la mesure de la capacité ou de l'inductance du câble [1-6]. La mesure de la capacité est utilisée pour localiser un circuit ouvert et la mesure de l'inductance est utilisée pour localiser un court-circuit sur le câble.

La valeur de la capacité ou de l'inductance linéique dans un câble dépend de la distance «D» entre deux conducteurs, du diamètre «d» des conducteurs, de la permittivité, du diélectrique séparant les deux conducteurs et de la perméabilité magnétique de l'isolant. Il existe plusieurs méthodes qui permettent de mesurer la capacité ou l'inductance globale d'un câble, nous pouvons utiliser des ponts diviseurs, des oscillateurs ou toute autre méthode permettant la mesure d'une impédance. Cette technique est performante et simple dans la limite où elle est utilisée pour diagnostiquer l'état d'un câble point-à-point, mais elle n'est pas adaptée pour l'analyse de réseaux filaires complexes, ou lorsque le câble est en fonctionnement [1-5].

1.8.1.4. Méthode basé sur la détection de décharge partielle [1-7]

Une décharge partielle se manifeste par un pulse de courant dont le temps de monté est de l'ordre de la ns. Il convient de remarquer que, lorsque cette pulsation se propage dans l'écran métallique ou le conducteur central d'un câble, elle s'affaiblit et se déforme.

Il est d'usage de modéliser cette pulsation sous la forme d'un signal exponentiel amorti (Damped Exponential Pulse) ou d'un signal oscillatoire amorti (Damped Oscillatory Pulse).

Qu'il s'agisse du temps de monté, de la durée, de l'amplitude, de la forme des pulses de DP, nous pourrons ainsi choisir le matériel de détection des décharges partielles en conséquence.

Détecter un signal de DP parmi tant de bruit devient donc une mission extrêmement délicate. A priori, tout capteur sensible aux hautes fréquences pourrait être utilisé pour détecter des décharges partielles. En particulier, on peut citer un

capteur établissant soit un couplage capacitif soit un couplage inductif avec le matériel à tester.

L'intérêt de localiser les sites de décharges partielles est évident. Nous décrivons, dans la suite de cette partie, **deux méthodes** que l'on peut utiliser en vue de localiser les sites de DP.

- **Méthode basé sur la forme des pulses de décharges (pulse-shape detection)**

  Lorsqu'un pulse de décharge se propage, celui-ci se déforme (phénomène d'atténuation et de dispersion). Cet effet s'accroit bien évidemment avec la distance parcourue par le pulse. La figure 1-8 montre comment se déforme un pulse avec la distance qu'il parcourt. En pratique, en détectant la forme du pulse de DP à l'extrémité du câble, on peut donc se faire une idée de la distance qu'il a parcouru [1-7].

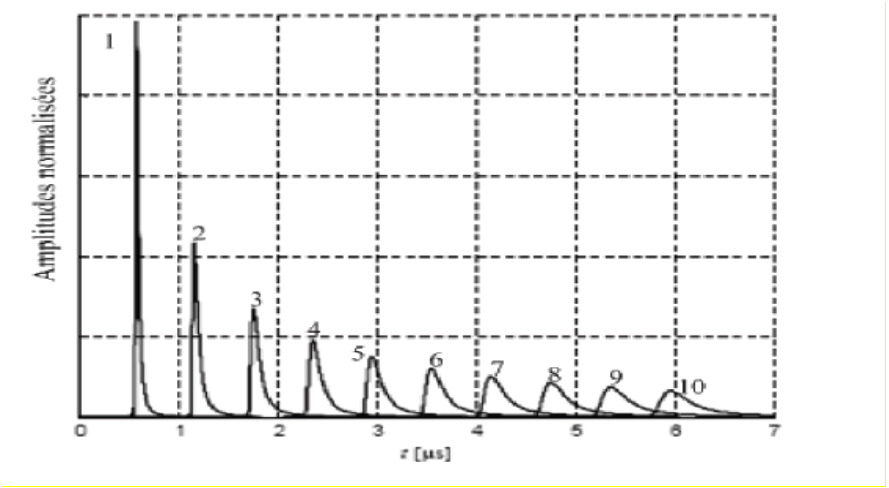


Figure 1-8 : *Déformation d'un pulse de décharge partielle.*

avec la distance parcourue [1-7].

- **Méthode basé sur la mesure des DP aux deux extrémités du câble**

  En plaçant un système de mesure de DP à chaque extrémité d'un câble (figure I-9). Dans ce cas, les deux pulses *i* et *ii* en provenance d'une décharge partielle sont respectivement détectés par les systèmes de mesure S_1 et S_2. Notons t_i (resp. t_{ii}) le temps d'arrivée du pulse *i* (resp. pulse *ii*) au niveau de S_1 (resp. S_2). En mesurant exactement ces temps d'arrivée et en calculant $t = t_{ii} - t_i$, on montre sans peine que l'on peut localiser l'endroit origine d'une décharge partielle.

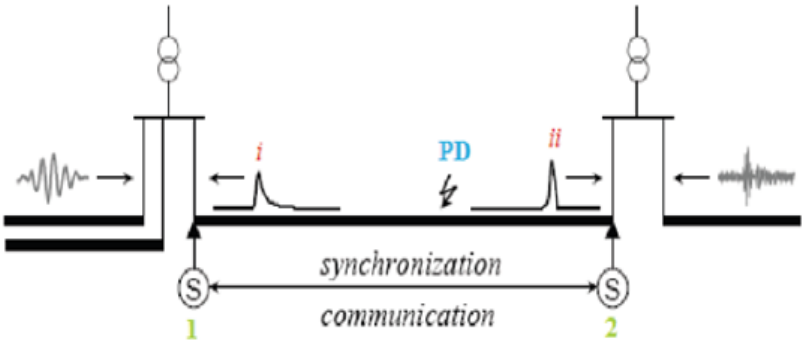


Figure 1-9 : *Principe de la mesure de décharges partielles aux deux extrémités d'un câble [1-7].*

Cette technique de localisation de DP bénéficie de certains avantages vis-à-vis de ses rivales. Tout d'abord, la longueur maximale du câble qui peut être prospectée est doublée par rapport à la réflectométrie temporelle. Cependant, la difficulté enregistrée c'est que, le principe même de cette technique consiste à comparer les temps d'arrivée t_i et t_{ii}. Il est dès lors absurde de préciser qu'il convient d'utiliser la même échelle de temps pour les deux systèmes de détection S_1 et S_2. Or, synchroniser ces deux systèmes de mesure est loin d'être évident en pratique.

1.8.2. La méthode basée sur la réflectométrie

La réflectométrie a été utilisée durant de nombreuses années dans différents domaines d'études, c'est une approche prometteuse dans l'aspect de diagnostic de défaut dans les réseaux filaires.

La réflectométrie a trouvé sa place dans plusieurs applications comme la géotechnologie, l'hydrologie, la construction, l'aviation ou le test de matériaux et le diagnostic filaire. Elle a été utilisée depuis 1950 pour détecter et localiser des défauts dans les câbles électriques [1-5].

Elle peut être très efficace lors de la présence d'anomalie au niveau de câblage électrique et particulièrement au niveau des liaisons souterraines, pour nous permettre de déterminer l'état des câbles et de localiser les défauts, ainsi d'analyser leurs caractéristiques.

1.8.2.1. Principe de la réflectométrie

Le principe de la réflectométrie est basé sur le phénomène de propagation des ondes électromagnétiques dans le milieu à diagnostiquer. Elle consiste en l'analyse des signaux réfléchis suite à un défaut (discontinuité) par rapport à un signal incident, ce qui

permet, d'une part, de déduire la distance du défaut ou de la discontinuité sur le long du câble sous test à partir du temps de retard du signal réfléchi, en connaissant la vitesse de propagation d'onde.

Et d'autre part, de procéder à déterminer les informations et la nature du milieu considéré à travers le traitement et l'analyse des signaux réfléchis qui révèlent la signature de chaque défaut [1-8].

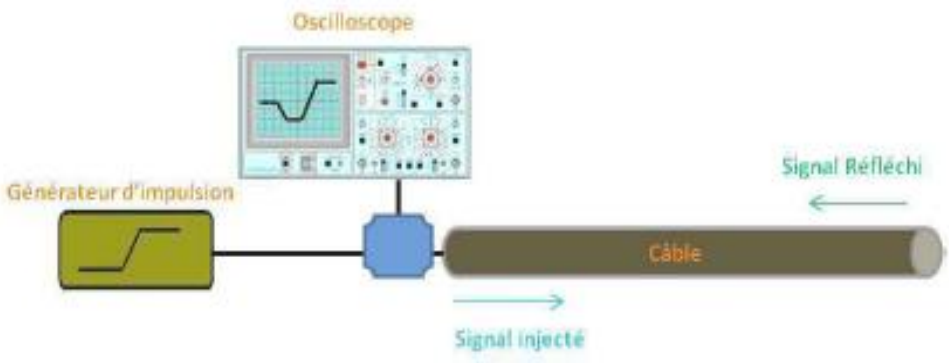


Figure 1-10 : *Schéma de principe de la réflectométrie [1-5].*

1.8.2.2. Les domaines de la réflectométrie

Les techniques de réflectométrie peuvent être divisées en deux grands domaines selon le type de signal injecté, à savoir [1-9] :

- TDR, réflectométrie dans le domaine temporel ;
- FDR, réflectométrie dans le domaine fréquentiel.

Dans notre travail nous nous intéressons à la TDR, technique de mesure en temporel qui consiste à envoyer une impulsion(onde de tension) dans le câble et à analyser le signal réfléchi (amplitudes du signal réfléchi et le retard de propagation des pics détectés qui sont naturellement liés aux discontinuités présentes sur le câble), ce qui permet de détecter les signature temporelles du défaut par la méthode de la réflectométrie d'où nous pouvons analyser le défaut et étudier le comportement de la zone endommagée.

1.8.2.3. Avantages et inconvénients de la réflectométrie

Les méthodes basées sur la réflectométrie précédentes présentent plusieurs avantages :

- Grande précision de localisation;
- Détection et localisation de plusieurs types de défauts;
- Caractérisation de nombreux types de défauts.

En revanche, certaines méthodes basées sur la réflectométrie rencontrent une difficulté d'interprétation du réflectogramme[1-5] lorsque la ligne est constituée de plusieurs discontinuités d'impédance consécutives (défaut, jonction, connecteur non adapté, etc.). Dans ce cas-là, le réflectogramme est constitué de plusieurs signaux réfléchis qui rendent l'analyse du réflectogramme plus difficile.

Aussi une autre difficulté d'interprétation du réflectogramme qui apparaît dans le cas de défauts non franc dont l'impact est très faible, par conséquence les signaux à traiter sont constitués de faibles réflexions qui ne peuvent pas être détectables par des appareils de mesure [1-5].

Par ailleurs, lors de la propagation d'un signal dans une certaine longueur de câble, deux principaux phénomènes agissent sur le signal réfléchi : l'atténuation et la dispersion, chose qui représente une difficulté majeure pour la réflectométrie [1-5].

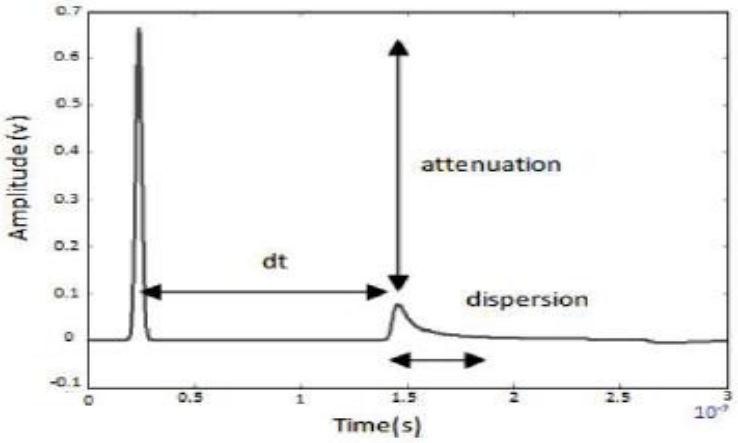


Figure 1-11 : *Phénomène d'atténuation et de dispersion d'un signal dans un câble coaxial [1-5].*

1.8.2.4. Détection des défauts francs

Les défauts francs sont les circuits ouverts et les courts-circuits. Ils se traduisent dans une ligne de transmission par une variation importante des propriétés de la ligne. Ils interrompent les lignes de transmission d'énergie ou d'informations et ont un impact catastrophique dans le système. Le coefficient de réflexion du point d'interruption où le défaut franc se produit est proche de **+1** pour les circuits ouverts et **-1** pour les courts-

circuits. Le signal renvoyé va se réfléchir complètement, sans avoir de transmission. La polarité du signal réfléchi dépend du type de défaut franc.

La figure 1-12 montre le signal incident et en plus, un retour du signal vers le point de source dû à la présence du défaut franc, circuit ouvert sur la ligne [1-10].

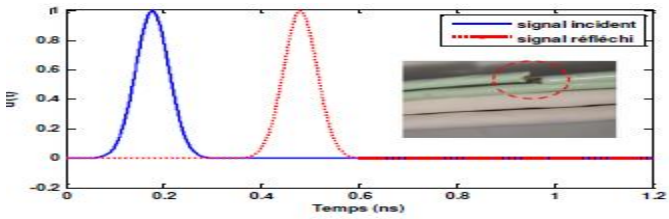


Figure 1-12 : *Ondes incidente et réfléchie par un défaut franc (circuit ouvert)[1-10].*

1.8.2.5. Détection des défauts non francs

Un défaut non franc se traduit par une très faible variation d'impédance et donc un coefficient de réflexion très faible. Par conséquent, un signal se réfléchissant sur une telle dégradation sera d'amplitude très faible par rapport aux autres discontinuités comme un défaut franc (C.O. et C.C.) ou une jonction. A l'inverse des défauts francs qui sont localisés en espace, les défauts non francs ne sont pas ponctuels en espace et ils apparaissent sur une portion de ligne avec une extension spatiale limitée, comme représenté sur la figure 1-13. Des réflexions multiples peuvent se produire en raison des légères variations d'impédance aux interfaces séparant les sections du câble et la zone défectueuse. Le coefficient de réflexion sur chaque interface présente un signe différent sur chaque interface. Lorsque le signal incident arrive sur la zone endommagée, les réflexions se séparent par rapport à la distance entre les deux interfaces [1-10].

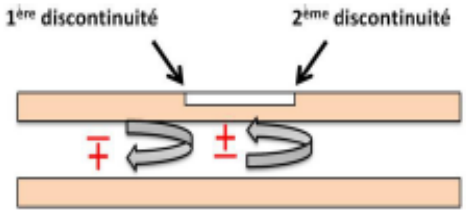


Figure 1-13 *: Illustration du défaut non franc avec une dégradation partielle [1-10].*

Dans la figure 1-14, le résultat des signaux temporels enregistrés aux deux points d'observation avant et après un défaut non franc est représenté. Cette figure illustre le signal incident et un retour du signal engendré par un défaut non franc, vers le point de

source, ainsi que le signal transmis qui montre que le signal se propage toujours le long de la ligne et qu'il n'y a pas une coupure absolue. Les ondes réfléchies sur cette dernière figure ont des amplitudes faibles en comparaison de celle réfléchie par un défaut franc, comme illustré dans la figure 1-12.

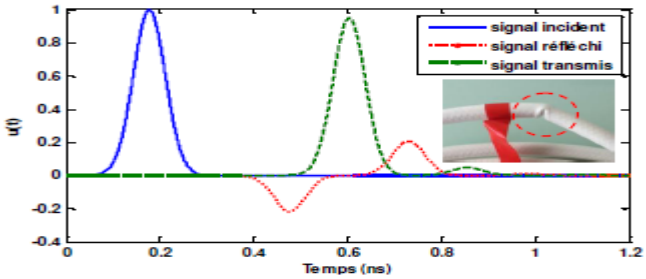


Figure 1-14 : *Les signaux évalués pour un modèle avec le défaut non franc [1-10].*

Dans la réalité, les réflexions engendrées par ce type de défaut ne sont pas toujours visibles par des mesures de réflectométrie traditionnelle. La performance actuelle des méthodes de détection n'est pas toujours efficace et elle dépend de la gravité du défaut. En effet, des faibles réflexions initiées par des défauts non francs dans certains cas peuvent être masquées par les bruits de fond ou par sa proximité avec une autre impulsion d'amplitude plus importante.

Quelques travaux relatifs aux défauts non francs ont été menés dans la littérature. Cependant la plupart se sont focalisés sur les techniques de détection et de localisation sans caractériser finement le défaut lui-même.

Références Bibliographiques du chapitre 1

[1-1] A.Chaumont, « Plaquette RTE ET LE Paysage », RTE, CNER-SEMIA-ECCO,2002.

[1-2] La norme EN ISO 1043-1 « Plastiques - Symboles et termes abrégés –Partie1 : polymères de base et leurs caractéristiques spéciales ».

[1-3] A. SAYAH, « Analyse des Terminaisons d'Eau », thèse doctorat, Université d'Oran, 2017.

[1-4] La norme CEI 60270 , « Techniques des essais à haute tension - Mesures des décharges partielles »,CEI,2000 .

[1-5] L. El Sahmarany, « Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie », thèse doctorat , Université de Clermont II,2013 .

[1-6] M.Pays ,« Localisation de défauts dans les réseaux de câbles d'énergie », Techniques de l'ingénieur, 1987.

[1.7] P. Lebas, « Diagnostic des câbles souterrains par détection de décharges partielles », thèse doctorat, Faculté des Sciences Appliquées Université de Liège, 2008.

[1.8] Qinghua Zhang,M.Sorine,and M.Admane, "inverse scattering for soft fault diagnosis in electric transmission lines.", IEEE Transaction on Antennas and propagation, Vol. 59, pp.141-148, 2011.

[1.9] : M.K.Smail, L.Pichon, M.Olivas, F.Auzanneau, and M.Lambert, "Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry", IEEE Transactions on Magnetic, Vol.46, pp. 2998-3001,2010.

[1.10] : A. Manet, « Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du Diagnostic », thèse doctorat en Electronique, Université Paris-Est, 2016.

Chapitre 2 :Modélisation de la propagation d'une onde électrique dans un réseau de câbles enterrés.

2.1. Introduction

L'objectif de notre travail est le diagnostic d'un défaut dans un réseau de câbles enterrés par analyse mathématique de sa réponse suite à l'injection d'une onde électrique. Pour cet objectif, nous devons adopter une modélisation pour étudier la propagation d'une onde électrique à travers un réseau de câbles que nous traitons comme un graphe avec ses artères (câbles) et ses nœuds (jonctions ou d'extrémités).

Notre modélisation est fondée sur l'utilisation de la théorie des lignes de transmissions. En effet, nous considérons un câble multicouches comme une ligne multifilaires selon le concept proposé par A. Amétani [2.1].

L'analyse de la propagation est réalisée directement en temporel, pour ce faire nous adoptons la méthode numérique dite Finite Difference Time Domain (FDTD).

Dans ce deuxième chapitre, après un aperçu sur le formalisme des lignes de transmission et le concept d'Amétani [2.1], nous proposons en premier une écriture fréquentielle des équations générales d'un câble qui tiennent comptent du mode de pose (terme de correction pour l'effet du sol). La discrétisation directement par FDTD de ces équations n'est pas possible ; afin de dépasser cette difficulté nous utilisons la technique dite ¨Vector Fitting¨. Cette technique mathématique, va nous permettre de déduire la forme générale des équations de récurrences en courant.

Pour étudier la propagation d'une onde électrique dans un réseau maillé (graphe), nous utilisons le formalisme topologique électromagnétique qui consiste à construire et résoudre un système d'équations du type [A][X]=[B]. Ce formalisme consiste à résoudre un ensemble d'équations de propagations, sur les câbles, simultanément en tenant compte des relations électriques en courant et tension sur l'ensemble des nœuds. Ce formalisme utilise la théorie des lignes de transmission, la méthode numérique dite FDTD et les équations de récurrences en courant.

Pour illustrer ce deuxième chapitre, nous proposons quelques applications.

2.2. Rappel sur la théorie des lignes

La théorie des lignes multifilaires (MTL) est une méthode d'analyse approchée qui convient parfaitement à l'étude de structures filaires dont la section transverse est invariante par translation. Elle permet de déterminer les courants et les tensions en tout point de la ligne considérée en s'appuyant sur la résolution des équations des télégraphistes.

L'établissement des équations des lignes de transmission (équations des télégraphistes) repose sur trois hypothèses principales [2.2], parfois dites restrictives :

- **Hypothèse 1:** La ligne de transmission étudiée est considérée comme une succession en cascade de multipôles, de longueurs très inférieures à la longueur d'onde. Seuls les couplages de chaque dipôle sur lui-même sont considérés, les couplages entre dipôles sont négligés.
- **Hypothèse 2:** Le courant varie lentement sur la ligne. Cette hypothèse implique un critère d'échantillonnage : $\Delta z << \lambda$ où Δz est la longueur d'un segment.
- **Hypothèse 3**: Les ondes circulant sur un conducteur sont de type quasi-TEM (Transverse Electro Magnétique), c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales (hauteurs, espacements entre conducteurs, diamètre des conducteurs) sont faibles devant la plus petite longueur d'onde. De plus, les conducteurs et le plan de masse sont supposés de conductivité finie.

2.3. Modélisation d'un câble blindé par la théorie des lignes

Les câbles électriques (mono –âme) sont des systèmes à paramètres réparties et non localisées, ce qui signifiés que les grandeurs physiques (résistances, inductances, capacitances) sont réparties sur toute la longueur du câble, figure (2-1). Vu la nature filaire des câbles, nous adoptons dans notre modélisation le formalisme des lignes de transmission qui est applicable aussi bien pour les lignes aériennes que pour les câbles blindés. D'où, les lois de la propagation des tensions "V" et des courants "I" sont dérivées des équations des lignes et s'exprimes comme suit :

$$\frac{d[V]}{dx} + [Z][I] = [0] \qquad (2.1)$$

$$\frac{d[I]}{dx} + [Y][V] = [0] \qquad (2.2)$$

Avec

[Z]= [R] +jω [L] (impédance linéique). et [Y]= [G] +jω [C] (admittance linéique) .

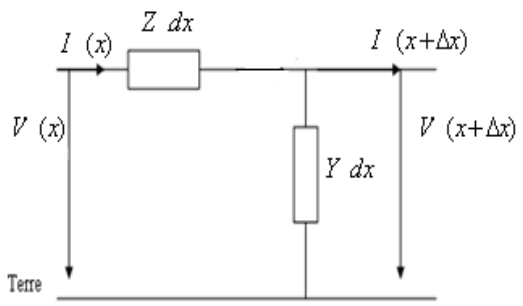


Figure 2-1: *Schéma électrique équivalent d'un câble mono couche.*

Il y a lieu, de préciser que la différence entre l'étude d'une ligne et d'un câble (mono- âme) par le concept des lignes de transmission est dans la construction des matrices [Z] et [Y]. Notons aussi, que pour un câble la matrice conductance linéique sera considérée comme nulle ([G] = [0]).

2.3.1. Impédance d'un câble blindé

En figure 2-2, nous avons la coupe transversale d'un câble blindé. Ce câble est composé d'une âme, d'un écran et d'un blindage séparés par des isolants.

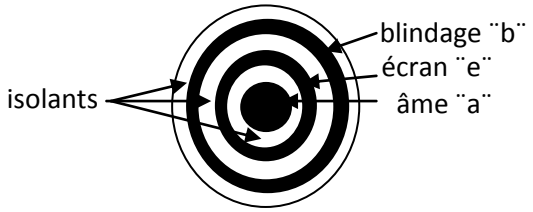


Figure 2-2 : *Coupe transversale d'un câble blindé.*

La prise en compte du blindage et de l'écran est effectuée par une méthode globale utilisant la théorie des lignes couplées [2.1]. Dans ce modèle, le blindage et l'écran sont assimilés à des conducteurs à part entière, caractérisés par des paramètres linéiques propres et des paramètres mutuels qui traduisent les différents couplages électromagnétiques.

Le câble est traité donc comme une ligne de transmission [2.1] et sa matrice impédance sera comme suit.

$$[Z] = [Z_i] + [Z_0] \qquad (2.3)$$

Où :

$[Z_i]$: matrice impédance interne ;

$[Z_0]$: matrice impédance de retour par le sol qui dépend du mode de pose (aérien ou souterrain).

$$[Z_i] = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ae} & Z_{ab} \\ Z_{ea} & Z_{ee} & Z_{eb} \\ Z_{ba} & Z_{be} & Z_{bb} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 & Z_0 \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

Le terme Z_0 est dit terme de correction.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{aa}+Z_0 & Z_{ae}+Z_0 & Z_{ab}+Z_0 \\ Z_{ea}+Z_0 & Z_{ee}+Z_0 & Z_{eb}+Z_0 \\ Z_{ba}+Z_0 & Z_{be}+Z_0 & Z_{bb}+Z_0 \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Avec:

$$Z_{aa} = z_{ae} + z_{eb} + z_{b4} - 2\left(z_{2m} + z_{3m}\right) \tag{2.7}$$

$$Z_{ee} = z_{eb} + z_{b4} - 2\, z_{3m} \tag{2.8}$$

$$\underline{Z}_{bb} = z_{b4} \tag{2.9}$$

$$\underline{Z}_{ae} = z_{eb} + z_{b4} - z_{2m} - 2\, z_{3m} \tag{2.10}$$

$$\underline{Z}_{ab} = z_{b4} - z_{3m} \tag{2.11}$$

$$\underline{Z}_{eb} = Z_{ab} = z_{b4} - z_{3m} \tag{2.12}$$

Et :

$$z_{ae} = z_{11} + z_{12} + z_{2i} \tag{2.13}$$

$$z_{eb} = z_{20} + z_{23} + z_{3i} \tag{2.14}$$

$$z_{b4} = z_{30} + z_{34} \tag{2.15}$$

Tel que :

Z_{aa} : Impédance propre de l'âme ;

Z_{ee} : Impédance propre de l'écran ;

Z_{bb} : Impédance propre du blindage ;

Z_{ae} : Impédance mutuelle entre l'âme et l'écran;

Z_{ab} : Impédance mutuelle entre l'âme et le blindage ;

Z_{eb} : Impédance mutuelle entre l'écran et le blindage ;

Notons que pour un câble à deux couches (âme + blindage), les expressions matricielles sont réduites en supprimant l'effet de l'écran (voir annexe).

2.3.1.1. Câble enterré : terme de correction Z_0

Dans la littérature [2.3] plusieurs expressions pour le terme de correction dans le cas d'un câble enterré sont proposées. Dans notre travail nous retenons l'expression la plus rigoureuse développée par E D.sunde [2.3], qui est la suivante:

$$Z_s = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi}\left[K_0(r_{ext}\gamma_s) - K_0\left(\gamma_s\sqrt{r_{ext}^2 + 4d^2}\right) + 2\int_0^\infty \frac{e^{-2d\sqrt{\lambda^2+\gamma_s^2}}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2+\gamma_s^2}}\cos(\lambda r_{ext})d\lambda\right] \qquad (2.16)$$

3.3.1.2. Terme de correction dû à l'effet du blindage

En utilisant l'approximation introduite par M. Feliziani [2.4], nous écrivons pour le cas d'un câble blindé les relations suivantes:

$$z_{20} = z_{2i} = z_0(s) \cong \frac{\eta_b \cosh(\gamma_b d)}{\sinh(\gamma_b d)} \qquad (2.17)$$

$$z_{2m} = z_t(s) \cong \frac{\eta_b}{\sinh(\gamma_b d)} \qquad (2.18)$$

En supposant que le blindage est un bon conducteur, son impédance intrinsèque η_b et la constante de propagation γ_b dans la région du blindage sont approximées par:

$$\gamma_b \cong \sqrt{s\mu_b\sigma_b} \qquad (2.19)$$

$$\eta_b \cong \sqrt{\frac{s\mu_b}{\sigma_b}} \qquad (2.20)$$

μ_b et σ_b Sont respectivement la perméabilité et la conductivité du blindage ;

d : épaisseur du blindage;

2.3.2. Equations générales des Lignes en Temporel

L'étude directement en temporel est souvent souhaitable. Elle permet en effet une prise en compte souple des éléments non linéaires et elle évite les passages du fréquentiel vers le temporel et inversement qui peuvent être une source de bruits numériques. Les équations en tension (2.1) et en courant (2.2), dans le domaine temporel pour un câble seront comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial z}[u(z,t)]+[z'(t)]\otimes[i(z,t)]=0 \qquad (2.21)$$

$$\frac{\partial}{\partial z}[i(z,t)]+[C].\frac{\partial}{\partial t}[u(z,t)]=0 \qquad (2.22)$$

Avec :

$$[z'(t)]=F^{-1}[Z(\omega)] \qquad (2.23)$$

Et le signe $\otimes$ indique le produit de convolution.

L'absence d'une expression analytique pour $[z'(t)]$, rend impossible le calcul du produit de convolution, par conséquence le passage du domaine fréquentiel à celui en temporel nécessite un réarrangement [2.3] au préalable (une nouvelle écriture) et ce, aussi bien pour une ligne aérienne que pour un câble. Pour pallier à cette difficulté nous procédons, dans notre démarche, par l'approche dite **« Vector Fitting »**.

L'approche **« VectorFitting »** consiste en premier lieu à la décomposition de la matrice [Z] comme suit :

$$[Z] = j\omega[L] + [Z_d]. \qquad (2.24)$$

Tel que l'ensemble des éléments de la matrice [L] soit indépendant de la fréquence.

Pour un câble (à trois couches) [2.1] ;

$$[Z]=j\omega\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ae} & L_{ab} \\ L_{ea} & L_{ee} & L_{eb} \\ L_{ba} & L_{be} & L_{bb} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} Z_{d\,aa} & Z_{d\,ae} & Z_{d\,ab} \\ Z_{d\,ea} & Z_{d\,ee} & Z_{d\,eb} \\ Z_{d\,ba} & Z_{d\,be} & Z_{d\,bb} \end{bmatrix} \qquad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ae} & L_{ab} \\ L_{ea} & L_{ee} & L_{eb} \\ L_{ba} & L_{be} & L_{bb} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_{12}+L_{23}+L_{34} & L_{23}+L_{34} & L_{34} \\ L_{23}+L_{34} & L_{23}+L_{34} & L_{34} \\ L_{34} & L_{34} & L_{34} \end{bmatrix} \qquad (2.26)$$

Tel que les éléments de la matrice [*L*] sont définis d'après [2.2] comme suit :

$$L_{12} = \frac{\mu_0 \mu_{i1}}{2\pi} \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right), \qquad L_{23} = \frac{\mu_0 \mu_{i2}}{2\pi} \ln\left(\frac{r_5}{r_4}\right), \qquad L_{34} = \frac{\mu_0 \mu_{i3}}{2\pi} \ln\left(\frac{r_7}{r_6}\right)$$

La matrice Z_d est constituée des termes de corrections due **à l'effet du sol** et du **blindage** du câble enterré :

$$\begin{bmatrix} Z_{daa} & Z_{dae} & Z_{dab} \\ Z_{dea} & Z_{dee} & Z_{deb} \\ Z_{dba} & Z_{dbe} & Z_{dbb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4z_0 - 4z_t + Z_0 & 3z_0 - 3z_t + Z_0 & z_0 - z_t + Z_0 \\ 3z_0 - 3z_t + Z_0 & 2z_0 - 2z_t + Z_0 & z_0 - z_t + Z_0 \\ z_0 - z_t + Z_0 & z_0 - z_t + Z_0 & z_0 - z_t + Z_0 \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

- Z_0 est l'impédance du sol pour le câble enterré (2.16);
- z_0 et z_t sont respectivement l'impédance de surface et l'impédance de transfert.

En remplaçant $j\omega$ par s et en utilisant l'approche du **« Vector Fitting »** nous écrivons [*Z*] sous la forme [2.5]:

$$[Z] = ([\mathrm{L}] + \left[\sum_{r=1}^{N} \frac{b_r}{s - a_r}\right])s \tag{2.28}$$

En remplaçant [*Z*] ainsi transformée dans l'équation (2.1) et en procédant par transformation de Laplace nous obtenons une équation en temporel comme suit :

$$\frac{d}{dz}[u(z,t)] + [L]\frac{d}{dt}[i(z,t)] + \sum_{r=1}^{N}\left[b_r e^{a_r t}\right] \otimes \frac{d}{dt}[i(z,t)] = 0 \tag{2.29}$$

Rappelant que la convolution d'une fonction exponentielle par une fonction arbitraire *f(t)*, peut être aisément calculée par un algorithme récursif:

$$cv(t) = \int_0^t f(t-\tau) b_k e^{a_k \tau} d\tau \tag{2.30}$$

$$cv(t-\Delta t) = \int_0^{t-\Delta t} f(t-\Delta t-\tau) b_k e^{a_k \tau} d\tau \tag{2.31}$$

L'équation (2.30) peut être écrite sous la forme :

$$cv(t) = \int_{\Delta t}^{t} f(t-\tau) b_k e^{a_k \tau} d\tau + \int_0^{\Delta t} f(t-\tau) b_k e^{a_k \tau} d\tau \tag{2.32}$$

En faisant un changement de variables $\tau = \tau' + \Delta t$, dans le premier terme du second membre de l'équation (2.32) et après simplification et changement de limites nous avons :

$$\int_{\Delta t}^{t} f(t-\tau) b_r e^{a_r t} d\tau = e^{a_r \Delta t} \int_{0}^{t-\Delta t} f(t-\Delta t-\tau) b_r e^{a_r \tau'} d\tau' \qquad (2.33)$$

En comparant les équations (2.31) et (2.33) et remplaçant dans l'équation (2.31), nous avons l'équation (2.34) :

$$cv(t) = e^{a_r \Delta t} cv(t-\Delta t) + \int_{0}^{\Delta t} f(t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau \qquad (2.34)$$

2.3.3. Equations des lignes exprimée par FDTD

Dans ce paragraphe, nous proposons d'utiliser la méthode dite FDTD pour discrétiser les équations des lignes (2.29) et (2.22).

Pour cet objectif nous adoptons les différences finies à points centrés et nous notons :

$$\left[u_k^n\right] \equiv \left[u\left[(k-1)\Delta z, n\Delta t\right]\right]$$

$$\left[i_k^n\right] \equiv \left[i\left[\left(k-\frac{1}{2}\right)\Delta z, (n+\frac{1}{2})\Delta t\right]\right]$$

Les indices *n* et *k* indiquent respectivement le temps et l'espace.

Sachant que la discrétisation spatio-temporelle alterne un nœud tension et un nœud courant séparé par Δz/2 dans l'espace et Δt/2 dans le temps ; les deux nœuds extrémités sont des nœuds de tensions.

2.3.3.1. Les équations de récurrences exprimées par FDTD

Pour déduire les équations de récurrences d'une ligne (câble) en temporel, il est nécessaire de procéder à une discrétisation par FDTD des équations (2.29) et (2.22). Pour obtenir la première équation de récurrence nous devons aussi, au préalable, procédé à la discrétisation du produit de convolution à travers l'équation (2.34). Sachant que dans notre cas la fonction f(t) représente le courant *i(t)* alors nous obtenons après discrétisation l'équation (2.35) :

$$cv_k^{n+1} = e^{a_r \Delta t} cv_k^n + \frac{1}{2} b_r \left[i_k^{n+1} - i_k^n\right] + \frac{1}{2} b_r e^{a_r \Delta t} \left[i_k^n - i_k^{n-1}\right] \qquad (2.35)$$

Nous discrétisons par FDTD le reste des termes de l'équation (2.29) et en substituant le produit de convolution obtenu en (2.35), nous déduisons la première équation de récurrence :

$$\left(\frac{[L]}{\Delta t}+\frac{1}{2}\sum_{r=1}^{N}[b_r]\right).\left[i_k^{n+1}\right]=\left(\frac{[L]}{\Delta t}+\frac{1}{2}\sum_{r=1}^{N}[b_r]-\frac{1}{2}\sum_{r=1}^{N}[b_r]\left[e^{a_r\Delta t}\right]\right).i_k^n+$$
$$\left(\frac{1}{2}\sum_{r=1}^{N}\left[b_r e^{a_r\Delta t}\right]\right)i_k^{n-1}-\sum_{r=1}^{N}e^{a_r\Delta t}cv_{rk}^n-\frac{[v_{k+1}^{n+1}]-[v_k^{n+1}]}{\Delta z} \qquad (2.36)$$

Aussi, la discrétisation de l'équation (2.22) par FDTD nous amène à déduire la deuxième équation de récurrence comme suit :

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right).\left[u_k^{n+1}\right]=\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right).\left[u_k^n\right]-\frac{\left[i_k^n\right]-\left[i_{k-1}^n\right]}{\Delta z} \qquad k=2,3,\ldots,k\max \qquad (2.37)$$

Où *kmax* est le nombre de cellules spatiales.

2.3.3.2. Equations aux extrémités du câble exprimé par FDTD

Ces équations représentent la relation courant-tension aux extrémités du câble. Lors de la discrétisation par FDTD des équations des lignes (cas du câbles, la matrice conductance est nulle ([G]=[0]).), les nœuds courants et tensions ne co-existent ni dans l'espace ni dans le temps.

Afin de déduire les équations en courant ($\left[i^{n+1}(0)\right]$,$\left[i^{n+1}(L)\right]$) et tension ($\left[u^{n+1}(0)\right]$ et $\left[u^{n+1}(L)\right]$) aux deux extrémités de la ligne (i.e. à z = 0 et z = L) au même instant t = (n+1) Δt, nous remplaçons Δz par $\Delta z/2$ en (2.37) pour k =1 et k =*kmax* +1 et nous introduisons une moyenne temporelle pour les courants, nous obtenons[2.6]:

- pour *k= 1*

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^{n+1}(0)\right]-\frac{\left[i^{n+1}(0)\right]}{\Delta z}=\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^n(0)\right]-\frac{\left[i_1^n\right]}{(\Delta z/2)}+\frac{\left[i^n(0)\right]}{(\Delta z)} \qquad (2.38)$$

- pour *k=kmax+1*

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^{n+1}(L)\right]+\frac{\left[i^{n+1}(L)\right]}{\Delta z}=\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^n(L)\right]+\frac{\left[i_{k\max}^n\right]}{(\Delta z/2)}-\frac{\left[i^n(L)\right]}{(\Delta z)} \qquad (2.39)$$

Les équations (2.38) et (2.39) nous permettent de déduire l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix}\frac{[C]}{\Delta t} & \frac{-1}{\Delta z} & [0] & [0]\\ 0 & 0 & \frac{[C]}{\Delta t} & \frac{1}{\Delta z}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u^{n+1}(0)\\ i^{n+1}(0)\\ u^{n+1}(L)\\ i^{n+1}(L)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^n(0)\right]-\frac{\left[i_1^n\right]}{(\Delta z/2)}+\frac{\left[i^n(0)\right]}{(\Delta z)}-\\ \left(\frac{[C]}{\Delta t}\right)\left[u^n(L)\right]+\frac{\left[i_{k\max}^n\right]}{(\Delta z/2)}-\frac{\left[i^n(L)\right]}{(\Delta z)}\end{bmatrix} \qquad (2.40)$$

2.4. Formalisme Topologique : Construction du système $[A].[X]=[B]$

Comme déjà signalé, la modélisation de la propagation d'une onde électrique dans un réseau maillé est réalisée dans notre travail en utilisant le formalisme topologique qui consiste à construire et résoudre le système d'équations suivant [2.6, 2.7]:

$$[A].[X]=[B] \tag{2.41}$$

Où :

[*A*] : est la matrice topologique ;

[*X*] : est le vecteur inconnu (des courants et tensions sur l'ensemble des nœuds du réseau) ;

[*B*] : est le vecteur excitation (générateur de courant, de tension et / ou onde électromagnétique).

Pour l'écriture de ce formalisme, la première étape consiste en la définition d'une matrice [*A*] composée de deux sous-matrices:

$$[A]=\begin{bmatrix}[A_1]\\[A_2]\end{bmatrix} \tag{2.42}$$

[A_1]: sous-matrice de propagation qui est déduite après mise sous forme d'un quadripôle en temporel d'une ligne ou d'un câble.

[A_2]: sous-matrice déduite des lois de Kirchhoff (KCL et KVL)[2.2] pour les jonctions et les nœuds extrémités;

En deuxième étape, nous construisons le vecteur [*B*] contenant le générateur de courant, de tension. Le vecteur [*B*] traduit l'illumination du réseau et son excitation par un ou des générateurs localisés.

2.4.1. Définition du vecteur inconnu [X]

Dans le système [*A*] [*X*] = [*B*], le vecteur inconnu [*X*] comprend les courants et les tensions sur l'ensemble des nœuds du réseau. Pour la i^{ème} ligne à l'instant $(n+1)\Delta t$, en reprenant l'équation (2.40) qui donne l'écriture quadripolaire de la ligne, nous avons sa contribution dans le vecteur [*X*] qui sera comme suit:

$$[X]=\left[\cdots\ \ [u_i(0)^{n+1}]\ \ [i_i(0)^{n+1}]\ \ [u_i(L)^{n+1}]\ \ [i_i(L)^{n+1}]\ \ \cdots\right]^{transposé} \tag{2.43}$$

2.4.2. Construction la matrice [A] en temporel

2.4.2.1. Construction de la sous matrice [A_1] en temporel

La sous matrice [A_1] est obtenue à partir de l'écriture quadripolaire (équation 2.40) d'une ligne ou d'un câble. Pour chaque ligne (câble), la contribution de la i^{ème} ligne avec N_i conducteurs, dans la sous matrice [A_1] et ainsi définie:

$$[A_1]=\begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & \left(\frac{[C]}{\Delta t}\right) & -\frac{1}{\Delta z}[1_{Ni}] & [0] & [0] & \cdots \\ & [0] & [0] & \left(\frac{[C]}{\Delta t}\right) & \frac{1}{\Delta z}[1_{Ni}] & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \tag{2.44}$$

2.4.2.2. Construction de la sous matrice [A_2] en temporel

La sous matrice [A_2] est obtenue en utilisant les lois de Kirchhoff en courant et tension (KCL et KVL) à chaque nœud m du réseau [2.2].

$$\sum_{k=1}^{N}\left([Y_k^m][v_k^m]+[Z_k^m][i_k^m]\right)=[P^m] \tag{2.45}$$

Avec :

N :nombre de conducteur en ce nœud ;

$[Z_k^m]$et$[Y_k^m]$ sont les matrice résultant de l'application des lois de Kirchhoff (KVL, KCL) au nœud m et contenant des 0,1,-1, des impédances et des admittances du réseau en ce nœud ;

$[P^m]$est le vecteur contenant les source de courant ou de tension.

2.4.3. Construction du vecteur [B]

Ce vecteur est composé de deux sous vecteurs [B_1] et [B_2], et défini comme suit [2.6]:

$$[B]=\begin{bmatrix}[B_1]\\ [B_2]\end{bmatrix} \tag{2.46}$$

Le sous vecteur [B_1] est déduit à partir de l'équation (2.40) pour chaque ligne (câble) du réseau; il prend en compte le second membre de cette équation. Pour le cas d'un câble à N_i couches conductrices, nous avons sa contribution au sous vecteur [B_1] à l'instant $t = n.\Delta t$ comme suit :

$$[B_1]=\begin{bmatrix} \vdots \\ \left(\frac{[C]}{\Delta t}\right).\left[u^{n-1}(0)\right] + \frac{\left[i^{n-1}(0)\right]}{\Delta z} - \frac{\left[i_1^{n-1}\right]}{(\Delta z/2)} \\ \left(\frac{[C]}{\Delta t}\right).\left[u^{n-1}(L)\right] - \frac{\left[i^{n-1}(L)\right]}{\Delta z} + \frac{\left[i_{k\max}^{n-1}\right]}{(\Delta z/2)} \\ \vdots \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

Le second sous vecteur $[B_2]$ contient les générateurs localisés en chaque nœud :

$$[B_2]=\begin{bmatrix} \vdots \\ \left[P^m\left(v^m, i^m\right)\right] \\ \vdots \end{bmatrix} \tag{2.48}$$

Remarque :

L'utilisation du formalisme topologique $[A]$ $[X]$= $[B]$ que nous venons de présenter pour la déduction des courants et tensions sur tous les nœuds du réseau à l'instant t_n= $n\Delta t$, nécessite la connaissance de ces mêmes grandeurs électriques à l'instant qui précède (t_{n-1} = $(n-1)\Delta t$). Pour cet objectif nous utilisons les équations de récurrences obtenues après discrétisation par FDTD des équations des lignes (équations (2.36) et (2.37)).

2.4.4. Défauts traités par modélisation

Pour nos applications, nous nous intéressons à des câbles d'énergie mono-âme en PR et en PVC, largement utilisé dans le réseau radial souterrain pour la distribution d'énergie électrique en moyenne tension. Ces câbles enfoui dans le sol peuvent présentés des défauts.

Dans ce qui suit, nous allons simuler des défauts francs et non francs sur des câbles mono âme à deux couches. Les câbles avec défauts sont modélisés par le formalisme topologique, le type de défaut apparaît lors de la construction de la matrice [A].

- **Cas de défaut franc :**

  Pour les défauts francs nous prenons les cas des courts-circuits et de la coupure de l'âme du câble à différentes distances.

- **Cas de défaut non franc :**

  Pour les défauts non francs nous traitons le cas d'un contact galvanique entre l'âme et le blindage et puis entre l'âme et le blindage et la terre à travers l'introduction d'une résistance à différentes valeurs.

Les scénarios possibles pour les deux catégories des défauts sont présentés en figure 2-3 et sur le tableau (2.1).

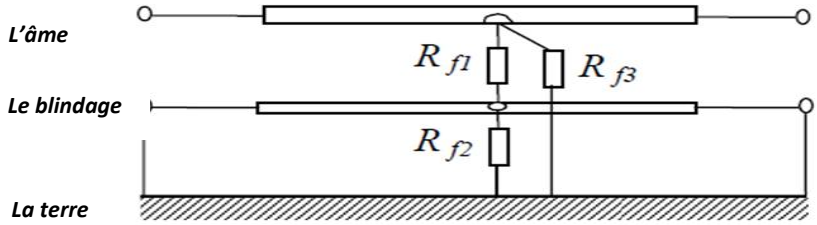


Figure 2-3 : *Représentation des scénarios de défauts.*

Scénarios défauts	*Résistances défauts*		
	R_{f1}	R_{f2}	R_{f3}
Ame-blindage-terre	*X*	*X*	∞
Blindage-terre	∞	*X*	∞
Ame-blindage	*X*	∞	∞

Tableau 2.1:*Des scénarios de défauts.*

2.5. Applications

Cette partie consiste à traiter des applications avec les développements que nous avons mis en ouvre sous environnement MATLAB.

Pour l'ensemble des applications que nous allons présentés, nous provoquons un défaut à une distance ***d*** connue ; en utilisant le principe de la réflectométrie (décrite dans le chapitre 1) et quelques caractéristiques de l'écho (onde électrique réfléchie) nous déduisons par calcul la distance du défaut.

Dans une première étape de nos applications nous simulons des défauts francs qui représente soit des circuits ouvert comme les coupures de l'âme soit des courts-circuits (CC entre l'âme et le blindage, CC entre l'âme, blindage et la terre) ; ces défaut sont fréquents est ont un impact important sur la perturbation de la distribution de l'énergie. Dans une deuxième étape nous simulons des défauts non francs qui représentent le vieillissement de l'isolement, les défauts de fabrications et l'infiltration d'eau dans les isolants.

Comme signal de référence, nous injectons dans la première extrémité du câble des impulsions fournie par un générateur de tension de type gaussien (figure 2-4), dont l'expression mathématique est comme suit :

$$V_S(t) = e^{-\alpha(t-\beta.dt)^2}$$
$$\alpha = (4/(\beta.dt))^2 \qquad (2.49)$$
$$\beta = 5$$

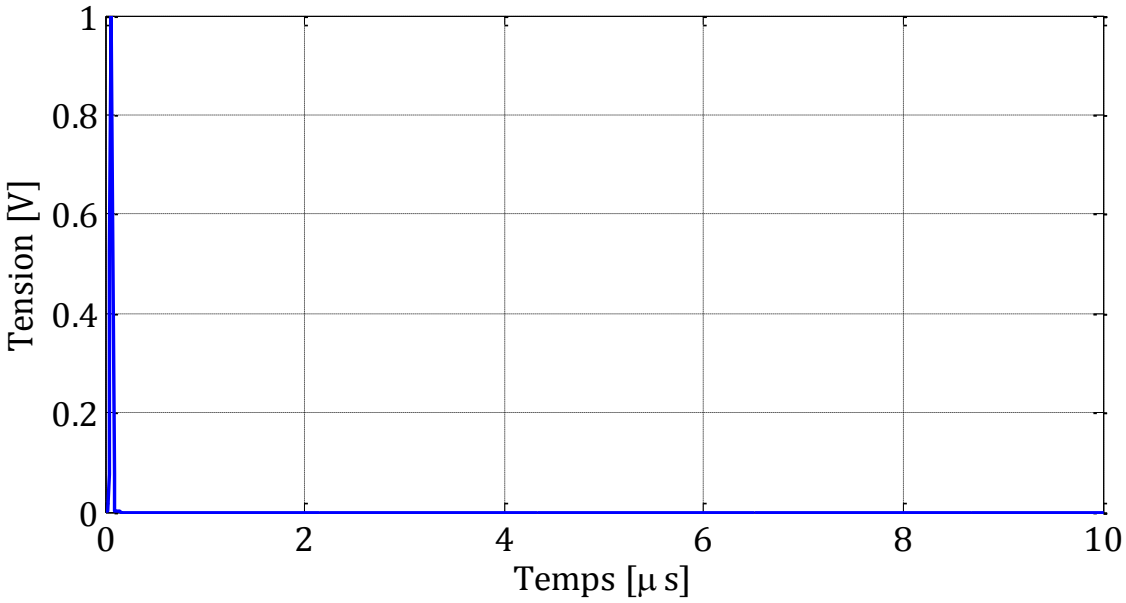


Figure 2-4 : *Signal de tension injecté.*

Les câbles d'énergie mono-âme en PR et en PVC simulés sont ceux largement utilisés dans le réseau radial souterrain pour la distribution d'énergie électrique en moyenne tension. Leurs caractéristiques physiques et géométriques sont :

- Les caractéristiques du câble en PR sont :

Type	*Câble mono- âme enterré en PR à deux couches*				
	Ame	*Isolant*	*Blindage*	*Gaine*	*Sol*
Longueur	*1000*	/	/	/	/
Section (mm²)	*185*	/	/	/	/
Diamètre (mm)	*17*	*25*	*25,6*	*32, 6*	/
matériaux	*Alu*	*PR*	*cuivre*	*PR*	/
La permittivité relative	/	*2,25*	/	*2,25*	/
La perméabilité relative	*1,000022*	*1*	*0,999834*	*1*	/
La conductivité (S/m)	*37 ,7 e8*	/	*58 e6*	/	*0,01*
Profondeur(m)	/	/	/	/	*0,8*

Tableau 2-2 : *Données physiques et géométriques du câble en PR.*

- Les caractéristiques du câble en PVC sont :

Type	*Câble mono- âme enterré en PVC à deux couches*				
	Ame	*Isolant*	*Blindage*	*Gaine*	*Sol*
Longueur (m)	*1000*	/	/	/	/
Section (mm²)	*185*	/	/	/	/
Diamètre (mm)	*17*	*25*	*25,6*	*28, 6*	/
Matériaux	*Alu*	*PVC*	*cuivre*	*PVC*	/
La permittivité relative	/	*3,5*	/	*3,5*	/
La perméabilité relative	*1,000022*	*1*	*0,999834*	*1*	/
La conductivité (S/m)	*37 ,7 E6*	/	*58 E6*	/	*0,01*
Profondeur(m)	/	/	/	/	*0,8*

Tableau 2-3 : *Données physique et géométrique du câble en PVC.*

Notons que pour l'ensemble de nos applications, la deuxième extrémité du câble est adaptée (chargée par son impédance caractéristique) pour éviter les réflexions au bout du câble.

Les données utilisées lors de la discrétisation spatio-temporelle dans notre modélisation ainsi que la vitesse de propagation pour les deux types de câble qui font l'objet de nos applications sont :

Type de câble	*Câble en PR*	*Câble en PVC*
Vitesse de propagation (m/s) : $v = c / \sqrt{\mu_{ri}\varepsilon_{ri}}$	*2e8*	*1,6e8*
Pas temporel(s)	*1,25e-8*	*1.5575e-8*
Pas spatial(m)	*2,5*	*2,5*

Tableau 2-4 : *Données de discrétisation et vitesse de propagation.*

2.5.1. Cas d'un câble en PR avec défaut franc

2.5.1.1. Coupure d'âme (câble en PR)

La coupure de l'âme est modélisée par une très grande résistance R_f.

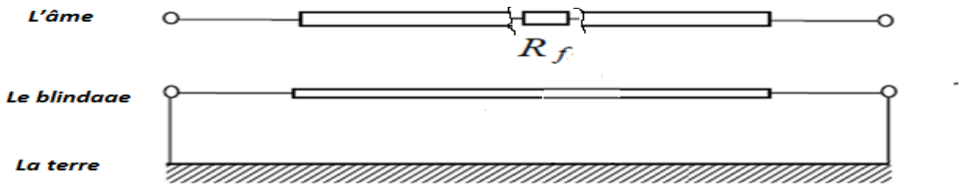


Figure 2-5 : *Coupure d'âme.*

Nous simulons un défaut (coupure d'âme) à 650m et puis à 200m, nous obtenons :

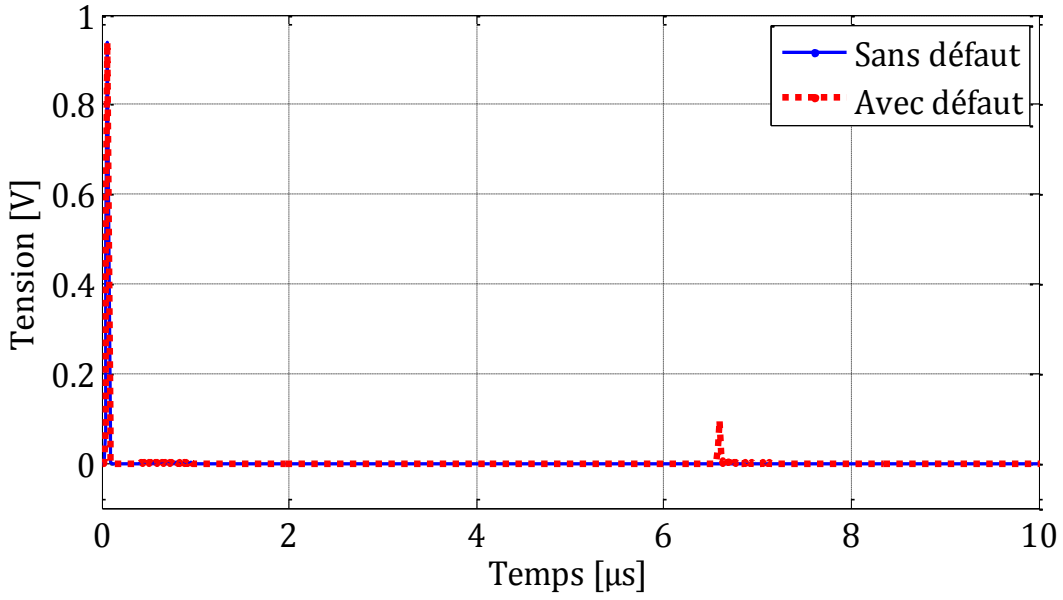


Figure 2-6 :*Signal de tension à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut, coupure d'âme à 650m.*

La confrontation, en figure 2-6, des réponses temporelles (signal à l'entrée) du câble sain avec le câble avec défaut, met en évidence l'apparition d'un écho. En faisant la différence de ces deux signaux, nous mettons clairement en évidence cet écho sur la figure 2-7.

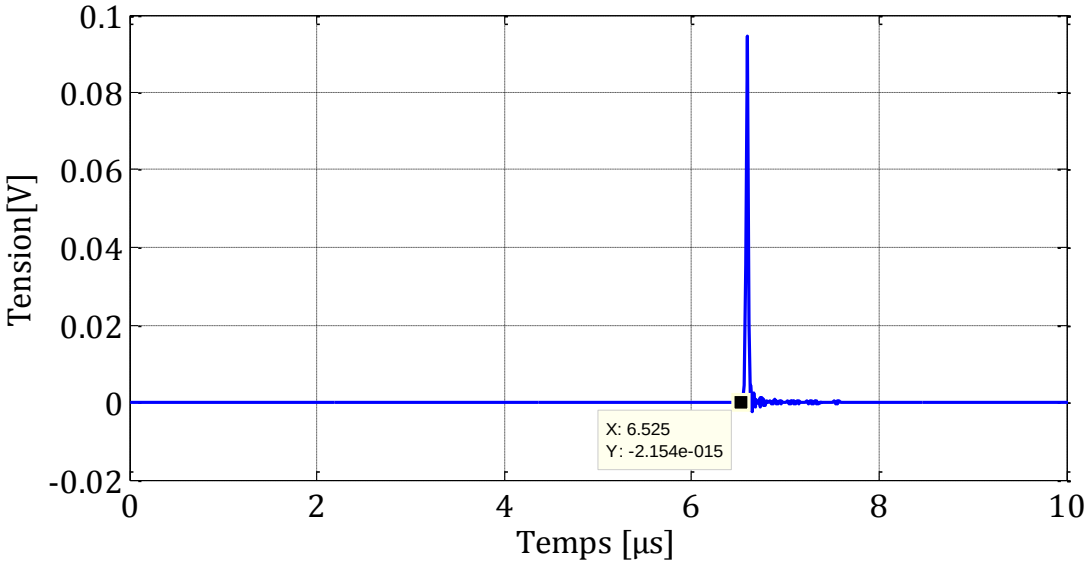


Figure 2-7 : *Signal de différence entre les tensions à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut, coupure d'âme à 650m.*

L'écho apparaît à l'instant t=6,525µs, cet instant représente l'intervalle de temps entre l'instant de l'injection de l'impulsion (t=0 s) et la durée qui s'écoule entre l'aller et le retour après réflexion de l'onde électrique par l'obstacle (défaut) rencontré sur la ligne qui devient inhomogène (changement d'impédance). En considérons que la propagation de l'onde électrique est sans dispersion, donc à vitesse constante, les lois de la cinématique nous permettent d'écrire pour un mouvement uniforme :

$2x = vt$ ou $x = (vt)/2$

Ce qui nous permet de déduire x_d=652,5m (x_d est l'abscisse de localisation du défaut à partir de l'entrée). Notre calcul conduit donc à une erreur absolue de 2.5 m soit de 0,25/% ce qui est plus qu'acceptable.

Notons aussi, que le défaut dans ce cas est une coupure d'âme, qui représente un circuit ouvert dont le coefficient de réflexion est **positif** ce qui explique que la réflexion localisé au point du défaut est **positif** aussi.

Pour la deuxième application, la figure 2.8 nous donne la variation temporelle du signal à l'entrée du câble sans et avec défaut.

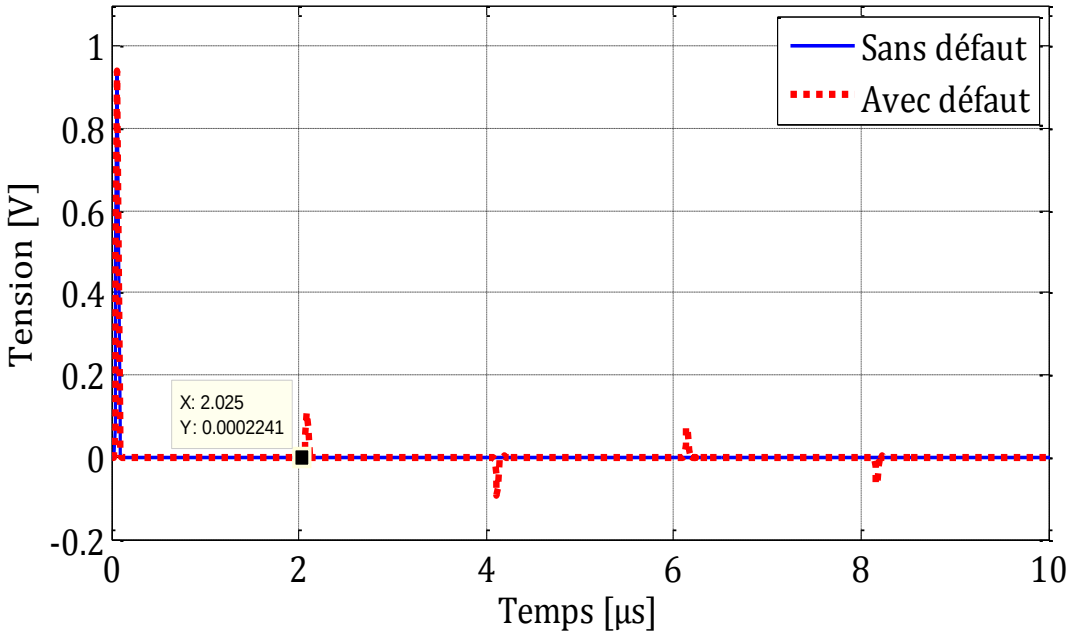


Figure2-8 :*Signal de tension à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut, coupure d'âme à 200m.*

Pour la même durée que précédemment, soit 10 µs , pour ce cas nous constatons d'après la figure (2-8) la présence de cinq impulsions :

- La première impulsion représente le signal injecté à l'entrée de l'âme du câble (Gaussienne).
- La deuxième impulsion positive apparue à l'instant t=2,025µs, équivalent à la distance x_d=202,5m du point d'injection, représente la première réflexion du à la présence du défaut (coupure d'âme) simulé à 200m avec une erreur de 0,25%, résultat qui confirme la fiabilité de notre modélisation.
- La troisième impulsion négative à l'instant t=4,037µs. Cet instant est équivalent à deux fois le temps de la première réflexion et s'explique par une nouvelle réflexion au niveau du générateur ; cette réflexion est **négative** et se justifie par la résistance très faible du générateur (de l'ordre de 0 ,01Ω) qui représente un court-circuit, sachant que le coefficient de réflexion dû à un court-circuit est négatif.
- La présence de la quatrième et la cinquième impulsion est justifiée de la même manière que la deuxième et la troisième impulsion et cela, est évident, vu la distance du défaut à 200m ce qui provoque un jeu de réflexion entre le point d'injection et le point du défaut. L'examen de la figure (2-8) nous permet de remarqué la diminution de l'amplitude d'une réflexion à une autre, chose qu'on peut expliquer par le phénomène d'atténuation du signal.

2.5.1.2. Court-Circuit entre l'âme et le blindage (câble en PR)

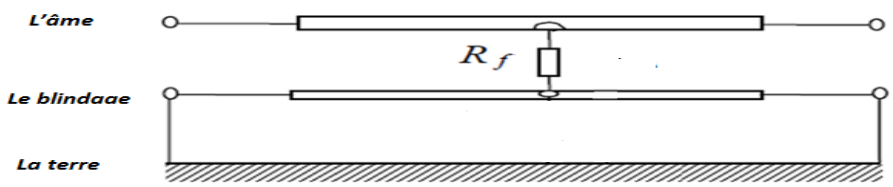


Figure 2-9 :*court-cicuit âme-blindage.*

Le défaut est simulé à d=500m. La résistance $R_f$dans ce cas est très faible elle tend vers zéro.

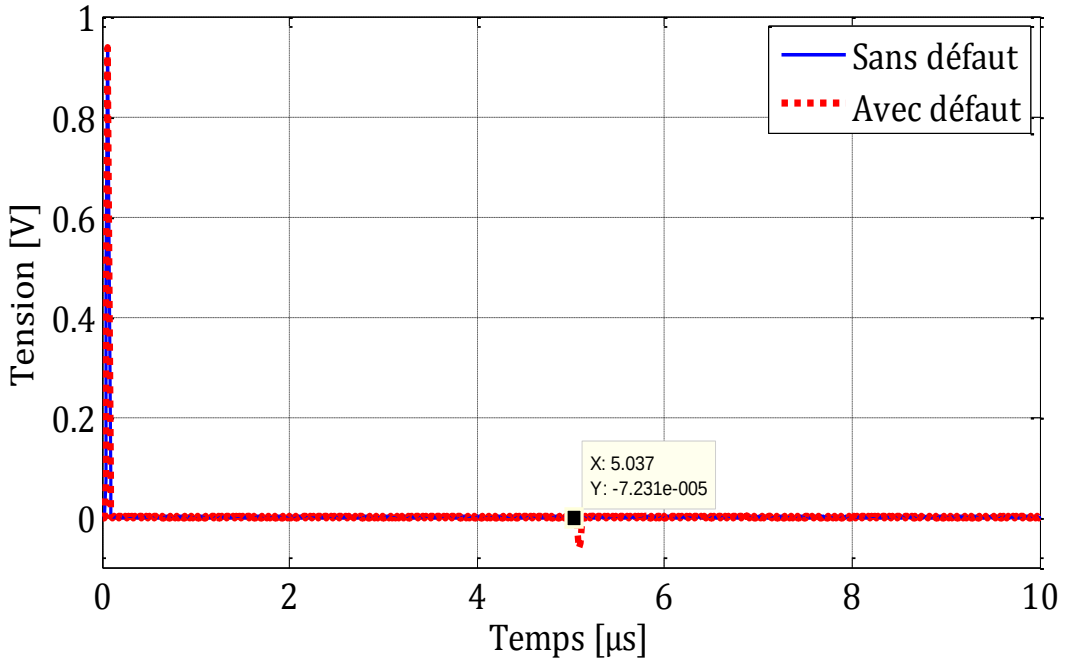


Figure 2-10 :*Signal de tension à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut C-C âme-blindage.*

Les résultats obtenus sur la figure (2.10), montre la première impulsion positive qui représente le signal injecté, et une deuxième impulsion négative à l'instant t=5.037µs équivalent à une distance de x_d=503,7m. La distance de cette réflexion avec son signe négative révèle la localisation du défaut avec sa nature de court-circuit.

Par conséquence la localisation du défaut avec une erreur de 0.37% confirme la pertinence de nos résultats.

2.5.1.3. Court-Circuit entre l'âme et le blindage et la terre (câble en PR)

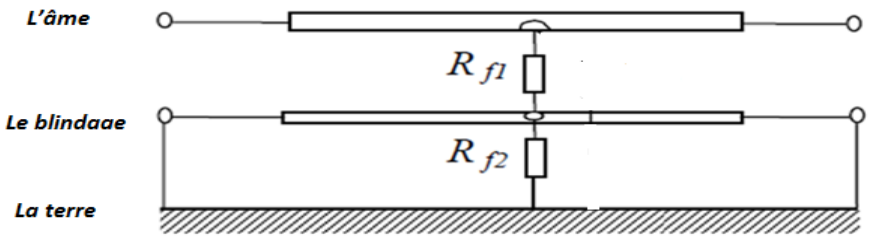


Figure 2-11 :*Court-cicuit âme-blindage-sol.*

Dans ce cas le défaut est simulé à d=500m par deux résistances à de très faibles valeurs qui tendent vers zéro.

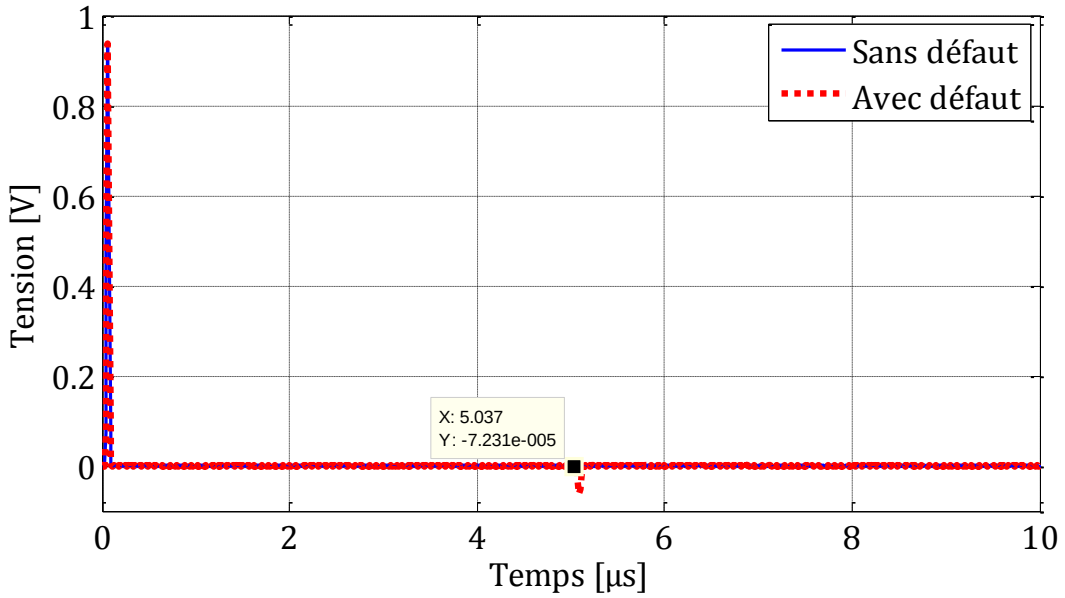


Figure 2-12 : *Signal de tension à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut, Court-circuit âme-blindage-sol.*

La réflexion provoquée par le court-circuit âme-blindage-sol apparaît à l'instant t=5,037µs, ce qui correspond à une distance de x_d=503,7m, qui correspond à la distance du défaut simulé précédemment. Cependant la différence entre les deux types de défaut n'est pas vraiment constatée vu que le blindage est déjà relié au sol à travers les deux extrémités, ce qui nécessite des investigations à travers le traitement de signal que nous aborderons dans le troisième chapitre.

2.5.2. Cas d'un câble en PVC avec défaut franc

2.5.2.1. Coupure d'âme (câble en PVC)

Nous simulons un défaut (coupure d'âme sur un cable en PVC) à une distance d=650 m. Nous les résultats suivants (figure 2.13):

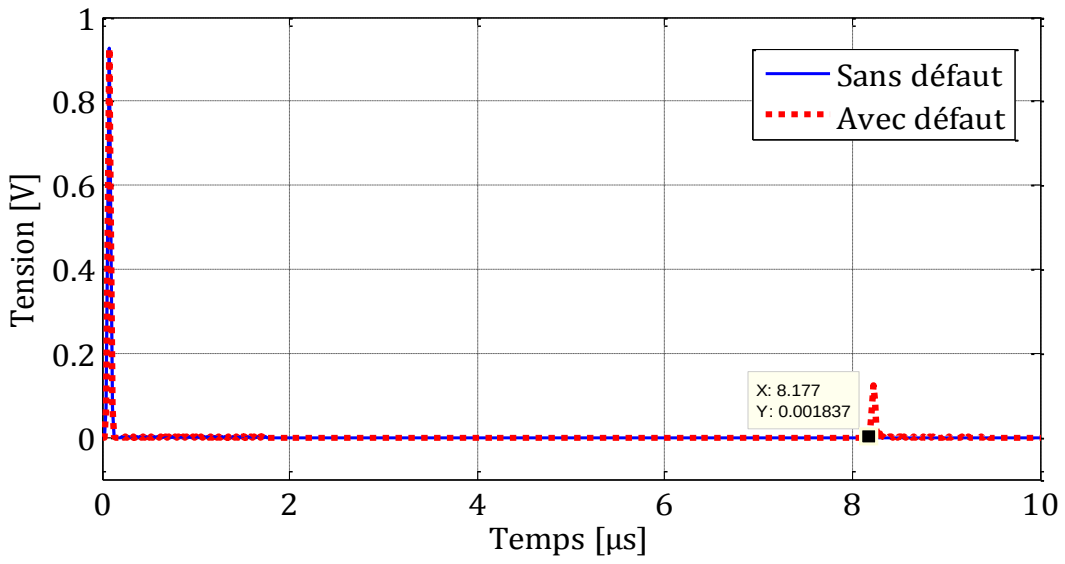


Figure 2-13 :*Signal de tension à l'entrée de l'âme du câble en PVC sans et avec défaut, coupure d'âme à 650m.*

Pour le câble en PVC nous pouvons localiser aussi le défaut à travers la réflexion qui apparait clairement à l'instant t=8,177µs, ce qui nous conduit à une distance de x_d= 654m, qui correspond au défaut simulé avec une erreur de 0,4%.

En comparant les résultats obtenus dans le cas du câbles en PR et en PVC, nous constatons que la localisation du défaut quel que soit les type de câble est réalisée avec une erreur acceptable ; bien évidement la différence, sur l'erreur, entre les deux types se justifie des caractéristiques physiques différentes, particulièrement la permittivité électrique qui influe sur la vitesse de propagation voire le phénomène d'atténuation et de dispersion. Il y a lieu de remarquer aussi, que l'amplitude de la réflexion dans le cas du PVC est plus importante que le PR.

2.5.3. Cas d'un câble en PR avec défaut non franc :

2.5.3.1. Défaut non franc entre l'âme et le blindage

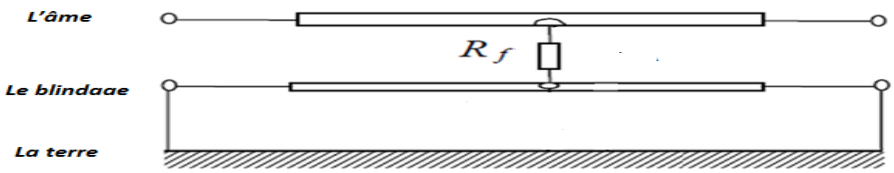


Figure 2-14 : *Défaut non franc entre l'âme et le blindage, câble en PR.*

Nous proposons de simuler un défaut non franc suite à l'existence d'une poche gazeuse généralement dû à un défaut de fabrication ou au vieillissement de l'isolant par l'introduction d'une forte résistance entre l'âme et le blindage, figure (2-14) ; nous considérons une résistance de défaut respectivement de 100Ω et de 500Ω.

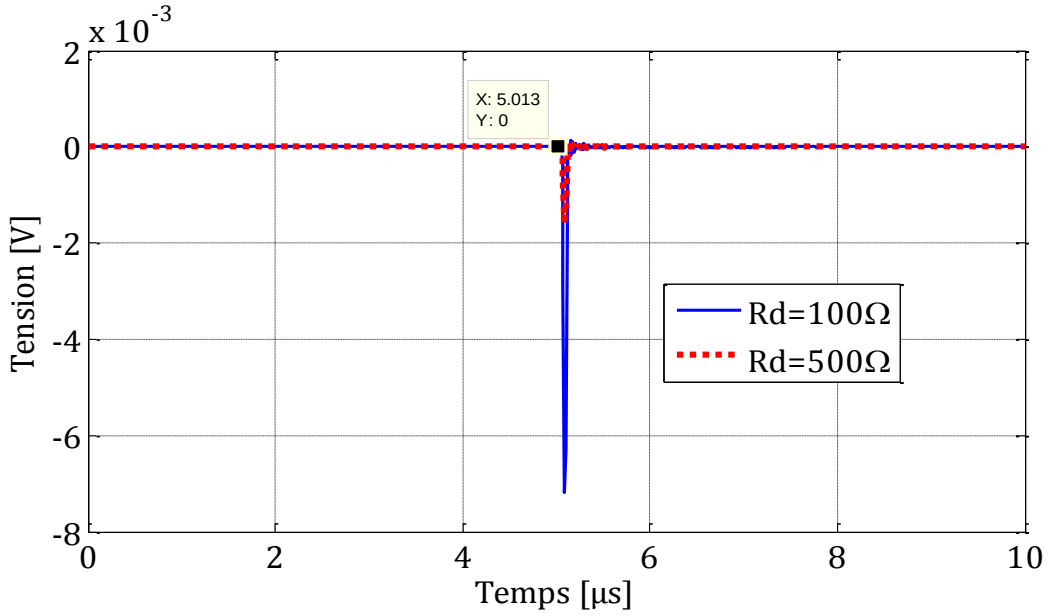


Figure 2-15 : *Signal de différence entre les tensions à l'entrée de l'âme du câble en PR sans et avec défaut non franc à 500m.*

Généralement les défauts non francs sont difficiles à détecter, car leurs amplitudes de réflexion sont très faibles et s'atténuent à cause des pertes ; ils n'ont pas un impact direct sur la continuité de service du câble mais ils peuvent évolués en défaut franc dans le temps. Cependant les résultats que nous avons obtenu sur la figure (2-15) à travers le signal de la différence montre l'existence d'une réflexion à l'instant t=5,03µs qui donne une distance x_d=502m ; cette dernière correspond approximativement à la distance ou se trouve le défaut simulé. Donc, malgré la faible amplitude de l'écho, nous avons pu localiser le défaut avec une précision acceptable par rapport à la longueur du câble. Ce résultat conforte la bonne adaptation de notre modélisation ; des contraintes sont signalées dans la littérature pour la détection des défauts non franc qui se manifeste généralement par des réflexions de très faibles amplitudes d'une part et auxquelles s'ajoutent les phénomènes d'atténuation et de dispersion d'autre part selon les caractéristiques du câble en question.

La détection des défauts non franc est une étape très importante dans l'inspection de l'état des câbles souterrains pour face à la prédominance de la maintenance curative au détriment de la maintenance préventive. La prévention, conduit à l'entretien câble ou à son remplacement dans des délais réduit tout en assurant la sureté de fonctionnement et la fiabilité du réseau électrique.

2.6. Conclusion

Dans une première partie de ce chapitre, en se basant sur la théorie des lignes nous avons pu modéliser en temporel par FDTD un réseau en tubes (radial) constitué de câble blindé enterré, en tenant compte des termes de corrections dû à l'effet du sol et du blindage. Ce model nous a permis de développé un outil de calcul sous environnement MATLAB qui permet à son tour un diagnostic des câbles d'énergie enterrés à travers la méthode de la réflectométrie.

La deuxième étape a été consacrée aux applications de simulation pour les différents types de défaut francs ou non francs, desquelles nous avons confirmé d'une part la pertinence de notre modélisation et d'autre part la détection et la localisation des défauts, voire leur nature.

De ce qui précède, nous pouvons se prononcer que l'objectif assigné pour ce chapitre a été atteint, du moment que nous avons pu localiser les défauts francs et même certains défauts non francs. Au-delà de la détection et de la localisation nous avons aussi, traduit certaines informations sur les catégories de défauts.

Toutefois les insuffisances enregistrées en termes d'information sur la détection de certain types de défaut non franc et leurs natures nécessitent des investigations dans le traitement du signal que nous aborderons dans le troisième chapitre.

Références Bibliographiques

[2.1] : A. Ametani, «A General Formulation of Impedance and Admittance of Cables», IEEE Trans on Power Apparatus and systems, Vol.PAS-99, No.3, May/June 1980

[2.2]: C.R. PAUL, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", John Wiley &Sons , New-York, 1994.

[2.3]: E.D.Sunde, « Earth Conduction Effects in Transmission Systems», Dover, New York, 1968.

[2.4]: M. Feliziani, F.Maradei and G.Tribellini, «Field Analysis of Penetrable Conductive Shields by the Finite-Difference Time-Domain Method With Impedance Network Boundary Conditions (INBC's) ».IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, November 1999, Vol.41, N °4, pp.307-319.

[2.5]: B. Gustavsen, A. Semlyen, «Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14(3), pp. 1052 - 1061, 1999.

[2.6] : S. Kaouche, S.Mezoued, B. Nekhoul, K. Kerroum and K. El Khamlichidrissi, «Induced Disturbances In Power Network By Lightning», International symposium of Electromagnetic Compatibility: EMC Europe, Barcelona, Spain, pp. 935-940, September 4-8, 2006.

[2.7]: S.Kaouche, «Analyse De Défauts Dans Un Réseau De Lignes Ou De Câbles», Thèse de Doctorat, Université de Jijel, 2007.

Chapitre 3 : Diagnostic des défauts par matrice Pencil.

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons modélisé la propagation des signaux électriques à travers des câbles enterrés en absence et en présence d'un défaut et nous avons procédé à une analyse basée sur la réflectométrie dont l'objectif est de détecter et localiser les défauts.

A ce stade de modélisation, les caractéristiques des défauts sont disponibles sous forme de courbes (signaux) représentées dans l'espace de temps. Nous recherchons à travers une seconde étape de modélisation une description plus efficace des défauts, qui permet par exemple de réduire l'espace de représentation ou d'extraire certaines informations plus facilement ; ce qui nous permettra de, non seulement, localiser des défauts, mais de prévoir la natures de ces derniers en essayant de faire un premier pas dans la mise en place d'un dispositif fiable et pertinent pour le diagnostic des câbles enterrés.

Pour cet objectif, nous basons notre travail sur le traitement des signaux par une méthode mathématique paramétrique dite matrice Pencil ; cette technique permet de représenter par un ou plusieurs vecteurs de paramètres le signal obtenu par la réflectométrie dans notre cas.

Dans une première étape de ce chapitre nous rappelons brièvement certaines méthodes de modélisation paramétrique. Dans une deuxième étape, nous nous intéressons à la méthode de la matrice Pencil (MPM) connue comme l'une des méthodes les plus efficaces. Dans une troisième étape nous présentons la méthode de Pencil fenêtrées, qui nous permet un traitement de plus en plus fiable car elle conjugue les avantages des méthodes qui l'ont précédée.

En fin nous terminons ce chapitre par l'analyse des signaux obtenus pour certaines applications traitées dans le deuxième chapitre et ce, par la méthode Pencil fenêtrées.

3.2. Généralités sur les signaux

Un signal est définit comme étant le support physique d'une information. Mathématiquement, les signaux sont représentés par une fonction d'une ou plusieurs variables. En générale, la grande majorité des signaux sont fonction de la variable temps. L'information transportée par un signal se manifeste alors par une variation au cours du temps.

3.2.1. Classification des signaux [3.1]

a- Classification déterministe- aléatoire

Un signal déterministe est un signal dont l'évolution en fonction du temps peut parfaitement être prédite par un modèle mathématique approprié.

Un signal aléatoire, par opposition au signal déterministe, est un signal dont le comportement est imprévisible.

b- Classification continue- discrète

- Signal analogique ; signal à temps et amplitude continues ;
- Signal quantifié ; signal à temps continu et amplitude discrète ;
- Signal échantillonné ; signal à temps discret et amplitude continue ;
- Signal numériques ou digital ; signal à temps et amplitudes discrètes.

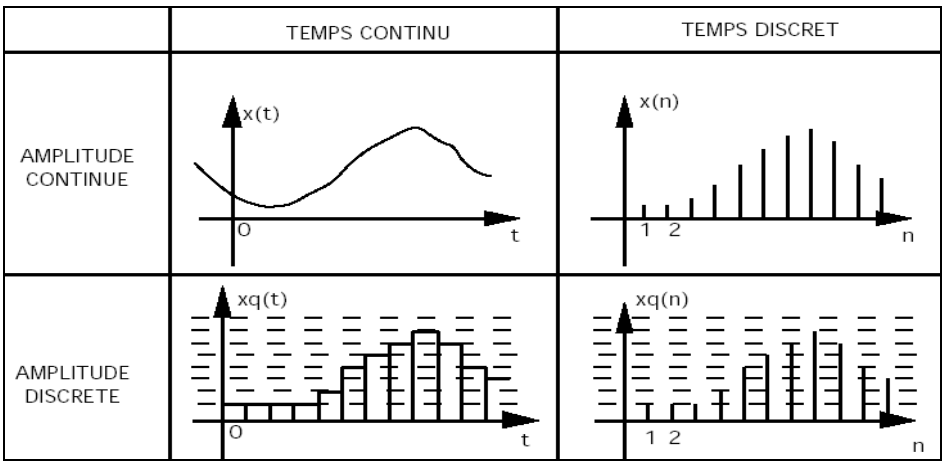


Figure 3-1: *Classification des signaux.*

Classiquement l'analyse mathématique des signaux est réalisé par la transformée de Fourier ou par la transformée en z. Si la transformée de Fourier permet des passages temps fréquence et inversement, les automaticiens et électroniciens, utilisant des calculateur numériques, ne peuvent traiter directement l'information en continu, elle doit être discrétisée, échantillonnée pour être exploitable.

3.3. Modélisation paramétrique des signaux

L'estimation de caractéristique spectrale des signaux discrets déterministes ou stochastique est généralement basée sur l'utilisation de la transformée de Fourier, cette approche de l'analyse spectrale se révèle intéressante du point de vue calculabilité et donne des résultats satisfaisants pour une large classe de signaux cependant, comme

nous l'avons indiqué aux paragraphes précédents, plusieurs inconvénients inhérents à la méthode en limitent ses performances:

- La résolution en fréquence inverse du nombre d'échantillons et l'effet de fenêtre qui peut se manifester dans le domaine spectral par une perte importante d'information (distorsion et masquage des motifs spectraux présents) ;
- L'utilisation de fenêtre appropriée peut réduire ces inconvénients mais au prix d'une perte de résolution.

Ces limitations de la TF se révèlent particulièrement pénalisantes lors de l'analyse de signaux transitoires. L'utilisation de méthodes d'estimation spectrale plus performantes sur de courts échantillons telles les méthodes paramétriques représente alors une alternative intéressante**.** Les techniques de modélisation paramétrique permettent de déterminer les paramètres d'un modèle mathématique décrivant un signal, un système ou un processus.
Les différents modèles utilisés dans la modélisation paramétrique sont [3.2] :

3.3.1. Modèles rationnel linéaires

Le signal à modéliser $x(k)$ est considéré comme un processus aléatoire approximé par un modèle rationnel linéaire, appelé dans le cas général modèle ARMA (Auto Regressive Moving Average), et défini par l'équation de récurrence suivante:

$$x(k) = -\sum_{i=1}^{p} a_i x(k-i) + \sum_{i=1}^{q} b_k u(k-i) \tag{3.1}$$

3.3.2. Modèles exponentiels (Prony) :

Le modèle considéré est une somme de fonctions exponentielles amortie ou non.

3.3.3. Modèles géométriques :

Une approche différente repose sur une exploration des propriétés géométriques des sous-espaces de signaux, générés par des modèles par exemple exponentiels, et des sous-espaces de bruit, générés par des bruits additifs.

3.4. Méthode de Prony originale

Les décompositions sur une base de fonctions exponentielles trouvent leur origine dans les travaux de Prony sur la cinétique des gaz (1795) [3.8]. Ils ont été redécouverts dans les années 1970, et donnent une classe de modèles très puissants, tant pour les signaux déterministes qu'aléatoires. Modéliser un signal $x(t)$ consiste à

chercher un système S et une entrée $u(t)$ (figure 3-2) tels que l'erreur entre $x(t)$ et $\hat{x}(t)$ soit la plus faible possible.

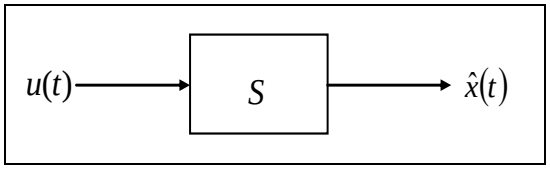


Figure 3-2. *Modélisation d'un signal*

Le système supposé linéaire, invariant dans le temps, est constitué, dans la méthode de Prony, d'une somme de sous-systèmes du premier ou second ordre non couplés. Le modèle du signal, ou du processus qui l'engendre, s'écrit comme ci-dessous:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \exp(p_i t), M \in \mathrm{N}^*, 0 \le t \le T \tag{3.2}$$

Pour un signal échantillonné chaque Δt l'expression devient comme suit :

$$x(k) = \sum_{i=1}^{M} R_i z_i^k, M \in \mathrm{N}^*, \forall k \in \{1, \ldots, M\}, (R_i, z_i) \in C^2 \tag{3.3}$$

Avec :

$$R_i = G_i e^{j\varphi_i} \ et \ z_i = e^{p_i \Delta t} = e^{\sigma_i + j2\pi f_i}, G_i \in \Re, \varphi_i \in \Re, (R_i, z_i) \in C^2$$

Dans ce modèle, les exponentielles z_i (notées 'pôles' du modèles) sont porteuses de quartes types d'informations, familières en traitement du signal et en modélisation de systèmes : G_i l'amplitude, φ_i la phase, σ_i l'amortissement et f_i la fréquence ; Ces quatre paramètres doivent être estimés ce qui revient à estimer les deux paramètres complexes R_i et z_i qui correspondent respectivement aux résidus et aux pôles du modèle. Il faut remarquer que le nombre M de composantes du signal est lui aussi a priori inconnu et doit être évalué. Il s'agit alors de trouver l'ensemble $\{G_i, \varphi_i, \alpha_i, f_i\}$ et M qui minimise l'erreur quadratique :

$$|\varepsilon|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \left| \sum_{i=1}^{M} G_i e^{j\varphi_i} e^{(\sigma_i + j2\pi f_i)k} - x(k) \right|^2 \tag{3.4}$$

La résolution du problème non linéaire s'effectue de façon itérative, cependant une résolution non itérative donnent des résultats satisfaisants est basée sur l'approche dite de ***Prony***. Cette approche consiste à décomposer le problème en trois étapes : deux résolutions de systèmes linéaires et une recherche des racines d'un polynôme.

3.5. Méthode de Pencil

La méthode de Pencil [3.3], [3.4] développée par Hua et Sarkar en 1989, utilise le même modèle que celui de Prony et propose une autre solution pour déterminer les pôles du modèle. Cette approche se révèle plus efficace dans le sens où l'estimation des pôles ne s'effectue qu'en une seule étape au lieu de deux. Elle utilise le principe de la décomposition en valeurs singulières et approximation de la matrice de données et introduit une redondance supplémentaire, en s'appuyant sur les propriétés d'une matrices (appelé matrice Pencil) qui est défini à l'aide de deux matrices de données décalées.

3.5.1. Fondements théoriques dans le cas où les données sont non bruitées

Le fonctionnement de la méthode de Pencil repose sur les propriétés d'une matrice construite à partir de deux matrices de données Y_1 et Y_2 de dimension $(N-L)\times L$.

$$[Y_1]=\begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \cdots & x(L-1) \\ x(1) & x(2) & \cdots & x(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-L-1) & x(N-L) & \cdots & x(N-2) \end{bmatrix}_{(N-L)\times L} \tag{3.5}$$

$$[Y_2]=\begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \cdots & x(L) \\ x(2) & x(3) & \cdots & x(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-L) & x(N-L)+1 & \cdots & x(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L)\times L} \tag{3.6}$$

La matrice Pencil est définie par :

$$P(\lambda)=[Y_2]-\lambda[Y_1] \tag{3.7}$$

Le principe de la méthode repose alors sur la propriété suivante : Si le paramètre Pencil L satisfait la condition $M \le L \le N-M$, alors les pôles z_i, $i=1,\ldots,M$, sont réducteurs de rang pour la matrice $P(\lambda)$, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} rang([Y_2]-\lambda[Y_1])=M, si.\lambda \neq z_i \\ rang([Y_2]-\lambda[Y_1])=M-1, si.\lambda = z_i \end{cases} \tag{3.8}$$

La démonstration de cette propriété s'appuie sur la relation suivante :

$$P(\lambda)=[Y_2]-\lambda[Y_1]=[Z_1][R][Z_0][Z_2]-\lambda[Z_1][R][Z_2]=[Z_1][R]\{[Z_0]-\lambda[I]\}[Z_2];\forall\lambda \quad (3.9)$$

Avec : I la matrice identité carrée ($M \times M$) et en introduisant les matrices Z_1, Z_2, Z_0 et R telles que :

$$[Y_2]=[Z_1][R][Z_0][Z_2] \quad (3.10)$$

$$[Y_1]=[Z_1][R][Z_2] \quad (3.11)$$

et définie de la façon suivante :

$$[Z_1]=\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-L-1} & z_2^{N-L-1} & \cdots & z_M^{N-L-1} \end{bmatrix}_{(N-L)\times M} \qquad [Z_2]=\begin{bmatrix} 1 & z_1 & \cdots & z_1^{L-1} \\ 1 & z_2 & \cdots & z_2^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_M & \cdots & z_M^{L-1} \end{bmatrix}_{M\times L}$$

$$[Z_0]=diag[z_1,z_2,\cdots,z_M]\ [R]=diag.[R_1,R_2,\cdots,R_M]$$

Où la notation « *diag* » représente une matrice carrée diagonale.

Lorsque $\lambda = z_i$, alors le terme diagonal d'ordre i dans la matrice ($Z_0 - \lambda I$) devient nul ce qui revient à annuler une colonne dans Z_1 et une ligne dans Z_2. On peut alors distinguer deux cas :

- Si $M \le L \le N-M$ alors Z_1et Z_2 sont de rang M, et la matrice $[Y_2]-z_i[Y_1]$ sera de rang$(M-1)$, pour $i=1,\ldots,M$; la valeur de $z_i$est réductrice de rang pour la matrice Pencil.
- Si $M > L$ ou $M > N-L$ alors, respectivement $rang([Z_2])=L$ ou $rang([Z_1])=N-L$ et $rang([R]\{[Z_0]-\lambda[I]\}[Z_2])=L$ ou $rang([Z_1][R]\{[Z_0]-\lambda[I]\})=N-L$; par suite le rang de la matrice $P(\lambda)$ ne décroît pas lorsque $\lambda = z_i$.

La matrice $P(\lambda)$ comporte $N-L$ lignes et L colonnes. On suppose que la condition $M \le L \le N-M$ est remplie. Comme $P(z_i)$ est de rang $M-1$ il existe au moins un vecteur non nul u_i tel que :

$$P(z_i)u_i=([Y_2]-z_i[Y_1]).u_i=0 \quad (3.12)$$

Le vecteur $u_i$est de longueur $N-L$ et il est vecteur propre de la matrice $[Y_1]^+[Y_2]$associé à la valeur propre z_i soit :

$$[Y_1]^+[Y_2].u_i=z_iu_i \quad (3.13)$$

Cela signifie que les z_i peuvent être déterminés à partir des valeurs propres généralisées de la matrice paire $\{Y_2, Y_1\}$, ou de façon équivalente à partir des valeurs propres ordinaires de la matrice $[Y_1]^+[Y_2]$. Les résidus sont alors déterminés comme pour la méthode de Prony par la méthode des moindres carrés.

Ainsi dans la méthode de Pencil, les solutions ne sont plus obtenues à partir de la recherche des racines d'un polynôme, mais par la recherche des valeurs propres d'une matrice. Si le signal est non bruité, cette matrice $Y_1^+Y_2$ admet M valeurs propres non nulles et N-M valeurs propres nulles. En revanche en présence de bruit, toutes les valeurs propres sont en général non nulles. Pour améliorer les performances de la méthode, une décomposition en sous-espaces peut être mise en place [3.3][3.4]. Cette méthode est discutée dans le paragraphe qui suit.

3.5.2. Cas où les données sont bruitées

Dans le cas où les données sont bruitées, l'idée retenue consiste donc à réaliser une décomposition en valeurs singulières SVD de la matrice $[Y]$ construite en combinant $[Y_1]$ et $[Y_2]$ de la façon suivante :

$$[Y] = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(L) \\ y(1) & y(2) & \cdots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L)\times(L+1)} \tag{3.14}$$

$[Y_1]$ **:** correspond aux L premières colonnes de $[Y]$ et $[Y_2]$ aux L dernières colonnes. Il faut noter que la matrice $[Y]$ utilise l'ensemble des données disponibles. La matrice $[Y]$ étant constituée, une SVD lui est appliquée et elle se retrouve alors sous la forme suivante :

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^H \tag{3.15}$$

Avec Σ est la matrice des valeurs singulières de dimension $((N-L)\times(L+1))$ et U et V les matrices modales respectivement de dimension $((N-L)\times(N-L))$ *et* $((L+1)\times(L+1))$.

Si les données ne sont pas bruitées alors Y possède exactement M valeurs singulières non nulles. Mais en raison du bruit, l'ensemble des valeurs singulières est non nul. Cependant, celles liées au bruit restent faibles et il est alors possible d'identifier

les différentes contributions d'une part du signal et d'autre part du bruit. L'ordre du modèle M est alors choisi égal au nombre de valeurs singulières dominantes vérifiant l'inégalité suivante :

$$\sigma_{\max} \leq \sigma_c \leq \sigma_{\max} 10^{-p}$$

Où σ_{max} est la plus grande des valeurs singulières et p correspond à la précision des données.

En pratique si M est surestimé, il apparaît dans le domaine fréquentiel des pics d'amplitude faible qui n'affecte pas trop le modèle. A l'inverse si M est sous-estimé les résultats sont très altérés. Une estimation de l'ordre étant ainsi déterminée, la matrice $\sum$ est réduite à une matrice $\sum'$ ne tenant compte que des valeurs singulières significatives: $\sum'$ est donc égale à la matrice carrée extraite de $\sum$ correspondant aux M premières lignes et aux M premières colonnes. De la même façon sont introduites U' et V', sous-matrices de U et V, correspondant à ces valeurs singulières : U' (resp. V') est égale aux M premières colonnes de U (resp. V). Une nouvelle matrice Y' est alors formée en utilisant la formule de décomposition en valeurs singulières et la contribution estimée du signal.

$$[Y'] = [U'][\Sigma'][V']^H \tag{3.16}$$

Par un raisonnement identique au cas non bruité, les matrices Y_1 et Y_2 sont telles que :

$$[Y_1'] = [U'][\Sigma'][V_1']^H \tag{3.17}$$

$$[Y_2'] = [U'][\Sigma'][V_2']^H \tag{3.18}$$

Avec : $[V_1']$ et $[V_2']$ égales à $[V']$ sans la dernière et la première ligne respectivement.

Ainsi les pôles (valeurs propres de $[Y_1]^+[Y_2]$) sont les valeurs propres non nulles de $\{[V_1']^H\}^+\{[V_2']^H\}$ ou bien les valeurs propres généralisés de la matrice $[V_2']^H - \lambda[V_1']^H$.

<u>Remarque :</u>

La première étape de la résolution en utilisant la méthode de Pencil consiste à choisir une valeur pour le paramètre Pencil L, afin de former la matrice de donnée Y. Le paramètre L est également très important pour l'élimination de quelque effets du bruit dans la matrice de donné. Les résultats de simulation [3.3], [3.4], [3.5] ont montré que les meilleurs choix de L sont entre $N/3$ et $2N/3$, ce choix permet de minimiser la

variance des paramètres détectés. Dans cet intervalle, la précision des résultats obtenus sera quasi-semblable.

3.5.3 Avantage de la méthode de Pencil

La méthode de Pencil présente quelques avantages par rapport à la méthode de Prony :

- **Processus de résolution**

  La différence fondamentale entre la méthode de Prony et la méthode de Pencil est que la recherche des pôles pour la méthode polynomiale de Prony s'effectue en trois étapes au lieu de deux pour la méthode de Pencil. D'autre part, dans la méthode de Pencil, les solutions ne sont plus obtenues à partir de la recherche des racines d'un polynôme, mais par la recherche des valeurs propres d'une matrice.

- **Nombre de pôles**

  Si le nombre de pôles est inconnu (ce qui est généralement le cas), la méthode de Prony appliquée avec un ordre mal estimé ne permet pas d'obtenir un modèle correct. En pratique si l'ordre du model M est sur-estimé, il apparaît dans le domaine fréquentiel des pics d'amplitude faible qui n'affecte pas trop le modèle. A l'inverse si M est sous-estimé les résultats sont très altérés.

  Ainsi, une limite de la méthode de Prony réside dans l'estimation de l'ordre du modèle. Il est nécessaire de connaître le nombre de pôles contenu dans le signal et donc l'ordre du modèle doit être précisé exactement. La méthode de Pencil permet de réduire le nombre de pôles en utilisant les valeurs propres dominantes pour estimer le nombre M.

- **Précision des estimateurs**

  La méthode de Pencil apparaît comme la plus efficace avec notamment un calcul des pôles en une seule étape et une meilleure précision de l'estimation particulièrement en présence de bruit ou la variance des estimateurs de la méthode de Pencil est toujours inférieure à celle de la méthode polynomiale de Prony [3.4]. On peut donc conclure que la méthode de Pencil donnera de meilleurs résultats en comparaisant avec la méthode de Prony en présence et en absence du bruit.

- **Passage temps-fréquence**

Les méthodes d'estimations paramétriques de Prony et de Pencil sont basées sur un modèle de signal (une somme d'exponentielles amorties) caractérisé notamment par son ordre et des couples de résidus et de pôles. Cette technique d'estimation permet de déterminer les pôles du modèle.

Il est intéressant de remarquer que le formalisme utilisé par ces deux méthodes est très proche de celui de la transformée en Z. En effet, le modèle proposé correspond à une description classique par pôles (p_i ou z_i) et résidus (R_i) qui permettent de passer facilement d'un espace à l'autre par les relations suivantes:

$$Tz\{x(t)\} = X(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} x(k) z^{-k} = \sum_{k=0}^{+\infty} \left(\sum_{i=0}^{M} R_i z_i^k \right) z^{-k} = \sum_{i=1}^{M} \frac{R_i}{1 - z_i z^{-1}} \tag{3.19}$$

$$TL[x(t)] = X(p) = \int_{\Re} x(t) e^{-pt} dt = \int_0^{+\infty} \left(\sum_{i=1}^{M} R_i e^{z_n t} \right) e^{-pt} dt = \sum_{i=1}^{M} \frac{R_i}{p - p_i} \tag{3.20}$$

3.5.4. Extraction des pôles d'un système à partir de sa réponse transitoire [3.6]

D'après la théorie des circuits, la réponse impulsionnelle d'un circuit linéaire peut être déterminée par la connaissance de la position des pôles de sa fonction réponse dans le plan complexe p et leurs résidus correspondants. La réponse impulsionnelle du circuit est donc une simple sommation de tous les résidus multipliés par des exponentiels amortis. Une fois les pôles et les résidus sont déterminer en utilisant la méthode de Pencil, il est possible d'exprimer la réponse impulsionnelle du système pour $t>0^+$ en utilisant l'expression (3.2). De plus la fonction du système dans le domaine fréquentiel peut simplement être exprimé par :

$$H(j\omega) = \sum_{i=1}^{M} \frac{A_i}{-\sigma_i - j(\omega - \omega_i)} + c \tag{3.21}$$

Où les pôles p_i ont été écrits en fonction de leurs parties réelles et imaginaires tel que :

$p_i = \sigma_i + j\omega_i$

La constante c donne lieu à une fonction de Dirac à t=0.

Donc la fonction de transfert du système dans le domaine fréquentiel peut être obtenu directement à partir de la réponse impulsionnelle dans le domaine temporelle sans passer par la transformée de Fourier.

Dans le cas des lignes, on calcule plus fréquemment la réponse indicielle que la réponse impulsionnelle, il est intéressant donc de déterminer la forme de la réponse transitoire pour une excitation quelconque.

En générale la fonction réponse R(p) d'un système est donnée en utilisant la transformé de Laplace :

$$R(p) = E(p)H(p) \tag{3.22}$$

Où : $H(p)$ et $E(p)$ désignent respectivement les transformées de Laplace de la réponse impulsionnelle du système pour $t>0^+$ et de l'excitation.

En exprimant la fonction de transfert $H(p)$, d'un système linéaire, comme un ensemble finis de pôles, et d'après la théorie des variables complexes, $H(p)$ peut être écrite :

$$H(p) = \sum_{i=1}^{M} \frac{A_i}{p - p_i} \qquad \mathrm{Re}(p_i) < 0 \tag{3.23}$$

Avec Pi est le ième pôle complexe de H(p), Ai est son résidu correspondant, donc la réponse R(p) s'écrit :

$$R(p) = E(p)\sum_{i=1}^{M} \frac{A_i}{p - p_i} \tag{3.24}$$

En appliquant la transformé de Laplace inverse, la réponse transitoire $r(t)$ s'écrit :

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N} B_i \exp(p_i t) + g(t) \tag{3.25}$$

Où les *Bi* contenant les *Ai* multiplié par une certaine influence de l'excitation. Le terme g(t) dépend aussi de l'excitation.

L'équation (3 .25) montre que la réponse transitoire due à une excitation quelconque, peut, en général, être écrite comme une somme d'exponentiel complexe plus un terme aditif g(t).

Si l'excitation possède des pôles comme dans le cas de la fonction échelon ou une fonction sinusoïdale, le terme g(t) aussi peut être exprimé en somme d'exponentiels.

Si l'excitation est de duré finie, c'est à dire, qu'elle s'annule pour t>t0 alors g(t) est nul pour t>t0.

3.5.5. Extraction des pôles dominants à partir des énergies de chaque mode

Dans ce paragraphe nous proposons une extraction des pôles dominants après utilisation de la méthode de Pencil. La démarche théorique est la suivante:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \exp(p_i t) \tag{3.26}$$

$x(t)$: signal ;

M : le nombre de pôles ;

R_i : résidus (amplitudes complexes) ;

$p_i = \alpha_i + j\omega_i$;

α_i: coefficients d'amortissement ;

ω_i : fréquences angulaires ($\omega_i = 2\pi f_i$) ;

Après l'échantillonnage, la variable de temps, t, est remplacé par kT_s, avecT_s est le pas d'échantillonnage ;

$$x(k) = \sum_{i=1}^{M} R_i z_i^k = \sum_{i=1}^{M} R_i \exp(p_i kTs), \forall k \in [0, N-1], (R_i, z_i) \in C^2 \tag{3.27}$$

Avec : $z_i = \exp(p_i T_s) = \exp((\alpha_i + j\omega_i)T_s)$;

L'énergie de chaque composante entre deux instants t_1 et t_2

$$E_i = \int_{t_1}^{t_2} \left| R_i \exp\{(\alpha_i + j\omega_i)t\} \right|^2 dt = \int_{t_1}^{t_2} |R_i|^2 \exp(2\alpha_i t) dt = \frac{|R_i|^2}{2\alpha_i} \{\exp(2\alpha_i t_2) - \exp(2\alpha_i t_1)\} \tag{3.28}$$

Où bien :

$$E_i = |R_i|^2 \sum_{k=0}^{N-1} |z_i|^{2k} T_s \qquad \text{i=1.....M ;} \tag{3.29}$$

3.5.6. Etude de la stabilité des pôles

Un système continu a sa fonction de transfert exprimée en p (ou en s) à l'aide de la variable de Laplace. La condition pour qu'un système continu soit stable est que les pôles de sa fonction de transfert en Laplace soient à partie réelle négative. D'autre part, étant donné que le lien entre les variables p et z ; le fait que la partie réelle de p soit négatif (condition de stabilité en p) implique que $e^{p\Delta t}$ soit inférieur à 1. Par conséquent, un système discret dont la fonction detransfert est exprimée en fonction de z est stable si tous les pôles ont un module inférieur à 1. On peut représenter ceci par un cercle unité (représentation polaire). Il faut donc que les pôles de la fonction de transfert se situent à l'intérieur du cercle unité.

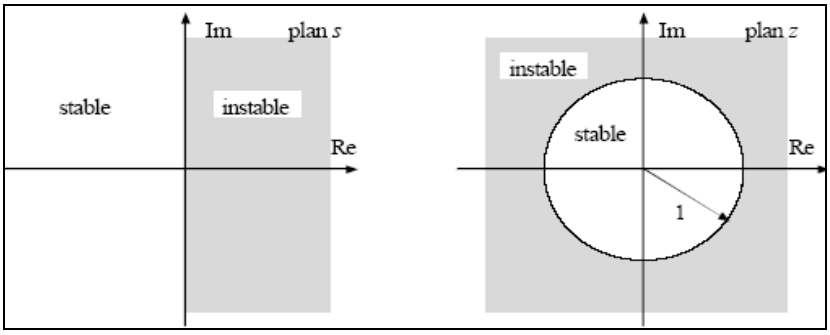


Figure 3-3. *Domaine de stabilité pour les pôles continus et échantillonnés.*

3.5.7. Influence de la localisation des pôles [3.8]

Dans le cas de pôles simples, nous avons établi le résultat général suivant: un pôle simple z_i dans l'expression de $X(z)$ introduira un terme en $(z_i)^k$ dans la réponse temporelle. Ce terme est appelé un ***mode***.

- z_i réel: le mode est bien en $(z_i)^k$
- z_i complexe: $z_i = |z_i| e^{j\omega T_s}$

On associe dans l'expression temporelle, le terme provenant du pôle complexe conjugué. Le résultat donne un terme du type $|z_i|^k \cos(\omega k T_s + \varphi)$ qui est appelé un mode oscillant (c'est en réalité la superposition de deux modes associés à deux pôles complexes conjugués).

Pour un pôle simple donné, le mode temporel correspondant peut avoir trois comportements:

- il est amorti et tend asymptotiquement vers 0 lorsque $k \to \infty$. C'est le cas si $|z_i| < 1 \Rightarrow$ le ou les pôles étudiés sont à l'intérieur d'un cercle de rayon 1 : le cercle unité. L'amortissement sera d'autant plus lent que le ou les pôles seront voisins du cercle unité.
- il est divergent et tend asymptotiquement vers une limite non bornée lorsque $k \to \infty$.C'est le cas si $|z_i| > 1 \Rightarrow$ le ou les pôles étudiés sont à l'extérieur du cercle unité. La divergence sera d'autant plus lente que le ou les pôles seront voisins du cercle unité.
- il n'est ni convergent ni divergent et son amplitude reste bornée à une valeur non nulle lorsque $k \to \infty$. C'est le cas si $|z_i| = 1 \Rightarrow$ le ou les pôles étudiés sont sur le cercle unité.

Par analogie au plan p on constate que l'amortissement est d'autant plus rapides que les pôles sont situés plus gauche et que les oscillations sont de fréquence d'autant plus faibles que les pôles complexes sont proches de l'axe réel.

Ces résultats sont rappelés dans des cas simples par les figures ci-dessous :

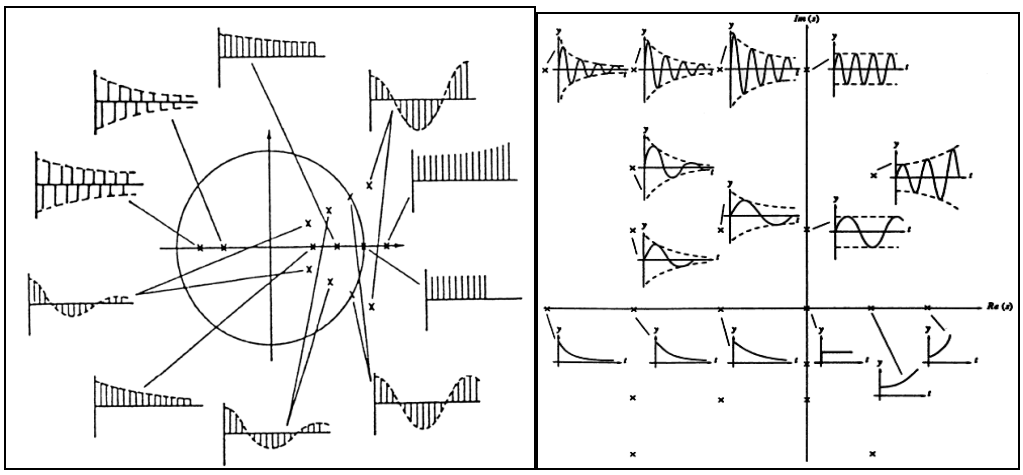


Figure 3–4 *: Influence de la position des pôles dans les plans p et z.*

3.5.8. Notion de modes ou pôles dominants [3.8]

Dans le cas de modes amortis, plusieurs modes peuvent se superposer dans l'expression temporelle. Il est évident que lorsque $k \to \infty$ le mode qui a tendance à subsister est celui qui est le moins amorti et nous le qualifieront de dominant.

- lors de la comparaison de deux modes, on appellera mode dominant celui dont l'expression s'amortit le plus lentement. L'autre sera qualifié de mode auxiliaire.
- le mode dominant correspond donc à un ou des pôles plus proches du cercle unité que dans le cas d'un mode auxiliaire. Par extension on parle aussi de pôle(s) dominant(s) et de pôle(s) auxiliaire(s).

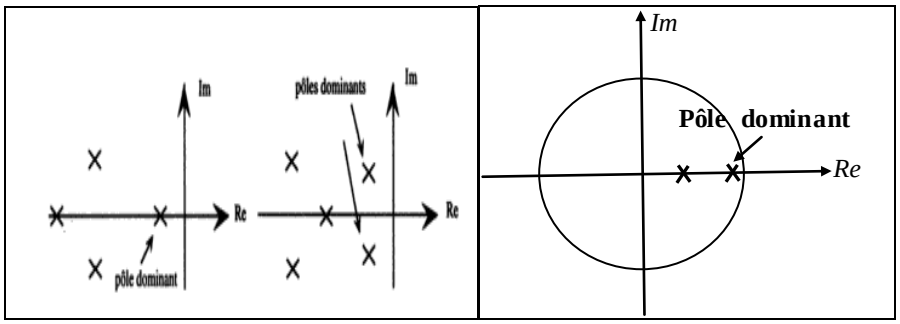


Figure3-5 *: Exemple de pôles dominants.*

La réponse du système est plus fortement influencée par ses pôles dominants qui se situent près de l'axe imaginaire dans le plan de *p*, ce sont les pôles réels qui

correspondent à des constantes de temps élevées ou les pôles complexes qui correspondent à une enveloppe de la réponse associée lente.

Cette notion de pôles dominants (figure 3-5) permet une caractérisation simple d'un processus et éventuellement une simplification de sa fonction de transfert.

3.6. La méthode de la matrice pencil fenêtrée

Après l'analyse des défauts par la méthode refléctométrique, les caractéristiques de la réponse impulsionnelle sont alors disponibles sous forme de vecteurs de données ou de courbes les représentant dans l'espace des temps.

L'analyse de ces signaux fournit des informations significatives sur le type et l'emplacement des défauts. Dans certaines applications, le domaine temporel et les caractéristiques fréquentielles du signal sont nécessaires pour extraire toutes les caractéristiques des défauts. Dans ces cas, une analyse temps-fréquence du signal peut améliorer efficacement les processus de détection, localisation et d'identification des défauts.

R.Rezaiesarlak [3-10,3-11]a proposé une nouvelle technique d'analyse des signaux transitoire dite matrice pencil fenêtrée dont le principe est de faire déplacer une fenêtre temporelle de longueur T_W(figure 3-6) le long du signal. La méthode matrice Pencil est utilisée alors pour extraire les pôles et les résidus de chaque fenêtre temporelle. Par conséquent un axe temporel est ajouté au plan complexe des pôles pour créer un espace temps-fréquence.

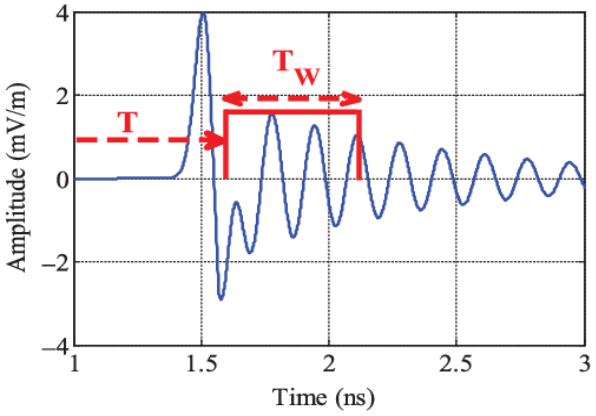


Figure 3-6 : *Le principe de la méthode matrice Pencil fenêtrée*

3.7. Applications

3.7.1. Cas de la coupure d'âme du câble en PR

Nous appliquons la méthode de la matrice Pencil fenêtrée sur la réponse temporelle obtenus en figure 2-6 ; nous obtenons, après reconstitution du signal par matrice Pencil (figure 3-7), le résultat en figure 3-8 :

pas d'échantillonnage(s)	dt=1.25e-9
nombre de fenêtres	65
nombre de pôles	10

Tableau 3.1 :*Les données de la méthode MPF*

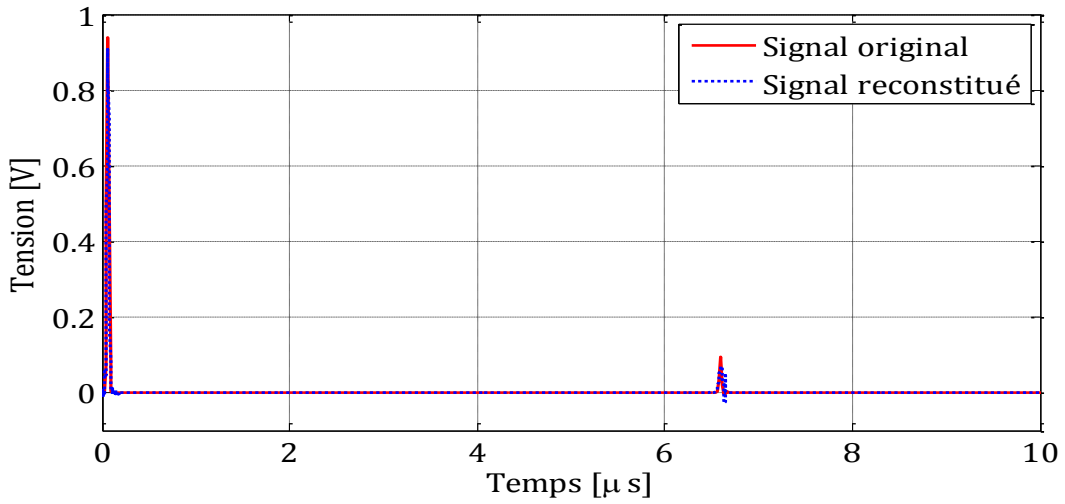


Figure 3-7 :*Signal original et signal reconstitué après application de la matrice Pencil fenêtré (défaut coupure d'âme à 650m) .*

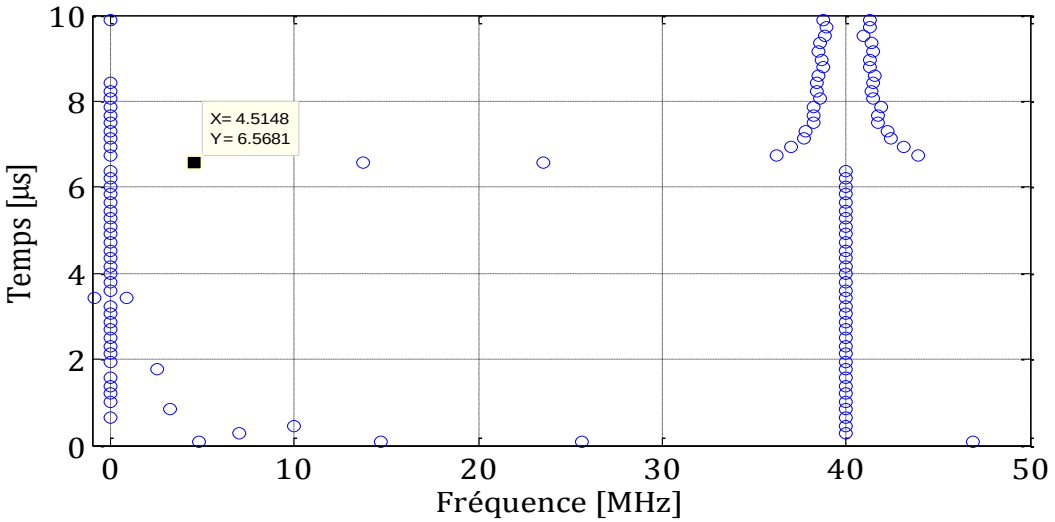


Figure 3-8 : *Position des pôles dans l'espace temps-fréquence (coupure d'âme à650m).*

Cette figure montre l'apparition de *trois fréquences dominantes* pour deux fenêtres, dont la première représente le signal injecté et la deuxième à l'instant t=6,568 µs représente sa perturbation par la présence d'une inhomogénéité (présence du défaut) ; cet instant, nous permet de localiser facilement le défaut à une distance x_d=656m, ce résultat confirme celui trouvé dans le chapitre précédent.

Au-delà de la localisation du défaut nous avons déduit les paramètres caractéristiques (fréquences dominantes, amortissements, résidus et énergies modales) qui caractérisent le signal dans la fenêtre correspondante au défaut.

Fréquence [MHz]	Coefficient d'amortissement	Résidus [V]	Energie modale [dB]
23.974	-3.3481e+007	0.0971	-32.0475
14.029	-4.4233e+007	0.4177	-10.4747
4.5148	**-4.8821e-007**	**0.8298**	**0**

Tableau 3-2: *Paramètres caractéristiques de l'écho (coupure d'âme à650m).*

Le tableau ci-dessus représente les p*aramètres caractéristiques de l'écho.* Notons que l'énergie modale est déduite à partir de l'expression en db suivante :

$Em = 20\log(E/E_{max})$, où E est l'énergie du mode et E_{max} la plus grande énergie parmi les différents modes.

La fréquence dominante, d'énergie modale la plus élevée 0 dB, est de 4.5148 MHz avec un résidu de 0.8298 V et de coefficient d'amortissement faible, confirme donc la présence d'une coupure. En effet, la chute de tension reste faible entre l'entrée et la position de l'écho.

3.7.2. Cas d'un court-circuit âme-blindage à 500m (câble en PR)

Nous appliquons la méthode de la matrice Pencil fenêtrée sur le signal récupéré dans le cas d'un court-circuit entre l'âme et le blindage, nous obtenons les résultats représentés sur les figures 3.9 et 3.10 suivantes :

pas d'échantillonnage(s)	dt=1.25e-9
nombre de fenêtres	60

nombre de pôles	10

Tableau 3.3 :*Les données de la méthode MPF*

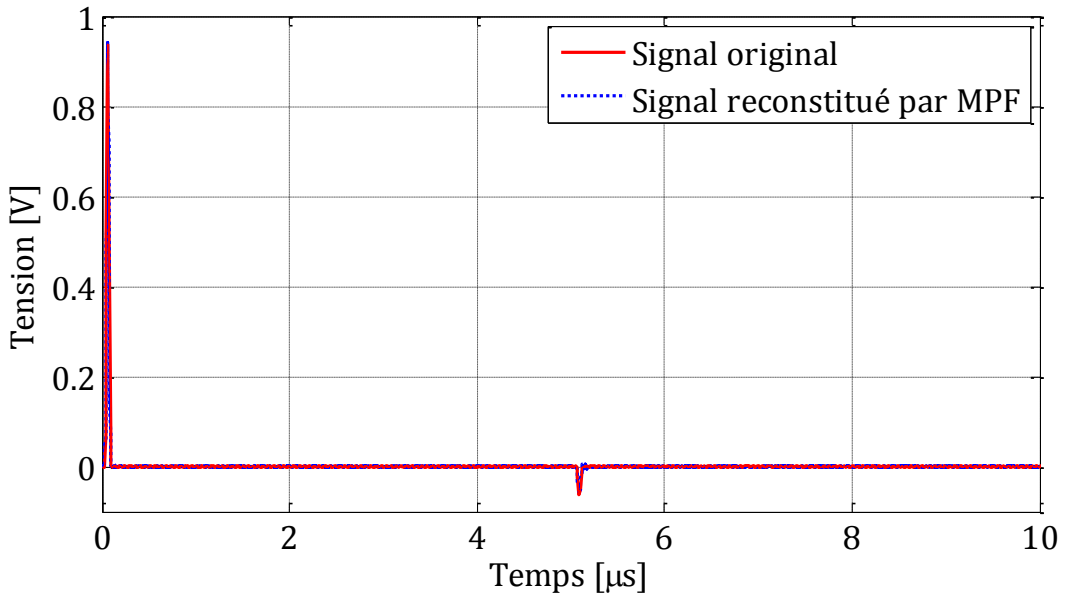


Figure 3-9 : *Signal original et signal reconstitué après application de la matrice Pencil fenêtrée(CC âme-blindage à 500m)*

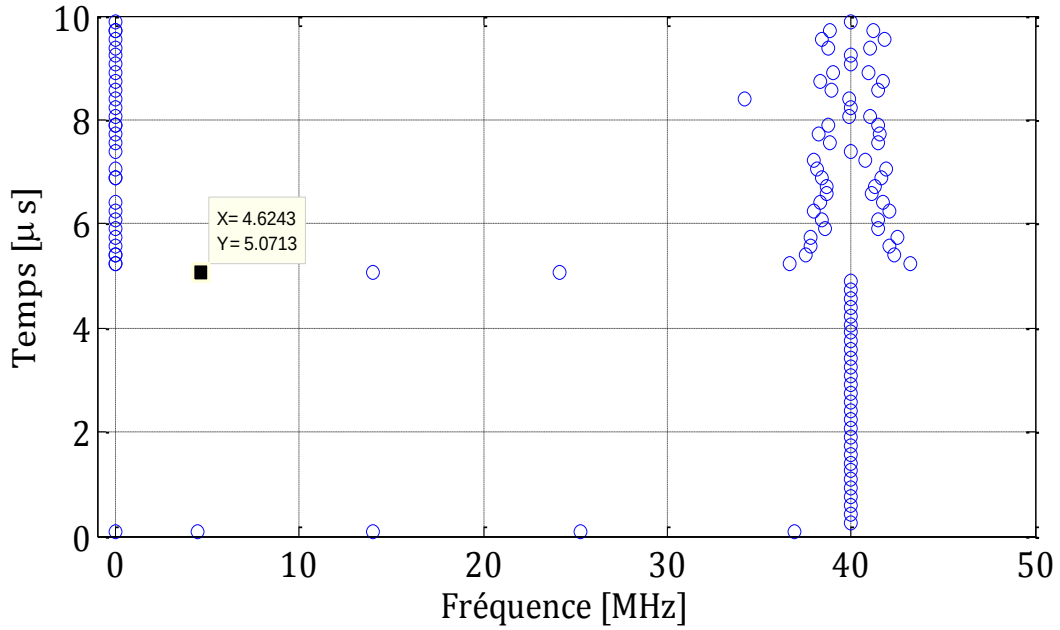


Figure 3-10 :*Position des pôles dans l'espace temps-fréquence (CC âme-blindage à 500m).*

La figure 3.10 montre l'apparition de *trois fréquences dominantes* pour deux fenêtres, qui nous permet de localiser le défaut à une distance x_d=507m et confirme le résultat déjà trouvé dans le chapitre 2 pour la même application.

Les paramètres caractéristiques (fréquences dominantes, amortissements, résidus et énergies modales) qui caractérise le signal dans la fenêtre y afférente au défaut sont représentés dans le tableau suivant :

Fréquence [MHz]	Coefficient d'amortissement	Résidus [V]	Energie modale [dB]
24.4005295	-3.6150050e+007	6.696564e-002	-3.2322913e+001
14.209465	-4.663923e+007	2.8907140e-001	-1.0461443e+001
4.6243961	**-5.1067458e+007**	**5.7101188e-001**	**0**

Tableau 3-4 : *Paramètres caractéristiques de l'écho (cc âme-blindage à 500m).*

D'après le tableau ci-dessus nous constatons que la fréquence du défaut (CC âme-blindage) est caractérisé par l'énergie maximale avec le résidu le plus grand et le coefficient d'amortissement le plus faible parmi les pôles dominants. La chute de tension entre l'entrée et la position de l'écho est bien plus importante et met en évidence donc un court-circuit ; plus la chute de tension sera grande, plus le défaut s'apparente à un court circuit.

Aussi, notons que la comparaison des paramètres caractéristiques obtenus pour les deux types de défauts (coupure d'âme et court-circuit) nous permet de constater que, pour l'écho, les résidus relatifs à la coupure d'âme sont plus importants par rapport au cas du court-circuit, chose qui est prévisible car la tension diminue dans le cas de court-circuit (tends vers zéro) ce qui influe considérablement sur l'amplitude du signal par conséquence sur les résidus.

3.7.3. Cas d'un court-circuit âme-blindage-sol (câble en PR)

Nous appliquons la méthode de la matrice Pencil fenêtrée sur le signal récupéré dans le cas d'un court-circuit entre l'âme et le blindage et sol (application traitée dans le chapitre 2), nous obtenons les résultats représentés sur les figures 3.11 et 3.12 suivantes :

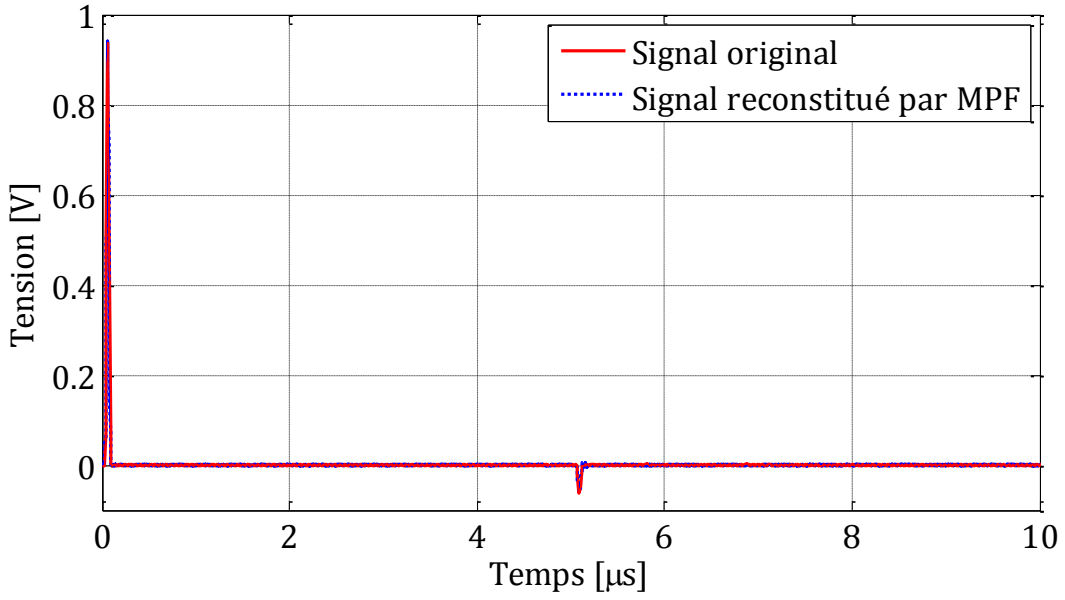


Figure 3-11 : *Signal original et signal reconstitué après application de la matrice Pencil fenêtré (CC âme-blindage-sol à 500m)*

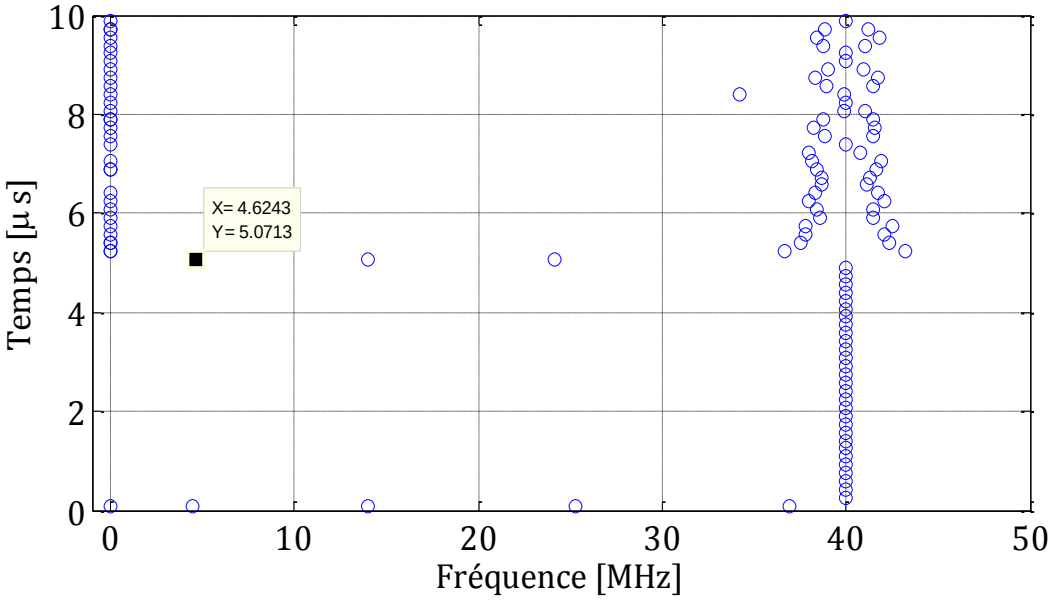


Figure 3-12 :*Position des pôles dans l'espace temps-fréquence (CC âme-blindage-sol à 500m)*

De la même manière nous pouvons aussi localiser le défaut avec la matrice Pencil fenêtré et confirmé le résultat obtenu dans le chapitre 2.

Les paramètres caractéristiques (fréquences dominantes, amortissements, résidus et énergies modales) qui caractérise le signal dans la fenêtre afférente au défaut sont représentés dans le tableau suivant :

Fréquence [MHz]	Coefficient d'amortissement	Résidus [V]	Energie modale [dB]
24.40050	-3.6150150e+007	6.696648e-002	-3.232282e+001
14.209430	-4.6639612e+007	2.8907926e-001	-1.046118e+001
4.6243961	**-5.106772e+007**	**5.710178e-001**	**0**

Tableau 3.5 : *Paramètres caractéristiques de l'écho (CC âme-blindage-sol à 500m).*

Les résultats obtenus montrent que les deux cas de court-circuit (âme-blindage et âme-blindage-sol) sont caractérisés de la même manière et ne permettent pas de détectés une différence remarquable ; chose qui est prévisible, car le blindage est directement mis à la terre par ces deux extrémités.

3.7.4. Cas d'un défaut non franc entre l'âme et le blindage (câble en PR)

- **Cas de R_f= 500Ω.**

Nous rappelons en premier que les résultats obtenus dans le chapitre 2 pour le cas du défaut non franc ne permettaient pas de le détecter visuellement sur le signal comme dans le cas des défauts franc. Nous analysons dans ce qui suit les mêmes signaux par Pencil fenêtrée.

Nous appliquons la méthode de la matrice Pencil fenêtrée sur le signal récupéré dans le cas d'un défaut non franc simulé à travers une résistance R_f= 500Ω (application traitée dans le chapitre 2).

pas d'échantillonnage(s)	dt=1.25e-9
nombre de fenêtres	60
nombre de pôles	10

Tableau 3.6 :*Les données de la méthode MPF*

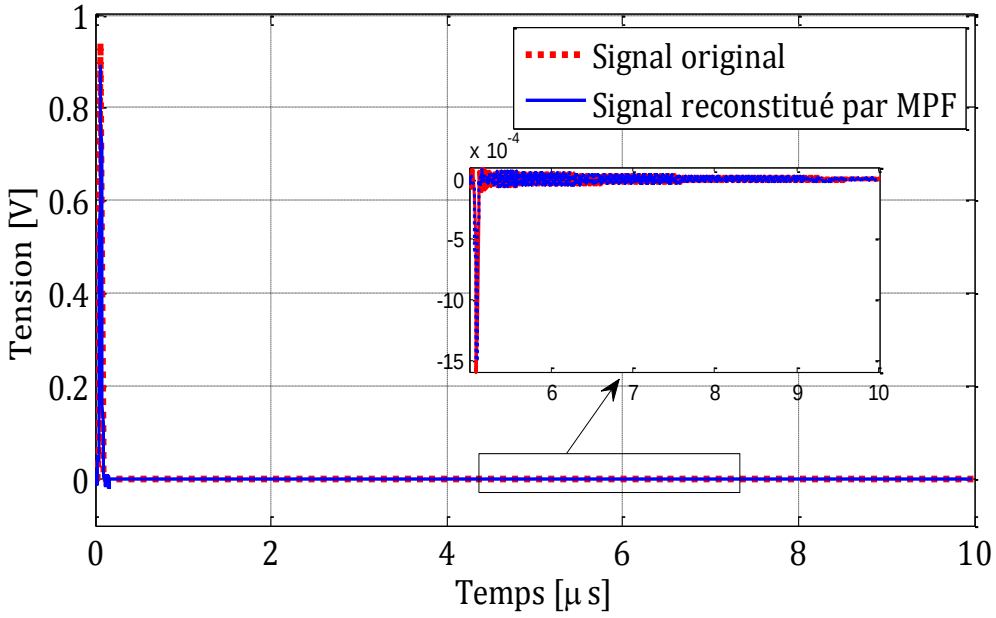


Figure 3-13 : *Signal original et signal reconstitué après application de la matrice Pencil fenêtré (défaut non franc à 500m:Rf= 500Ω).*

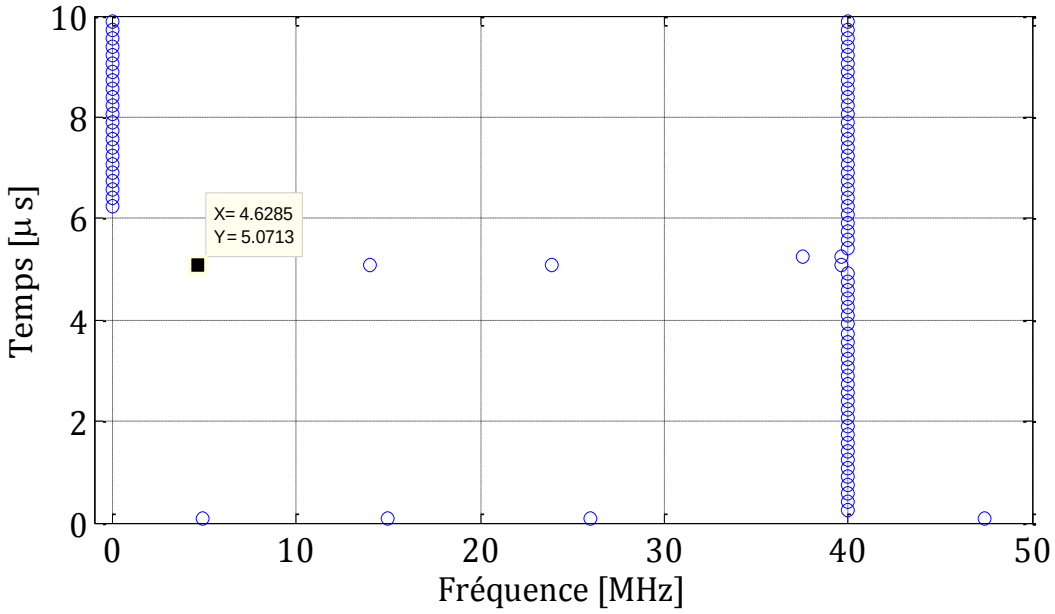


Figure 3-14 : *Position des pôles dans l'espace temps-fréquence (défaut non franc à 500m:R_f= 500Ω).*

Les résultats en figure3.14 montrent que des pôles dominant apparaissent clairement sur deux fenêtres; la première représente le signal injecté et la deuxième représente l'écho du défaut en question à l'instant t_d=5,07µs avec l'énergie maximale et une fréquence dominante de 4,62MHz, l'instant t_d nous conduit à localisé le défaut à une distance de 507m avec une erreur de 0 ,7%.

Les paramètres caractéristiques (fréquences dominantes, amortissements, résidus et énergies modales) qui caractérise le signal dans la fenêtre correspondante au défaut sont représentés dans le tableau suivant :

Fréquence [MHz]	Coefficient d'amortissement	Résidus [V]	Energie modale [dB]
24.3998281	-3.62422496e+007	1.68875471e-003	-3.2344122ce+001
14.2062374	-4.67425007e+007	7.2904442e-003	-1.0480211e+001
4.6285096	**-5.12006974e+007**	**1.44228745e-002**	**0**

Tableau 3.7 : *paramètres caractéristique de l'écho (non franc à 500m:R_f= 500Ω).*

De cet ensemble de résultats, nous pouvons affirmer que l'analyse des signaux par matrice Pencil fenêtrée, nous permet de détecter et localisé avec précision le défaut non franc. Ce résultat s'avère très important vu que les défauts non franc sont difficiles à détecter et à localiser vu leur faible amplitude en plus des phénomènes d'atténuation et de dispersion.

- **Cas de R_f=100Ω.**

Pour pouvoir comparer avec un autre défaut non franc avec un impact plus faible nous appliquons la matrice Pencil fenêtrée sur un défaut simulé par une résistance R_f= 100Ω.

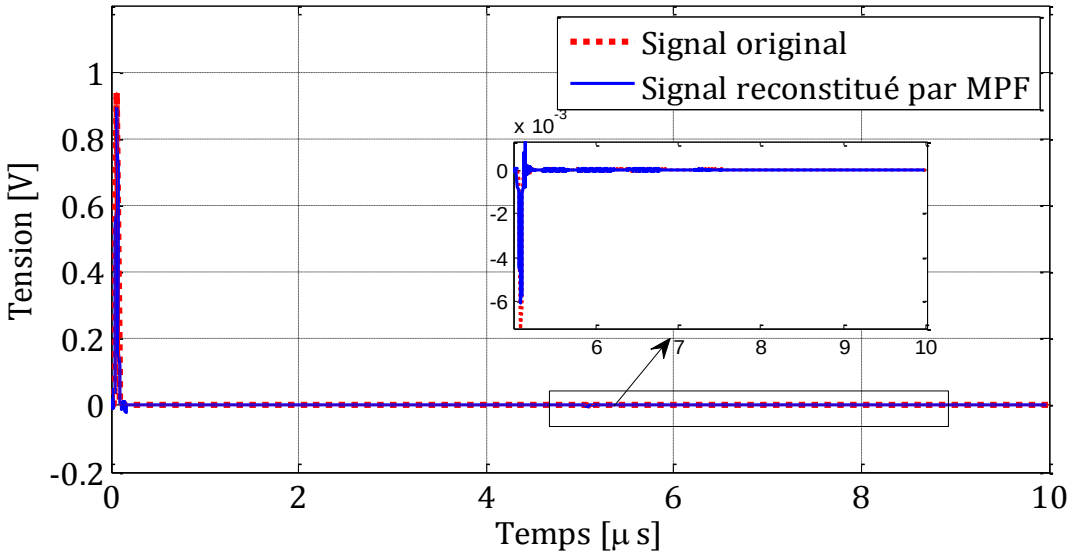


Figure 3-15 : *Signal original et signal reconstitué après application de la matrice Pencil fenêtrée (défaut non franc à 500m:R_f= 100Ω).*

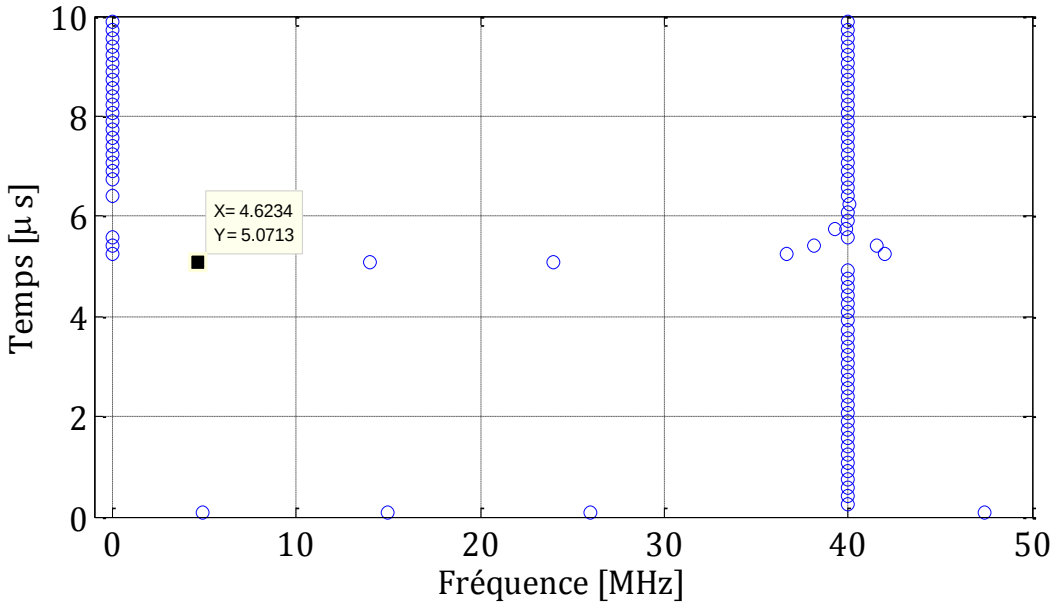


Figure 3-16 : *Position des pôles dans l'espace temps-fréquence (défaut non franc à 500m:Rf= 100Ω).*

Malgré l'impact très faible de ce défaut non franc nous pouvons aussi le localisé avec la matrice Pencil fenêtrée, x_d=507m, avec une erreur très faible. Ce résultat confirme la fiabilité de la matrice Pencil fenêtrée pour la localisation même des défaut non franc.

Fréquence [MHz]	Coefficient d'amortissement	Résidus [V]	Energie modale [dB]
24.3999213	-3.6232728e+007	7.95701309e-003	-3.2341991e+001
14.20656980	-4.67317934e+007	3.43505079e-002	-1.0478348e+001
4.6285146	**-5.11870223e+007**	**6.79463222e-002**	**0**

Tableau 3.8 : *Paramètres caractéristiques de l'écho (non franc :R_f=100Ω).*

La comparaison entre les deux défauts non francs se traduit par une variation des résidus.

3.8. Conclusion

A travers le traitement des signaux, par matrice Pencil fenêtrée, obtenus pour quelques applications du chapitre précédent, nous constatons que l'analyse paramétrique peut constituer un outil puissant pour le diagnostic des défauts sur les réseaux filaires.

La possibilité d'élaborer une analyse temps-fréquence, permet d'accéder à des informations qui peuvent être illisibles (indétectables) dans une analyse temps ou fréquence uniquement.

La particularité de la méthode matrice Pencil est de permettre la reconstitution d'un signal avec un nombre minimal de fréquences ; cet avantage simplifie l'analyse du signal. Aussi, les informations portées par le signal (fréquence dominante, résidu, …) peuvent permettre une meilleure lecture du défaut.

Références Bibliographiques

[3.1]: F.DeCoulon, « Théorie et Traitement des Signaux »,Traité d'Electricité Volume VI.

[3.2]: Francis Castanié, «Spectral Analysis: Parametric And Non Parametric Digital Methods», Wiley-ISTE; June , 2006.

[3.3]: Y. Hua, T.K. Sarkar, "Generalised pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 2, pp. 229-234, February 1989.

[3.4]: T.K. Sarkar, O.Pereira, "Using the Matrix Pencil Method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 1, pp. 48-55, February 1995.

[3.5]: Y. Hua, T.K. Sarkar , "Matix Pencil Method and its performance", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, April 1988, Vol 4, pp.2476 - 2479

[3.6]: M.L.VanBlaricum, R.Mittra, " A technique for extracting the poles and Residues of a system directly from its transient response", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 23, No. 6, pp. 777-781, November 1975.

[3.7]: C. Sueur, P.Vanheeghe, P.Borne, "Automatique des systèmes Continues, Éléments de cours et exercices résolus"

[3.8]: G. Riche de Prony, "Essai expérimental et analytique sur les lois de la dilatabilité de fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur d'eau et de la vapeur d'alkool, à différentes températures", Journal de l'Ecole Polytechnique Floréal et Plairial, an III (1795), Vol. 1, Cahier 22.

[3.9]: S. Wang, Z. Wu, L. Du, Guang H. Wei, and Yao Z. Cui, « Study on the Matrix Pencil Method with Application to Predict Time-domain Response of a Reverberation Chamber »ACES JOURNAL, VOL. 28, No.9, September 2013.

[3.10] : R.Rezaiesarlak, M.Manteghi,“ On the Application of Short-Time MatrixPencil Method for Wideband ScatteringFrom Resonant Structures”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, No. 1, pp.328-335, January 2015.

[3-11] : R.Rezaiesarlak, M.Manteghi,“ Short-Time Matrix Pencil Method for Chipless RFID Detection Applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 61, No. 5, pp. 2801-2806, May 2013.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Depuis une dizaine d'années, les industries de l'automobile, de l'aéronautique et du transport de l'énergie s'intéressent beaucoup au développement des méthodes de détection de défauts. Le besoin de développer des dispositifs de diagnostic (détection, localisation et caractérisation) des défauts est visé par plusieurs projets de recherche sur le diagnostic de câblage.

Les méthodes de diagnostic existantes montrent une réelle efficacité pour le diagnostic des lignes de transissions isolées, le plus souvent pour des défauts francs. En revanche, elles rencontrent des difficultés dans le cas de défauts non francs.

Tout d'abord, nous avons positionné les travaux de ce mémoire dans leurs contextes applicatif et académique, en présentant le besoin industriel et les différentes méthodes de diagnostic existantes.

Le travail présenté tout au long de ce mémoire à permis de présenter et tester par simulation des méthodes de diagnostic des défauts francs ainsi que de faibles défauts non francs dans des câbles de transport d'énergie électrique.

Plus précisément, dans notre travail nous avons essayé d'apporter une contribution à la modélisation en vue du diagnostic des câbles enterré : l'objectif de cette modélisation est de développer sous environnement MATLAB un code de calcul pour la simulation de la propagation d'une onde électrique dans un réseau de câbles enterrés. Après cette première étape, nous proposons le traitement des signaux par une méthode mathématique paramétrique dite Matrice Pencil Fenêtrée.

L'analyse des résultats des applications traitées dans ce mémoire ont montrés qu'un outil de simulation bien élaboré peut permettre déjà de localiser un défaut. La modélisation utilisée dans notre travail, prend en compte la propagation des signaux électriques avec une certaine rigueur en tenant compte principalement de l'effet des conductivités finies du blindage et du sol. Nous avons aussi, palier à la difficulté et aux erreurs induites par le passage temps-fréquence en utilisant la technique du Vector-Fitting.

Pour affiner notre analyse du diagnostic, nous avons opté pour un traitement mathématique du signal, utilisant la méthode Matrice Pencil Fenêtrée, et nous pouvons affirmer que notre choix a été payant au vu de la qualité des résultats obtenus. Cette

technique nous a permis de mettre en évidence les défauts non francs que nous avons représentés simplement par des résistances.

En perspectives de ce travail, il serait intéressant de considérer le cas de véritables défauts non francs, tel que le vieillissement de l'isolant, les arborescences d'eau, …. Cette modélisation serait certainement possible en considérant le câble comme non homogène sur une certaine longueur (partie affectée), qui entrainerait une modification des caractéristiques physiques.

Annexe : Calcul de l'impédance et de l'admittance linéiques d'un câble.

A.1. Impédances d'un câble coaxial mono–âme

En figure A.1, nous avons la coupe transversale d'un câble mono-âme avec un blindage.

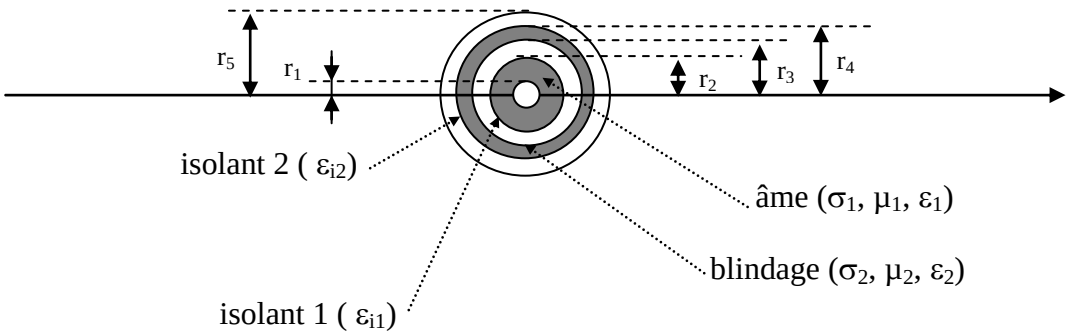


Figure A-1 **:***Coupe transversale d'un câble coaxial.*

L'impédance longitudinale pour un câble blindé en fonction de la fréquence est définie comme suit [2.1]:

$$[Z]=[Z_i]+[Z_0] \tag{A.1}$$

Avec :

$$[Z_i]=\begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} \\ Z_{ba} & Z_{bb} \end{bmatrix}, \text{ matrice impédance interne} \tag{A.2}$$

$$[Z_0]=\begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 \end{bmatrix}, \text{ matrice impédance de retour par le sol (terme de correction)} \tag{A.3}$$

A.1.1. Impédance interne du câble [Z_i]

Les différents éléments de la matrice impédance interne du câble sont définis comme suit :

$$Z_{aa} = z_{ab} + z_{b3} - 2z_{2m} \text{ impédance propre de l'âme} \tag{A.4}$$

$$Z_{bb} = z_{b3} \text{ impédance propre du blindage} \tag{A.5}$$

$$Z_{ab} = z_{b3} - z_{2m} \text{ impédance mutuelle entre l'âme et le blindage} \tag{A.6}$$

$$z_{b3} = z_{20} + z_{23} \tag{A.7}$$

$$z_{ab} = z_{11} + z_{12} + z_{2i} \tag{A.8}$$

Alors les expressions analytiques des différences impédances sont comme suit:

$$z_{11} = (j\omega\mu_0\mu_1/2\pi).(1/x_2D_1)\{I_0(x_2).K_1(x_1)+I_1(x_1).K_0(x_2)\} \tag{A.9}$$

z_{11} : impédance interne de la surface externe de l'âme;

$$z_{12} = (j\omega\mu_0\mu_{i1} / 2\pi).\ln(r_3 / r_2) \quad \text{(A.10)}$$

z_{12} : impédance de l'isolant externe de l'âme;

$$z_{2i} = (j\omega\mu_0\mu_2 / 2\pi).(1/ x_3 D_2)\{I_0(x_3).K_1(x_4) + I_1(x_4).K_0(x_3)\} \quad \text{(A.11)}$$

z_{2i} : impédance interne de la surface interne du blindage;

$$z_{2m} = (1/ 2\pi\, r_3\, r_4 \sigma_2 D_2) \quad \text{(A.12)}$$

z_{2m} : impédance mutuelle du blindage;

$$z_{20} = (j\omega\mu_0\mu_2 / 2\pi).(1/ x_4 D_2)\{I_0(x_4).K_1(x_3) + I_1(x_3).K_0(x_4)\} \quad \text{(A.13)}$$

z_{20} : impédance interne de la surface externe du blindage;

$$z_{23} = (j\omega\mu_0\mu_{i2} / 2\pi).\ln(r_5 / r_4) \quad \text{(A.14)}$$

z_{23} : impédance de l'isolant externe du blindage;

Avec:

$$D_1 = I_1(x_2).K_1(x_1) - I_1(x_1).K_1(x_2) \quad \text{(A.15)}$$

$$D_2 = I_1(x_4).K_1(x_3) - I_1(x_3).K_1(x_4) \quad \text{(A.16)}$$

I_0, I_1 : fonctions de Bessel modifiées du première espèces d'ordre 0 et d'ordre 1;

K_0, K_1 : fonctions de Bessel modifiées du deuxième espèces d'ordre 0 et d'ordre 1;

$$x_k = \beta_k \sqrt{j\omega} \quad \text{(A.17)}$$

$$\beta_1 = r_1 \sqrt{\sigma_1 \mu_0 \mu_1} \quad \text{(A.18)}$$

$$\beta_2 = r_2 \sqrt{\sigma_1 \mu_0 \mu_1} \quad \text{(A.19)}$$

$$\beta_3 = r_3 \sqrt{\sigma_2 \mu_0 \mu_2} \quad \text{(A.20)}$$

$$\beta_4 = r_4 \sqrt{\sigma_2 \mu_0 \mu_2} \quad \text{(A.21)}$$

A.1.2. Terme de correction dans le cas d'un câble enterré (matrice [Z_0])

Pour un câble enterré le terme de correction s'écrit comme suit [2.3]:

$$Z_s = Z_0 = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi}\left[K_0(r_{ext}\gamma_s) - K_0\left(\gamma_s \sqrt{r_{ext}^2 + 4d^2}\right) + 2\int_0^\infty \frac{e^{-2d\sqrt{\lambda^2+\gamma_s^2}}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} \cos(\lambda r_{ext}) d\lambda \right] \quad \text{(A.22)}$$

A.1.3. Ecriture compacte de l'impédance d'un câble coaxial mono–âme

Après avoir défini l'ensemble des expressions des termes qui interviennent dans l'impédance d'un câble blindé mono-âme, nous réorganisons la matrice $[Z_i]$ comme suit:

$$[Z_i]=[Z_b]+[Z_L] \tag{A.23}$$

Avec:

$$[Z_L]=\begin{bmatrix} z_{12}+z_{23} & z_{23} \\ z_{23} & z_{23} \end{bmatrix} \tag{A.24}$$

$$[Z_b]=\begin{bmatrix} z_{2i}+z_{20}-2z_m & z_{20}-z_m \\ z_{20}-z_m & z_{20} \end{bmatrix} \tag{A.25}$$

En utilisant l'approximation introduite par M. Feliziani [2.4] nous écrivons pour le cas d'un câble blindé les relations suivantes:

$$z_{20}=z_{2i}=z_0(s)\cong\frac{\eta_b\cosh(\gamma_b d)}{\sinh(\gamma_b d)} \tag{A.26}$$

$$z_{2m}=z_t(s)\cong\frac{\eta_b}{\sinh(\gamma_b d)} \tag{A.27}$$

$$\gamma_b\cong\sqrt{s\mu_b\sigma_b} \tag{A.28}$$

$$\eta_b\cong\sqrt{\frac{s\mu_b}{\sigma_b}} \tag{A.29}$$

μ_b et σ_b Sont respectivement la perméabilité et la conductivité du blindage ;

d : épaisseur du blindage;

Ce qui nous donne pour la matrice $[Z_b]$ l'expression suivante:

$$[Z_b]=\begin{bmatrix} 2z_0-2z_t & z_0-z_t \\ z_0-z_t & z_0 \end{bmatrix} \tag{A.30}$$

Nous réécrivons donc la matrice [Z] comme suit:

$$[Z]=[Z_b]+[Z_L]+[Z_s]=[Z^{'}]+j\omega[L] \text{ pour un câble enterré} \tag{A.31}$$

En définissant par $[Z^{'}]$:

$$[Z^{'}]=[Z_b]+[Z_s] \tag{A.32}$$

Et par la matrice [L]:

$$[L] = \frac{([Z_L])}{j\omega} = \begin{bmatrix} L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{23} & L_{23} \end{bmatrix} \quad \text{(A.33)}$$

Dont les éléments de L_e , L_{12} *et* L_{23} sont indépendant de la fréquence et bien définis analytiquement [2.1].

A.1.4. Matrice admittance d'un câble blindé

Le calcul de la matrice admittance du câble passe par le calcul de la matrice des coefficients de potentiel:

$$[Y] = j\omega[P]^{-1} \quad \text{(A.34)}$$

Où:

$[P]$: matrice des coefficients de potentiel.

La matrice des coefficients de potentiel d'un câble enterré est donnée par [2.1]:

$$[P] = [P_i] \quad \text{(A.35)}$$

Les coefficients de potentiel sont inversement liés aux admittances, alors:

$$[P_i] = \begin{bmatrix} p_a + p_b & p_b \\ p_b & p_b \end{bmatrix} \quad \text{(A.36)}$$

Tel que:

$$\begin{cases} p_a = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_{i1}} \ln(r_3 / r_2) \\ p_b = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_{i2}} \ln(r_5 / r_4) \end{cases} \quad \text{(A.37)}$$