

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



N° d'ordre :

Série :

**Université M^{ED} Seddik
BEN YAHIA - Jijel**
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département : D'électrotechnique

Thèse Présentée

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat de troisième cycle
Spécialité : Compatibilité électromagnétique des systèmes
électriques

Par :

LAIB Abderrzak

Thème :

*Contribution à la classification des défauts dans le réseau
électrique*

- | | | |
|---------------------|---|----------------|
| • Mr. N. BOUDJERDA | <i>Prof. - Université de Jijel</i> | Président |
| • Mr. M. MELIT | <i>Prof. - Université de Jijel</i> | Rapporteur |
| • Mr. B. NEKHOUL | <i>Prof. - Université de Jijel</i> | Co- rapporteur |
| • Mr. M.E. LATRECHE | <i>Prof. - Université de Constantine 1.</i> | Examineur |
| • Mr. A. GUETTAFI | <i>Prof. - Université de Batna-2</i> | Examineur |
| • Mlle. B. HARRAT | <i>M.C.A - Université de Jijel</i> | Examinatrice |

Remerciements

Mes remerciements vont à mon directeur de thèse, Prof. MELIT Mohammed, pour avoir assuré la direction de ma thèse, avec une grande disponibilité. Je le remercie aussi pour son aide et son soutien aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain dont j'ai eu besoin dans les moments les plus difficiles. Sa capacité d'analyse et son enthousiasme m'ont montré que le monde de la recherche pouvait être un univers passionnant

Je tiens également à exprimer ma gratitude à professeur NEKHOUL Bachir, Co-encadreur de thèse, d'avoir accepté de prendre sous sa direction ma formation de jeune chercheur durant ces années de thèse. Je le remercie pour son soutien et son aide aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain.

Mes remerciements s'adressent aussi aux membres de mon jury de thèse ; je tiens à remercier très sincèrement:

- Monsieur BOUDJERDA Nasserline, professeur à l'université de Jijel, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury de thèse.
- Monsieur LATRECHE Med. El Hadi, Professeur à l'université de Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer à mon jury de thèse en qualité d'examineur.
- Monsieur GUETTAFI Amor, Professeur à l'université de Batna-2, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer à mon jury de thèse en qualité d'examineur.
- Melle HARRAT Basma, MCA à l'Université de Jijel maitre de conférences à l'université de Jijel, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de participer à mon jury de thèse en qualité d'examinatrice.
- Mes remerciements vont également à mes collègues pour leurs encouragements durant ce travail.
- Enfin, j'adresse toute mon affection à ma famille, et en particulier à mes parents, mes sœurs, mes frères pour leurs soutiens qui m'a été bien utile tout le long de ma thèse.

Sommaire

Introduction Générale	9
Chapitre I : Généralités	12
I. Le réseau de transport et de distribution de l'énergie électrique.....	13
I.1. Architecture générale du réseau électrique	13
I.2. Les anomalies dans un réseau électrique	15
I.2.1. Origines d'un défaut de courts-circuits.....	15
I.2.2.Types des défauts	15
I.2.3. Nature d'un défaut.....	16
I.3. Fonctionnalités du réseau de distribution moderne	16
I.4. Amélioration de la qualité de distribution de l'énergie électrique.....	17
II. Réseaux embarqués	18
II.1. Architecture et complexité des réseaux embarqués.....	18
II.2. Problème des défauts dans les réseaux embarqués.....	18
III. Le câble : caractéristiques, modèles, applications	19
III.1. Les câbles et leurs applications	20
III.2. Les modèles du câble	20
IV. Détection des défauts dans des réseaux électriques.....	22
IV.1. Motivation.....	22
IV.2. Origine et type des défauts.....	23
IV.2.1. Défauts d'origine externe	23
IV.2.2. Défauts d'origine interne	23
IV.3. Défauts francs	24
IV.4. Défauts non francs	24
V. Les méthodes pour la détection de défauts dans les câbles	25
V.1. Les méthodes non basées sur la réflectométrie	25
V.1.1. Inspection visuelle	25
V.1.2. Méthode par rayons X	25
V.1.3. Méthodes capacitive et inductive	26
V.1.4. Technique de haute tension	26
V.1.5. Technique de basse tension	26
V.2. Les méthodes basées sur la réflectométrie	26
V.2.1. Principe de la réflectométrie.....	26
V.2.2. Réflectométrie industrielles : détection de défauts francs	27

V.2.3. Réflectométrie avancées : détection de défauts non francs	29
V.2.3.1. Méthodes utilisant des outils de traitement de signal	29
V.2.3.2. Méthode de détection basée sur le retournement temporel.....	30
Chapitre II : Modélisation de la Propagation des Signaux Transitoires dans un Réseau de Câbles en Présence de Défauts	35
I. Introduction	36
II. Résolutions des problèmes directs	36
II.1. Problème direct.....	37
II.2. Généralisation aux réseaux filaires.....	37
III. Quelques notions sur la propagation sur une ligne	38
III.1. Solution des équations des lignes de transmission.....	38
III.2. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine fréquentiel	39
IV. Modélisation de la réponse fréquentielle d'un réseau électrique par matrice \emptyset	40
IV.1. Construction de la sous matrice A_1	41
IV.2. Construction de la sous matrice A_2	42
IV.3. Le vecteur B	42
IV.4. Le vecteur des inconnues X	43
V. Modélisation de la réponse temporelle d'un réseau électrique par FDTD	43
V.1. Equations des lignes en temporel	43
V.2. Discrétisation par FDTD des équations des lignes à constantes réparties	44
V.2.1. Echantillonnage spatial.....	44
V.2.2. Echantillonnage spatio-temporel	44
V.2.3. Condition de stabilité.....	45
V.2.4. Discrétisation des équations des lignes par FDTD	45
V.3. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine temporel	46
V.4. Construction du système $[A] [X] = [B]$	47
V.4.1. Construction de la sous matrice $[A_1]$	47
V.4.2. Construction de la sous matrice $[A_2]$ en temporel.....	48
V.4.3. Construction du vecteur $[B]$	48
V.4.4. Définition du vecteur inconnu $[X]$	49
VI. Validations de nos développements et Applications	49
VI.1. Modélisation des défauts francs	49
VI.2. Description du dispositif expérimental	50
VI.3. Cas d'un réseau Y affecté par un défaut franc	50
VI.4. Cas d'un réseau YY affecté par un défaut franc	53

VI.5. Modélisation de défaut non franc.....	54
VI.5.1. Modélisation de défaut non franc dans le réseau électrique.....	56
VI.5.2. Validation de modèle développé pour un défaut non franc.....	57
VII. Conclusion.....	61
Chapitre III : Méthodologie développée pour le problème inverse	63
I. Introduction	64
II. La logique floue.....	64
II.1. Généralités sur la logique floue	64
II.1.1. Variable floue.....	64
II.1.2. Sous-ensembles flous.....	65
II.1.3. Fonction d'appartenance	65
II.1.4. Base des règles floues	66
II.2. Système d'inférence floue.....	67
II.2.1. Fuzzification	67
II.2.2. Inférence floue	67
II.2.3. Défuzzification ou concrétisation	68
II.3. Types des contrôleurs flous	68
II.3.1. Méthode de Mamdani	68
II.3.2. Méthode de Takagi-Sugeno	69
III. Les Réseaux de Neurones (RN).....	70
III.1. Eléments de base des réseaux de neurones	70
III.2. Fondements biologiques.....	70
III.3. Neurones artificiels	72
III.3.1. Définition.....	72
III.3.2. Modélisation d'un neurone formel	72
III.3.2. Fonction d'activation.....	73
III.4. Réseaux de neurones artificiels	73
III.4.1. Connectivité.....	73
III.4.2. Apprentissage	74
III.4.2.1. Apprentissage supervisé	74
III.4.2.2. Apprentissage non supervisé	74
III.4.3. Algorithme d'apprentissage.....	75
III.4.3.1. Algorithme de rétro-propagation	75
III.4.3.2. Algorithme de Levenberg-Marquardt, ou algorithme LM.....	75
III.4.4. Types des réseaux.....	76

III.4.4.1. Perceptron	76
III.4.4.2. Perceptron Multi Couches (PMC)	77
IV. Système d'inférence neuro-flou organisé en réseau adaptatif (ANFIS).....	78
IV.1. Les réseaux neuro-flous	78
IV.1.1. Définition du système Neuro-Flou	79
IV.1.2. Architecture des systèmes neuro-flous.....	79
IV.1.2.1. Réseaux Neuronaux flous	80
IV.1.2.2. Système neuronal/flou simultanément.....	80
IV.1.2.3. Modèles neuro-flous coopératifs	80
IV.1.2.4. Modèles neuro-flous hybrides	81
IV.2. Adaptive Neural Fuzzy Inference System (ANFIS)	81
IV.2.1. Architecture de l'ANFIS	81
IV.2.2. Apprentissage de l'ANFIS	83
V. Conclusion	83
Chapitre IV : Diagnostic des Défaits par des Algorithmes Intelligents.....	86
I. Introduction	87
II. Problème inverse	87
II.1. Inversion itérative	88
II.2. Inversion directe	88
II.3. Inversion direct par RN /ANFIS.....	89
II.3.1. Construction des bases de données	89
II.4. Conditionnement des entrées : centrage et normalisation	90
III. Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en Y affecté par un défaut franc	90
III.1. Inversion par RN	93
III.2. Inversion par ANFIS (Adaptif Neural Fuzzy Inference System).....	95
III.3. Comparaison ANFIS-RN	97
IV. Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YY affecté par un défaut franc	98
IV.1. Inversion par RN	100
IV.2. Inversion par ANFIS	101
IV.3. Comparaison entre ANFIS et RN	102
V. Diagnostic de réseaux complexes en présence d'un défaut non franc.....	103
V.1. Réseau affecté par un seul défaut	104
V.2. Réseau affecté par deux défauts	106
V.3. Inversion par RN	108
V.4. Inversion par ANFIS [IV.15]	110

V.5. Comparaison ANFIS-RN	112
V.6. Effet de la taille du réseau	113
VI. Détection des défauts dans un réseau filaire adaptée bruitée	116
VI.1. Inversion par ANFIS	117
VI.2. Inversion par RN	118
VII. Conclusion.....	119
Conclusion générale.....	122
ANNEXE.....	124

Liste des figures

Figure I.1. Architecture générale du réseau électrique.....	13
Figure I.2. Vue générale d'une partie d'un réseau de lignes aériennes.....	14
Figure I.3 Ligne de transmission souterraine.....	14
Figure I.4. Différentes types de défauts.....	16
Figure I.5. Fonctionnalités du réseau de la distribution intelligente.....	17
Figure I.6. Répartition des types de défauts rencontrés sur les câbles aéronautiques américains [I.7].	19
Figure I.7. Câble coaxial.....	21
Figure I.8. Câble torsadé.....	21
Figure I.9. Câble bifilaire.....	22
Figure I.10. Les différents types de défauts	23
Figure I.11. Exemples de défauts non francs	24
Figure I.12. Principe de la réflectométrie sur un réseau Y.....	27
Figure I.13. TDR en injectant une impulsion dans une ligne de transmission simple	28
Figure I.14. Signal modulé en fréquence pour une application FDR	29
Figure II.1. Topologies des réseaux filaires	37
Figure II.2. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine fréquentiel	40
Figure II.3. Forme générale du système matriciel.....	41
Figure II.4. Découpage de la branche.....	44
Figure II.5. Entrelacement spatial et temporel.....	44
Figure II.6 Configuration d'un réseau sans défaut.....	47

Figure II.7. Défaut franc dans le réseau électrique.....	49
Figure II.8. Schéma de dispositif de mesure.....	50
Figure. II.9. Section transversale du câble utilisé.....	51
Figure II.10. Réseau Y expérimental.....	51
Figure II.11. Réflectogrammes correspondant à un réseau Y sans défaut	51
Figure II.12. Réflectogrammes correspondant à réseau Y avec défaut franc	52
Figure II.13. Réflectogrammes mesurées d'un réseau Y sain et avec défaut franc [II.5].....	53
Figure II.14. Configuration du réseau YY	53
Figure II.15. Réflectogrammes correspondant à un réseau YY sans défaut	54
Figure II.16. Réflectogrammes d'un réseau YY avec défaut franc [II.5].....	54
Figure II.17. Forme et coupe transversale d'un câble bifilaire	55
Figure II.18. Réseau avec défaut non franc.....	56
Figure II.19. Réseau en Y affecté par un défaut non franc	58
Figure II.20. Réflectogrammes correspondant au réseau sain.....	59
Figure II.21. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L2.....	60
Figure III.1. Exemple de partition floue de la variable linguistique "Température"	65
Figure III.2. Illustration des fonctions d'appartenances les plus utilisées	66
Figure III.3. Structure générale d'un système d'inférence flou.....	67
Figure III.4. Constitution du neurone biologique	71
Figure III.5. Représentation d'un neurone formel.....	72
Figure III.6. Réseau à connexions locales.....	73
Figure III.7. Réseau à connexions totales.....	74
Figure III.8. Mode d'apprentissage des réseaux de neurones (a) supervisé, (b) non Supervisé.....	75
Figure III.9. Architecture d'un perceptron.....	77
Figure III.10. Architecture du perceptron multicouche.....	78
Figure III.11. Représentation d'un système neuro-flou.....	79
Figure III.12. Association en série d'un réseau de neurone et d'un système flou	80
Figure III.13. Association en parallèle d'un réseau de neurone et d'un système flou.....	81
Figure III.14. Architecture d'ANFIS à deux entrées.....	82

Figure IV.1. Processus d'inversion direct par RN and ANFIS.....	90
Figure IV.2. Réflectogrammes correspondant à un réseau Y sans défaut	91
Figure IV.3. Réflectogrammes correspondant au réseau en Y avec défaut franc.....	91
Figure IV.4. Réseau en Y affecté par un défaut franc	92
Figure IV.5. Comparaison des réflectogrammes sans et avec défauts francs.....	92
Figure IV.6. Signal de différence d'un réseau en Y affectée par un défaut franc.....	93
Figure IV.7. Comparaison des données estimées avec celles contenues dans la base de teste.....	95
Figure IV.8. Réflectogrammes sans et avec défaut et réseau YY filaire.....	99
Figure IV.9. Signal de différence d'un réseau en YY affectée par un défaut franc.....	100
Figure IV.10. Configuration du réseau complexe considéré.....	103
Figure IV.11. Coupe transversal du câble utilisé ($r = 0.5$ mm, $D = 2,06$ mm).....	103
Figure IV.12. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L2.....	105
Figure IV.13. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L5.....	106
Figure IV.14. Réseau complexe affecté par deux défauts non francs dans deux branches différentes...	107
Figure IV.15. Réseau affecté par deux défauts dans la même branche	107
Figure IV.16. La répartition de RN.....	109
Figure IV.17. Distribution du réseau ANFIS	110
Figure IV.18. Réseau en Y affecté par un défaut non franc dans la branche L3.....	114
Figure IV.19. Répartition de RN pour un réseau Y affecté par défaut non franc.....	114
Figure IV.20. La répartition de ANFIS pour un réseau Y affecté par défaut non franc.....	115
Figure IV.21. Signal de différence avec bruit.....	116

Liste des tableaux

Tableau I.1. Avantages et inconvénients des méthodes existantes	31
Tableau II.1. Paramètres du câble bifilaire	55
Tableau II.2. Caractéristiques de quelques types de défauts	56
Tableau III.3 Comparaison entre la logique floue et les réseaux de neurones.....	78
Tableau IV.1. La taille des bases des données utilisées pour RN cas d'un réseau en Y.....	94
Tableau IV.2. Résultats de l'inversion par RN cas d'un réseau Y.....	95
Tableau IV.3. La taille des bases des données utilisées pour ANFIS cas d'un réseau en Y.....	96

Tableau IV.4. Résultats de l'inversion par ANFIS (cas d'un réseau Y, de 2 règles).....	97
Tableau IV.5. Résultats obtenus par ANFIS et RN cas d'un réseau en Y.....	97
Tableau IV.6. La taille des bases des données utilisées pour RN cas d'un réseau en YY.....	100
Tableau IV.7. Résultats de l'inversion par RN cas d'un réseau YY.....	101
Tableau IV.8. La taille des bases des données utilisées pour ANFIS : cas d'un réseau en YY.....	101
Tableau IV.9. Résultats de l'inversion par ANFIS (cas d'un réseau YY, 2 règles ANFIS).....	102
Tableau IV.10. Résultats obtenus par ANFIS et RN cas d'un réseau en YY	102
Tableau IV.11. La taille des bases des données utilisées pour RN cas d'un réseau complexe affecté par défaut non franc.....	109
Tableau IV.12. Impédance et position des différents types de défauts.....	110
Tableau IV.13. La taille des bases des données utilisées pour l'apprentissage et validation et le test de l'ANFISp et de l'ANFISr.....	111
Tableau IV.14. Résultats de l'inversion par ANFIS.....	112
Tableau IV.15. Impédance et position des différents types de défauts (inversion par ANFIS).....	112
Tableau IV.16. Impédance et position des différents types de défauts.....	113
Tableau IV.17. Résultats de l'inversion par RN	115
Tableau IV.18. Résultats de l'inversion par ANFIS	116
Tableau IV.19. L'effet du bruit sur l'approche proposée basé sur ANFIS.....	117
Tableau IV.20. Efficacité d'ANFIS pour l'identification du défaut non franc avec bruit.....	117
Tableau IV.21. L'effet du bruit sur l'approche proposée basé sur RN.....	118
Tableau IV.22. Efficacité de RN pour l'identification du défaut non franc avec bruit.....	118

Introduction Générale

Depuis l'apparition de l'électricité, le conducteur électrique isolé ou non fut le premier support physique permettant de faire circuler un courant électrique. Il est toujours d'actualité et ne cesse de subir des modifications intrinsèques permettant de s'adapter aux contraintes électriques et environnementales de plus en plus sévères. Les câbles électriques sont omniprésents dans beaucoup de domaines où l'acheminement de l'énergie et de l'information est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement d'un système. Il existe différents types de câbles adaptés au signal véhiculé et à la fonction réalisée, par exemple, on trouve des lignes aériennes, des câbles souterrains, des paires torsadées, des câbles en nappe, des câbles multibrins, ...etc.

Malheureusement, les câbles électriques peuvent être coupés, écrasés, vieillis ou court-circuités suite à différents incidents techniques ou erreurs de manipulation, ceci peut conduire vers une altération du fonctionnement du réseau voir compromettre la sécurité d'une installation.

La fiabilité d'un réseau de transmission repose en premier sur la qualité du support (réseau de câbles), cette exigence nécessite la détection et la caractérisation des défauts (Court-circuit, coupure, fissure de la gaine isolante ou du blindage, écrasement du câble, vieillissement, ...). La présence d'un défaut peut être à l'origine de surtensions et de surintensités destructrices; il est donc impératif de localiser et caractériser le défaut le plus rapidement possible afin de mettre hors activité la partie du réseau susceptible d'être affectée. Pour améliorer la fiabilité des réseaux filaires, différentes méthodes ont été développées afin de permettre de détecter et localiser certains types de défauts dans les câbles. Parmi ces méthodes on peut distinguer les méthodes classiques d'inspection visuelle [I.15], méthode par rayon X [I.16], méthodes capacitive et inductive [I.17] et la méthode de réflectométrie [I.3], cette dernière technique a connue beaucoup de succès qui se traduit par son très large utilisation.

Le principe de la réflectométrie consiste à injecter un signal dans la ligne de transmission électrique à tester et à analyser le signal retourné. En effet, le signal injecté se propage dans la ligne et lorsqu'il rencontre une discontinuité électrique (variation d'impédance, défaut, dérivation, ...etc.) une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection et l'autre partie est transmise dans le reste du réseau. La réflectométrie occupe essentiellement deux domaines d'analyse : la réflectométrie dans le domaine temporel ou Time Domain Reflectometry (TDR) [I.20]-[I.21] et la réflectométrie dans le domaine

fréquentiel ou Frequency Domain Reflectometry (FDR) [I.22]. Ils existent également d'autres méthodes de diagnostic filaire dérivées de la TDR de base, utilisant le principe de la réflectométrie dans le domaine temporel, comme la réflectométrie par séquence directe (ou STDR) [I.23], la réflectométrie par étalement de spectre (ou SSTDR) [I.24] et la réflectométrie multi-porteuse (MCTDR) [I.25].

Les méthodes STDR et SSTDR reposent sur le principe de fonctionnement similaire à la méthode de la réflectométrie classique, la différence réside dans le fait que le signal injecté consiste en une séquence numérique pseudo-aléatoire qui est une série d'éléments binaires dont la distribution est aléatoire. La méthode MCTDR est utilisée pour le diagnostic en temps réel. Si ces méthodes permettent de détecter et localiser des défauts dans des réseaux simple, elles ne sont, malheureusement, pas encore assez performantes pour détecter et localiser les défauts dans les réseaux électriques a structures complexes ainsi que les modifications légères comme celles engendrées par le vieillissement du câble.

Afin d'améliorer les performances de caractérisation des défauts, plusieurs travaux [IV.1]-[IV.7] utilisent le problème inverse où ils combinent la technique de TDR avec les techniques d'inversion itérative pour identifier et localiser les défauts dans les réseaux de câbles complexes. Nous citons à titre d'exemple les Algorithmes Génétiques (AG), Electromagnetism-Like Mechanism (ELM), Particle Swarm Optimization (PSO),...etc. L'inconvénient majeur de ces différentes techniques est le temps de calcul nécessaire pour la convergence qui est relativement élevé en plus de leurs précisions approximative.

Dans la pratique, pour des réseaux de câbles complexes, l'analyse des signaux réfléchis fait l'objet d'un problème inverse et demande une grande expertise : à partir de la base de données formée par des signaux et les temps de parcours on peut remonter à des informations sur les valeurs des paramètres électriques qui peuvent être représentatifs des caractéristiques des défauts.

Notre objectif de ce travail de thèse est de proposer une méthodologie dédiée au diagnostic de câbles pour localiser et caractériser le défaut le plus rapidement possible et avec la meilleure précision réalisable. Cette méthodologie est fondée sur deux outils : le premier est basé sur la théorie des lignes de transmission pour modéliser la propagation d'un signal transitoire dans le réseau filaire et le deuxième est un algorithme de résolution de problèmes inverses. Le modèle de propagation décrit le problème (direct) de la propagation d'une onde électrique dans un réseau dans le domaine temporel. Ce modèle est basé sur les équations des lignes de transmissions discrétisées par (FDTD). le modèle d'analyse de la

propagation d'une onde transitoire dans le réseau nous appelons le formalisme topologique $[A][X]=[B]$ qui consiste en la résolution d'un ensemble d'équations de propagations (pour l'ensemble des branches constituant le réseau électrique) en tenant compte des relations électriques aux extrémités de chaque branche [II.3]. La résolution du problème inverse consiste, à partir d'un réflectogramme, à remonter vers des informations sur la valeur de paramètres électriques R, L, C et G exploités dans les modèles de propagation filaires et qui peuvent être représentatifs de défauts caractéristiques (câble sectionné, corrosion, coupure, ...etc.). Deux outils ont été étudiés dans cette perspective : les réseaux de neurones et le `neuro_flou`.

Ce manuscrit de thèse est composé de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous donnons un bref aperçu sur les réseaux électriques ainsi que leur architecture et leurs fonctions, les différentes anomalies affectant ce dernier; nous donnons ensuite quelques définitions des différents types de câbles, leurs caractéristiques et modèles ainsi que leurs applications. Aussi, nous introduisons la problématique industrielle pour le diagnostic des défauts dans les réseaux électriques, les solutions existantes pour le diagnostic des réseaux filaires, la principale technique de diagnostic de défauts dans les réseaux électriques utilisée en pratique, la réflectométrie et nous présentons aussi les performances actuelles des méthodes de diagnostic connues.

La modélisation de la propagation dans le réseau filaire fait l'objet du deuxième chapitre, nous détaillons les étapes de modélisation de la propagation d'une onde transitoire dans un réseau électrique directement en temporel par discrétisation des équations des lignes par FDTD et le formalisme topologique $[A][X]=[B]$.

Nous présentons dans le troisième chapitre la méthodologie de diagnostic développée, nous exposons les deux méthodes utilisées pour résoudre le problème inverse (les réseaux de neurones et le `neuro_flou`).

Dans le chapitre quatre, nous appliquons la méthode de diagnostic sur différentes configurations de câblage. Nous procédons successivement à l'étude de différentes configurations de câblage et de défauts, dont la complexité va en grandissant. Deux types de défauts sont étudiés, les défauts francs et les défauts non francs (court-circuit ou circuit ouvert). Pour le deuxième type, les défauts sont créés par un changement local d'impédance caractéristique de la ligne. Les paramètres à identifier dans ce cas sont les paramètres électriques et la position du défaut.

Nous terminons ce travail de thèse par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I :

Généralités

I. Le réseau de transport et de distribution de l'énergie électrique

I.1. Architecture générale du réseau électrique

Dans les réseaux électriques, nous pouvons distinguer différents niveaux de tension appliqués correspondants à différentes fonctions. La fonction d'un réseau de transport d'énergie consiste à assurer la circulation de l'énergie en la transitant par des lignes HT ou THT entre les différentes sources de production et les postes de distribution. Tandis que la fonction d'un réseau BT consiste à distribuer cette énergie aux clients (figure I.1).

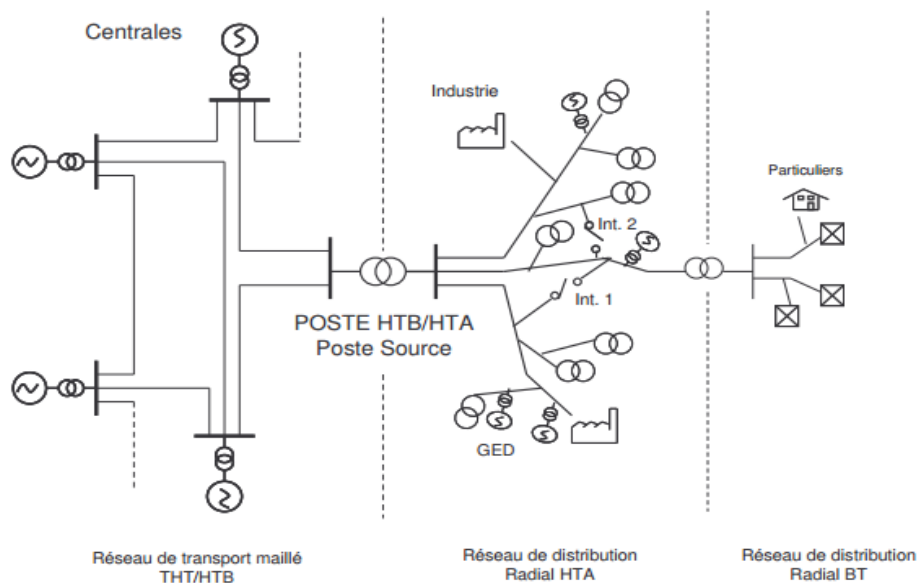


Figure I.1. Architecture générale du réseau électrique.

- **Les réseaux de transport à Très Haute Tension (THT):** Transportent l'énergie des gros centres de production vers les régions consommatrices (de 150 à 800 kV). Ces réseaux sont souvent interconnectés, réalisant la mise en commun de l'ensemble des moyens de production à disposition de tous les consommateurs.
- **Les réseaux de distribution Moyenne Tension (MT) :** Ces réseaux transportent l'énergie sans encore arriver aux consommateurs particuliers, mais permettent la connexion de clients industriels se caractérisant par un besoin énergétique moyen. Ces clients représentent 15-20% des clients industriels la desserte des points de livraison à la distribution (de 35 à 150 kV).
- **Les réseaux de distribution Basse Tension (BT) :** Les réseaux d'alimentation de l'ensemble de la clientèle généralement sont des réseaux de structure simple. On distingue deux sous-niveaux: les réseaux à moyenne tension (MT: 1 à 35 kV) et les réseaux à basse tension (BT : 110 à 600 V).

Nous pouvons distinguer deux types de réseaux principaux, selon la pose des conducteurs [I.1] :

- **Réseaux aériens – ruraux** : Ils sont constitués par des lignes d'ossature à trois fils – trois phases – ou quatre fils – trois phases et neutre, selon que le neutre est distribué ou non, et par des antennes triphasées ou monophasées à deux ou à un seul conducteurs. Ils ne sont envisageables que dans des zones géographiques de faible densité de charge : petites villes ou villages (figure I.2).



Figure I.2. Vue générale d'une partie d'un réseau de lignes aériennes.

Réseaux souterrains – urbains : Ils sont constitués par des câbles généralement triphasés à isolant synthétique ou papier. Ces réseaux sont convenables pour des zones géographiques de forte densité de la charge, avec des contraintes d'environnement et de sécurité élevées; leur utilisation est motivée aussi par le faible prix de pose (figure I.3).



Figure I.3. Ligne de transmission souterraine.

I.2. Les anomalies dans un réseau électrique

I.2.1. Origines d'un défaut de courts-circuits

Selon la nature du réseau électrique, on cite les origines des défauts de court-circuit comme suit [I.2]:

- Pour les *lignes aériennes*, sont en particulier les perturbations atmosphériques (foudre, tempêtes, ...etc.) qui peuvent enclencher un défaut de court-circuit. Aussi les défauts d'isolement et les agressions mécaniques peuvent conduire à un CC.
- Pour les *câbles souterrains*, sont les agressions extérieures, engins mécaniques de terrassement par exemple, qui entraînent des défauts de CC.
- Le *matériel du réseau et des postes* peuvent être aussi le siège d'un défaut de court circuit. Ce matériel comporte des isolants placés entre pièces sous tensions et masses. Alors, les isolants subissent des dégradations conduisant à des défauts.

I.2.2.Types des défauts

Plusieurs types de court-circuit (figure I.4) peuvent se produire dans un réseau électrique :

- **Court-circuit monophasé** : Il correspond à un défaut entre une phase et la terre, c'est le plus fréquent.
- **Court-circuit triphasé** : Il correspond à la réunion des trois phases, c'est le courant de CC le plus élevé.
- **Court-circuit biphasé isolé** : Il correspond à un défaut entre deux phases. Le courant résultant est plus faible que dans le cas du défaut triphasé, sauf lorsqu'il se situe à proximité immédiate d'un générateur.
- **Court-circuit biphasé terre** : Il correspond à un défaut entre deux phases et la terre.

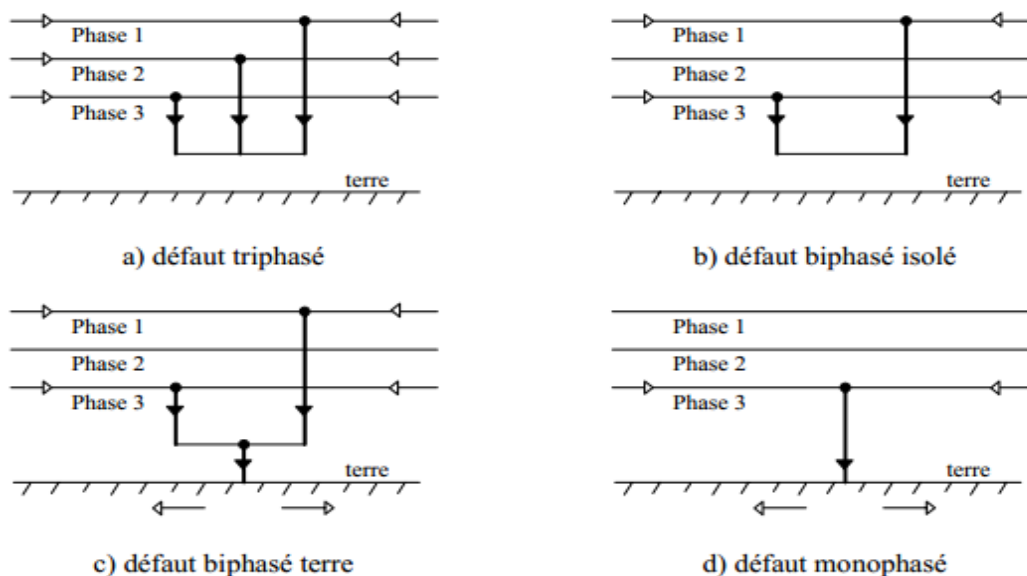


Figure I.4. Différentes types des défauts.

I.2.3. Nature d'un défaut

- **Défaut fugitif** : Ce défaut nécessite une coupure très brève du réseau d'alimentation de l'ordre de quelques dixièmes de seconde [I.2].
- **Défaut permanent** : Ce défaut provoque un déclenchement définitif de l'élément de protection. Il nécessite l'intervention du personnel d'exploitation.

I.3. Fonctionnalités du réseau de distribution moderne

Un réseau moderne « intelligent » est un système électrique qui permet à ses différents acteurs producteurs centralisés et décentralisés, fournisseurs, gestionnaires de réseaux et consommateurs d'interagir avec une grande flexibilité afin de maintenir une fourniture d'électricité efficace, durable, économique et sécurisée. Ce système s'appuie sur une pénétration plus marquée des nouvelles technologies, notamment de l'information et de la communication, qui permet aux réseaux, tout particulièrement de distribution, de s'adapter aux nouveaux enjeux [I.2] :

- Accroît significativement l'efficacité des activités de planification, de développement, de maintenance, d'exploitation et de conduite des réseaux, tout en permettant l'intégration d'une production fortement diversifiée et de nouveaux usages de l'électricité;
- Permet une contribution active des consommateurs à la réalisation d'un équilibre offre-demande plus performant, par la maîtrise de leurs consommations,

notamment en pointe, et le recours à des moyens individuels de production et de stockage d'électricité.

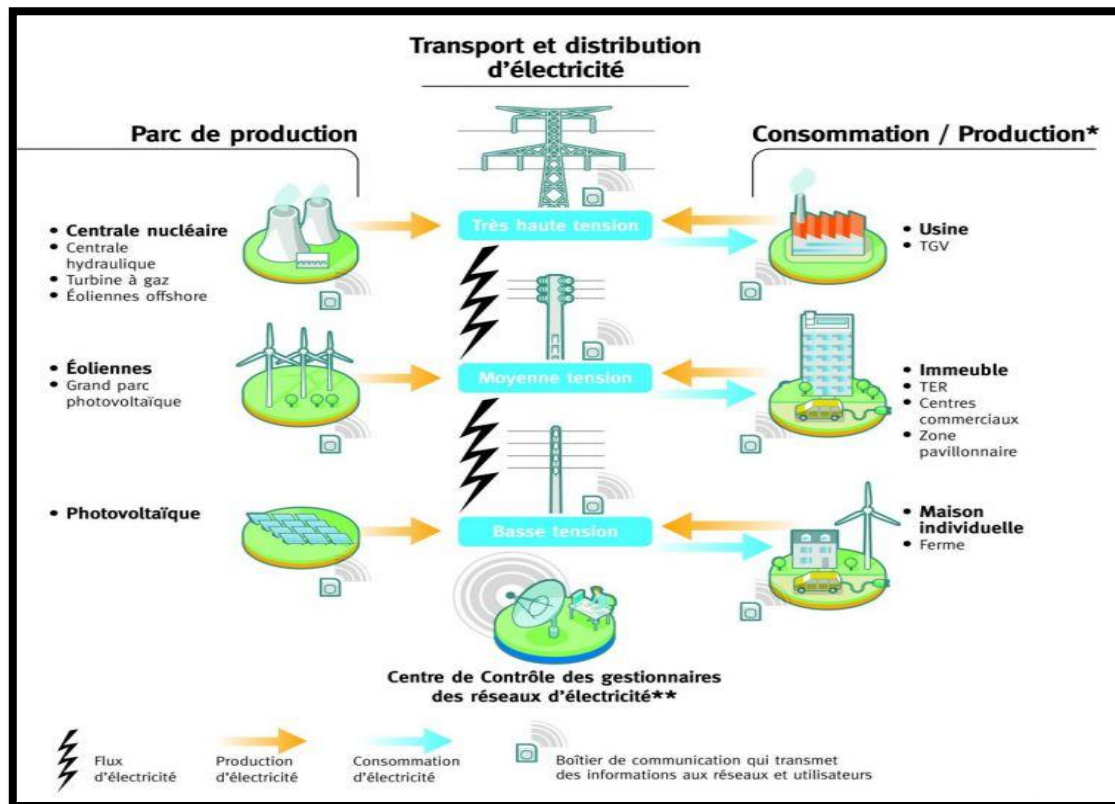


Figure I.5. Fonctionnalités du réseau de la distribution intelligente.

I.4. Amélioration de la qualité de distribution de l'énergie électrique

La présence d'un nombre plus important de capteurs repartis judicieusement sur le réseau de distribution permettra d'obtenir davantage d'informations sur les différents événements survenant sur celui-ci, et en particulier les alarmes en cas d'incident ou de dégradation sensible de la qualité de l'onde. L'acquisition d'informations lors d'incident ou de défaut survenant sur le réseau, associée à la possibilité de reconfiguration rapide à distance de sa structure via des actions sur des organes de coupure, permettra au gestionnaire de réseau [I.2]:

- Une *localisation plus rapide et plus précise du défaut* permettant une auto-élimination de la partie en défaut
- Une réalimentation plus rapide des autres utilisateurs situés sur la partie saine du réseau affecté par le défaut

II. Réseaux embarqués

II.1. Architecture et complexité des réseaux embarqués

Un réseau électrique embarqué filaire est un ensemble d'entités interconnectées entre elles par des câbles électriques qui sont des vecteurs de l'alimentation et de l'information pour les systèmes communicants.

Pendant ces trente dernières années, la longueur cumulée des câbles embarqués sur une automobile a plus que décuplé, passant de près de 200 à plus de 4000 mètres, et en même temps, le nombre de connecteurs est passé de deux cents à plus de deux mille. Dans le transport public, la longueur des câbles dans un bus et un TGV atteint en moyenne respectivement 12 km et 200 km. Ce phénomène est aussi présent dans l'aviation où les longueurs de câbles dépassent plusieurs centaines de kilomètres dans les avions modernes (près de 40 km pour le Rafale et de 400 km pour l'Airbus A380) domaine où la fiabilité est un enjeu vital.

Nous comprenons donc que le réseau des câbles électriques filaires soit aujourd'hui considéré par les constructeurs comme un maillon faible pour les véhicules modernes. Cette augmentation de complexité est accompagnée d'une augmentation du nombre de systèmes électroniques (dédiés à la sécurité et à la navigation), du couplage entre les fonctions et de l'augmentation de la longueur des câbles [I.3]. Le réseau filaire devient alors un système «nerveux» incontournable et ne doit plus être négligé afin de garantir une sûreté de fonctionnement des systèmes connectés aux différents nœuds du réseau. De plus, la connaissance à tout moment de l'état de santé du réseau filaire et la détection d'anomalies au plus tôt sont des enjeux primordiaux dans un contexte concurrentiel.

L'inaccessibilité pour contrôler son état pose un véritable problème, cette inaccessibilité diminue l'efficacité de la maintenance du réseau par les techniciens et augmente donc la probabilité d'avoir une défaillance des systèmes électroniques. La possibilité de connaître l'état d'un câble est devenue une nécessité pour rendre plus efficaces les opérations de maintenance lorsqu'un défaut filaire met en panne tout un système.

II.2. Problème des défauts dans les réseaux embarqués

Le problème des défauts de câblage a eu une grande attention à la fin des années 90 en raison de plusieurs accidents tragiques, nous citons à titre d'exemple deux accidents où leurs origines ont été des *défauts dans le câblage électrique* : explosion en plein air d'une

Boeing 747 qui était une explosion du réservoir de kérosène due à un arc électrique [I.4] et celui de MD-11 a cause d'un incendie provoqué par un *court-circuit dans un câble* [I.5]. En effet, il y a eu un nombre considérable d'incidents qui n'ont pas abouti à des accidents, mais ont été attribués à des *défaillances de câblage* [I.6]. S'ajoutent à ces problèmes le vieillissement de la flotte de la marine américaine, « la NAVY », et ses conséquences sur la maintenance des câbles embarqués.

Avec le temps, les réseaux de câbles des avions ou des bateaux se fragilisent et se détériorent en augmentant ainsi la probabilité d'apparition des défauts de toutes sortes. Les problèmes liés aux câbles coûtent excessivement cher et impliquent un temps d'immobilisation assez important.

La figure I.6 représente la répartition des types de défauts rencontrés sur les câbles aéronautiques américains [I.7].

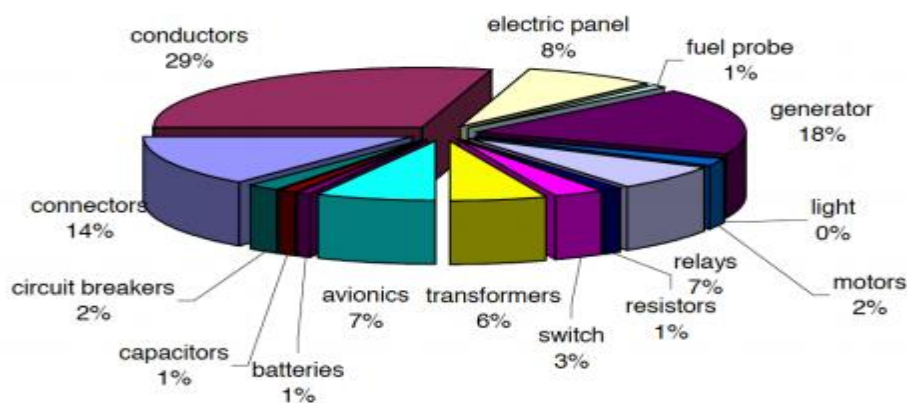


Figure I.6. Répartition des défauts rencontrés sur les câbles aéronautiques américains [I.7].

III. Le câble : caractéristiques, modèles, applications

Les câbles sont présents dans beaucoup de domaines où l'acheminement des données ou de l'énergie est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement d'un système. Plusieurs modèles de câbles ont été conçus, chacun étant adapté à l'utilisation que l'on veut en faire ou au signal qu'on désire transmettre. A titre d'exemple, l'aéronautique et le spatial sont deux grands domaines qui utilisent plusieurs types de câbles avec des longueurs cumulées pouvant atteindre plusieurs centaines de kilomètres. En règle générale, un câble est composé d'au moins 2 conducteurs séparés par un isolant (diélectrique).

III.1. Les câbles et leurs applications

Le câble électrique fut le premier support physique permettant de faire circuler un courant électrique depuis l'apparition des premiers systèmes électroniques. Jusqu'à aujourd'hui, le câble électrique est toujours d'actualité et a connu des modifications intrinsèques permettant de s'adapter aux contraintes électriques et environnementales de plus en plus sévères. Les signaux peuvent être de faible ou de forte puissance et de basses, moyennes ou hautes fréquences et analogiques ou numériques.

Nous rencontrons essentiellement des câbles à section circulaire, des câbles plats, des nappes et toute la gamme de câbles coaxiaux. Le choix d'un câble par rapport à un autre pour une application dépend d'un certain nombre de contraintes (économiques, électriques, comportementales ou environnementales).

III.2. Les modèles du câble

La constitution d'un câble peut varier d'un fabricant à un autre, mais en général ils sont réalisés à partir de [I.8] :

- Fils simples constitués d'un conducteur isolé
- Paires de fils parallèles qui peuvent être blindées.
- Fils blindés constitués d'un conducteur isolé entouré d'un écran.
- Paires simples constituées de deux conducteurs isolés torsadés.
- Paires blindées constituées d'une paire simple entourée d'un écran.
- Câbles coaxiaux constitués de : conducteur central, diélectrique et tresse extérieure.

– Le câble blindé, coaxial

Ce câble est composé d'un conducteur (âme centrale) entouré d'un isolant auxquels s'ajoute une tresse métallique (ou un feuillard d'aluminium) (figure I.7), assurant une protection du signal utile par rapport aux interférences [I.9].

Ce modèle est utilisé dans le domaine de l'informatique, le câblage vidéo, et aussi dans le de l'électronique basse fréquence et domaine des hyperfréquences jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz.



Figure I.7. Câble coaxial.

– Le câble torsadé

Ce type de câble est composé d'au moins deux conducteurs enroulés en hélice l'un autour de l'autre (figure I.8). Cette configuration a pour but de maintenir précisément la distance entre les fils et de diminuer la diaphonie. Les paires torsadées sont souvent blindées afin de limiter les interférences. Elles peuvent conduire des signaux à des fréquences parfois supérieures à 1 GHz [I.10]. Plus le nombre de torsades est important, plus la diaphonie est réduite. Il est aussi important de maintenir la distance de chaque conducteur pour obtenir une impédance caractéristique homogène. Ces câbles sont moins sensibles au bruit. Ils sont très utilisés pour le câblage téléphonique et informatique au niveau local.

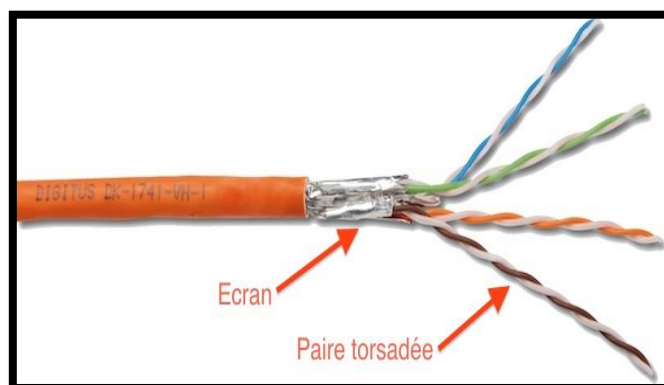


Figure I.8. Câble torsadé.

– Le câble bifilaire

Nous trouverons aussi des câbles composés de deux conducteurs parallèles séparés par un diélectrique (figure I.9). Ces câbles possèdent une grande sensibilité au bruit. Ils

sont surtout utilisés pour l'alimentation d'antennes à impédance élevée au point d'alimentation.

Il faut noter aussi que chacun de ces câbles a une durée de vie limitée et doivent faire l'objet d'un diagnostic régulier ayant pour principale mission de vérifier leur état de fonctionnement et la qualité de leur isolation. Tôt ou tard se posera la question de leur remplacement ou du moins de leur maintenance.

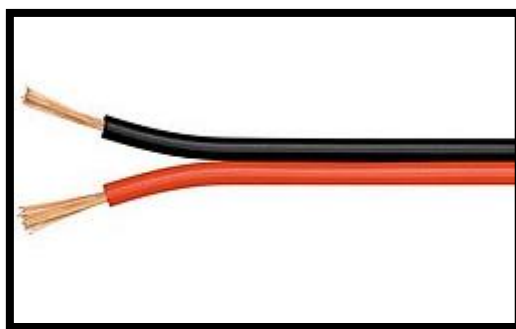


Figure I.9. Câble bifilaire.

IV. Détection des défauts dans des réseaux électriques

IV.1. Motivation

A un moment ou à un autre, un réseau de câbles sera amené à manifester des signes de faiblesses entraînant l'apparition d'anomalies. Ces anomalies peuvent être à l'origine de dysfonctionnements ou de conséquences assez graves pour le système ou l'environnement. Dans de nombreux secteurs, un grand nombre de systèmes embarqués dédiés à la sécurité et au confort communiquent avec leur environnement avec des débits de plus en plus importants afin de répondre au mieux à des contraintes « temps réel » parfois sévères. Ces contraintes impliquent donc d'avoir à disposition un support physique fiable et de qualité pour garantir une qualité de service et une sûreté de fonctionnement des systèmes. Malheureusement, les problèmes de câbles commencent à faire leur apparition et se multiplient alors que la demande en fiabilité des systèmes est de plus en plus exigeante. Il est donc nécessaire de disposer d'outils de diagnostic des réseaux filaires afin de garantir une transmission fidèle des informations.

IV.2. Origine et type des défauts

Les principales causes de dégradation et d'apparition d'anomalies dans les câbles sont classées en deux grandes familles (figure I.10) : les défauts d'origine externe et les défauts d'origine interne [I.11].

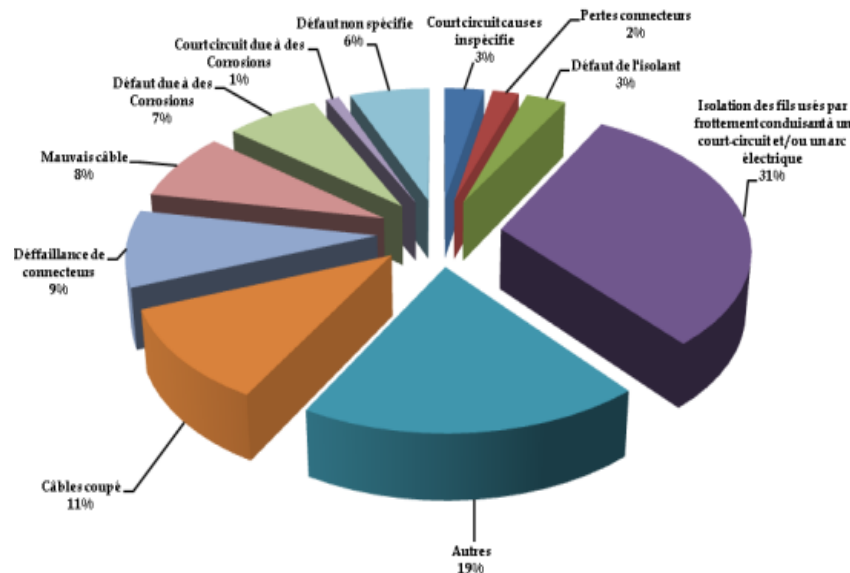


Figure I.10. Les différents types de défauts [I.12].

IV.2.1. Défauts d'origine externe

Ils peuvent être dus à :

- La contamination chimique (fluides hydrauliques, carburant, produits anticorrosion et de nettoyage).
- La pénétration d'eau au niveau du complexe externe (entre gaine de protection et écran), suite à une détérioration due à de trop fortes contraintes thermomécaniques locales pendant le fonctionnement du câble.
- Des dommages et agressions mécaniques (vibration, ...).
- Une application incorrecte : sous-estimation du courant maximal, de la tension, de la résistance thermique de l'environnement.
- Une installation incorrecte : le manque de rigueur dans la pose du câble n'est qu'un exemple parmi d'autres.

IV.2.2. Défauts d'origine interne

Ils sont principalement dus à :

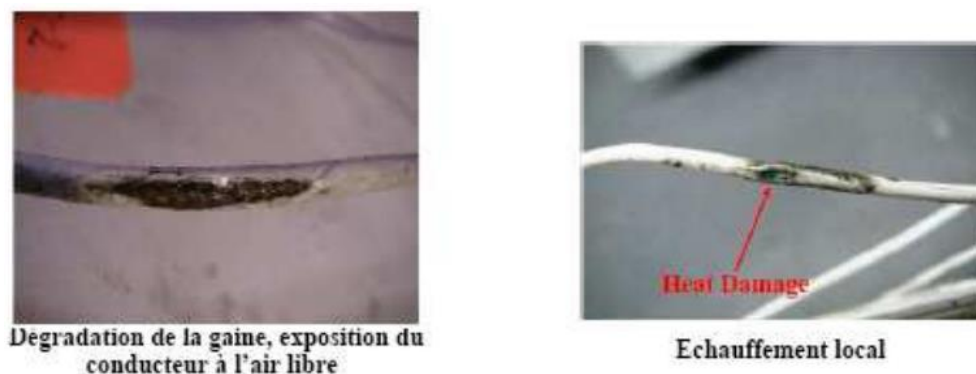
- Un défaut de fabrication qui n'a pas été décelé lors des essais de réception en usine (présence de vacuoles, impuretés créant des décharges partielles conduisant à la dégradation progressive de l'enveloppe isolante).
- Un vieillissement de l'isolant [I.13] : la chaleur accélère le dessèchement et les craquelures des isolants ; l'humidité accélère la corrosion des terminaisons, des contacts et des connecteurs.

IV.3. Défauts francs

Les défauts francs sont des défauts sévères. Ils entraînent des pannes des systèmes électriques. Nous citons par exemple les courts circuits et les circuits ouverts. Ces deux derniers interrompent la transmission de l'énergie ou des données sur le câble.

IV.4. Défauts non francs

A l'inverse, les défauts non francs (figure I.11) ou évolutifs ne sont pas ponctuels en espace, mais diffusent le long de la ligne de transmission. Ils ne se manifestent que par une très légère modification des caractéristiques du câble. D'un point de vue électrique, ils sont caractérisés par une faible variation de l'impédance caractéristique et de la vitesse de propagation et sont causés par des dégradations progressives. Les défauts non-francs ne stoppent pas la propagation de l'énergie ou des données mais peuvent, au premier abord, sembler sans risques et sans conséquences notables pour le système. Cependant, si rien n'est fait, le vieillissement du câble ou encore les contraintes mécaniques et environnementales feront évoluer le défaut non-franc vers un défaut franc dont les conséquences, tant économiques que matérielles, peuvent être considérables. Les industriels sont donc particulièrement intéressés par le fait de s'en prémunir, détecter les défauts naissants permettrait de réduire les coûts de réparation et une meilleure gestion de la maintenance. Ainsi les défauts non-francs sont un enjeu actuel majeur du diagnostic filaire.



V. Les méthodes pour la détection de défauts dans les câbles

V.1. Les méthodes non basées sur la réflectométrie

Bien que nous ayons décidé de nous focaliser sur des méthodes à base de propagation d'ondes électromagnétiques guidées, il existe historiquement et pragmatiquement d'autres moyens de procéder à ce type de contrôle non destructif sur lesquels nous allons brièvement revenir au cours des quelques paragraphes qui vont suivre.

V.1.1. Inspection visuelle

C'est la méthode la plus intuitive pour l'opérateur à qui l'on confie la surveillance d'un réseau de câbles. Elle consiste à inspecter l'ensemble avec le moyen le plus simple dont il dispose « sa propre expertise ». Cela peut constituer une bonne solution de prime abord, bien qu'elle soit soumise à la subjectivité de celui qui la pratique. De plus, la plupart des câbles ne sont pas directement accessibles mais sont cachés derrière des garnitures. Avec 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 [I.15].

V.1.2. Méthode par rayons X

Cette méthode permet de trouver des défauts au niveau des conducteurs situés à l'intérieur des câbles électriques comme à l'extérieur au niveau des isolants. 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 [I.16].

V.1.3. Méthodes capacitive et inductive

La méthode est basée sur la mesure de la capacité ou de l'inductance du câble [I.17]. 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. 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.

V.1.4. Technique de haute tension

Permet de détecter des défauts faibles mais implique le débranchement des équipements (car méthode intrusive) et peut se révéler destructif [I.18].

V.1.5. Technique de basse tension

Compare la résistance du câblage en fonction de différents niveaux de tension injectés. Cette technique nécessite également le débranchement des équipements et ne permet pas de localiser le défaut. Ces méthodes ne sont pas adaptées au diagnostic de défaut dans des réseaux complexes et ont montré leurs limites et semblent être insuffisantes pour la sécurité du système global et la réalité économique actuelle sur les coûts de maintenance [I.19].

V.2. Les méthodes basées sur la réflectométrie

A l'heure actuelle, la méthode la plus souvent utilisée pour le diagnostic des défauts des réseaux électriques est la méthode de la réflectométrie qui est une méthode haute fréquences de diagnostic. Cette méthode est aussi utilisée dans d'autres domaines que les réseaux de câbles électriques, tels que la géotechnologie, le génie civil et le test des matériaux.

V.2.1. Principe de la réflectométrie

Dans le contexte de diagnostic filaire, la réflectométrie est basée sur le principe du radar qui consiste à envoyer un signal dans le système ou dans le milieu à diagnostiquer et à étudier le signal réfléchi. En effet, comme il est illustré dans la figure I.12, Le signal injecté se propage dans le réseau et lorsqu'il rencontre une discontinuité ou une variation

d'impédance, une partie de son énergie est renvoyée vers le point d'injection et l'autre partie est transmise dans le reste du réseau.

L'analyse du signal réfléchi, via le coefficient de réflexion, qui est le rapport entre le signal réfléchi et le signal injecté, permet de remonter à certaines caractéristiques du réseau. Nous distinguons deux catégories de la réflectométrie [I.3] selon le type du signal injecté : La réflectométrie dans le domaine temporel (TDR) [I.20]-[I.21] et dans le domaine fréquentiel (FDR) [I.22].

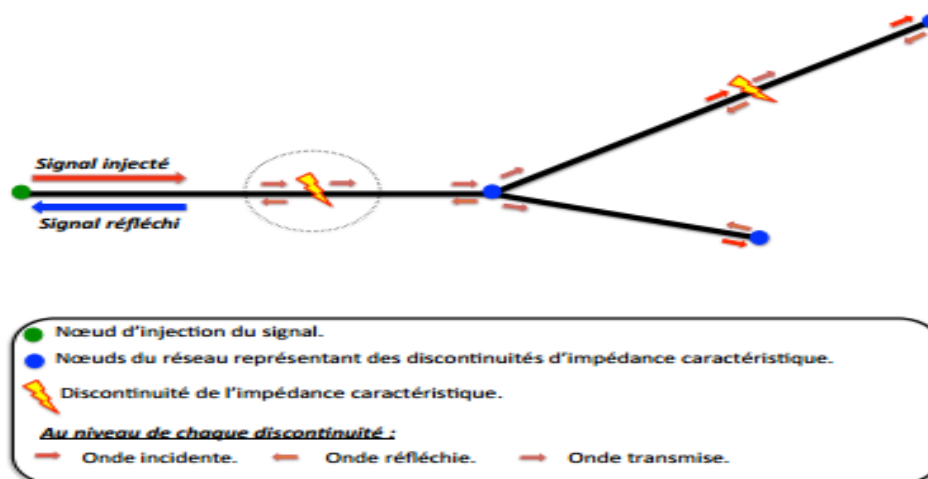


Figure I.12. Principe de la réflectométrie sur un réseau Y.

V.2.2. Réflectométrie industrielles : détection de défauts francs

Les méthodes exposées dans ce paragraphe diffèrent selon le type du signal injecté dans la ligne à tester et du domaine d'analyse. En effet, nous distinguons deux principaux domaines : la réflectométrie dans le domaine temporel (TDR) et dans le domaine fréquentiel (FDR).

TDR : La méthode de la réflectométrie dans le domaine temporel classique consiste à envoyer une onde de tension dans la ligne ou le réseau de lignes de transmission et à analyser le signal réfléchi au niveau de la source. Nous pouvons injecter différents types de signaux tels que les échelons, les impulsions gaussiennes,...etc.

La figure I.13 représente un exemple de la TDR en injectant une impulsion dans une ligne de transmission simple en chargeant ces extrémités par un circuit ouvert et un court-circuit. L'analyse des amplitudes et le retard de propagation des pics, détectés dans le réflectogramme du coefficient de réflexion, nous permet de localiser les positions et de déterminer la nature des discontinuités dans le réseau. Il existe également d'autres méthodes de diagnostic filaire dérivées de la TDR de base, utilisant le principe de la

réflectométrie dans le domaine temporel, comme la réflectométrie par séquence directe (STDR) [I.23], la réflectométrie par étalement de spectre (SSTDR) [I.24] et la réflectométrie multi-porteuse (MCTDR) [I.25].

Les méthodes STDR et SSTDR reposent sur le principe de fonctionnement similaire à la méthode de la réflectométrie classique qui est décrite précédemment. La différence réside dans le fait que le signal injecté consiste en une séquence numérique pseudo-aléatoire qui est une série d'éléments binaire dont la distribution est aléatoire. La méthode MCTDR est utilisée pour le diagnostic en temps réel des câbles électriques embarqués car son signal de diagnostic (injection d'un signal multi-porteuse) injecté dans le câble n'interfère pas avec les autres signaux utiles circulant dans le câble [I.3].

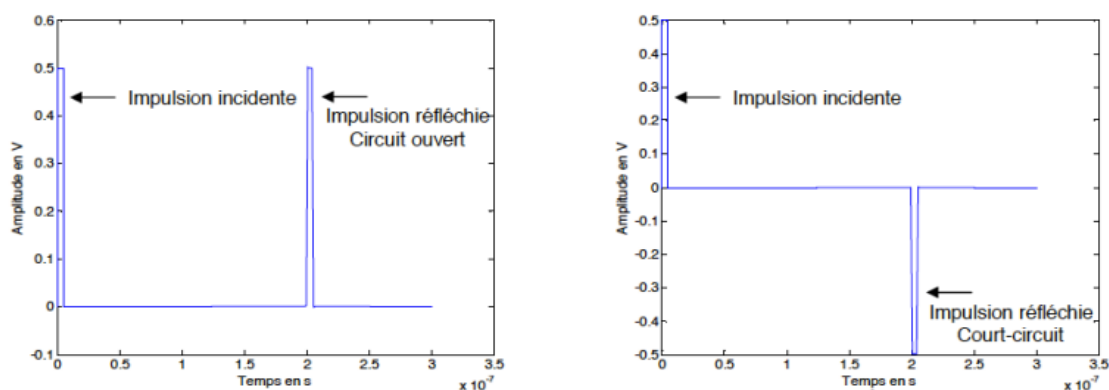


Figure I.13. TDR en injectant une impulsion dans une ligne de transmission simple [I.26].

FDR : La méthode de la réflectométrie dans le domaine fréquentiel consiste typiquement à injecter un signal harmonique sinusoïdal modulé en fréquence comme il est illustré dans la figure I.14 afin de tester le câble. Il s'agit d'un signal dont la fréquence varie linéairement au cours du temps. Nous pouvons distinguer trois techniques dérivées de la FDR dont l'analyse repose sur différents paramètres : fréquence, phase ou amplitude, pour déterminer la position d'une discontinuité d'impédance dans le câble. Il s'agit respectivement de :

- La FMCW [I.27] (Frequency Modulated Continuous Wave) mesure le décalage fréquentiel entre le signal incident et le signal réfléchi retardé temporellement récupéré à la source.
- La PDFDR [I.28] (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) mesure le décalage de phase entre le signal incident et le signal réfléchi récupéré à la source.

– La SWR [I.29] (Standing Wave Reflectometry) est une méthode par injection d'un signal à haute fréquence dans le câble et par analyse de l'onde stationnaire à la source qui est la superposition de l'onde incidente et de l'onde réfléchie.

Si ces méthodes permettent de détecter et localiser des défauts dits "francs", elles ne sont, malheureusement, pas encore assez performantes [I.22] pour détecter des modifications légères comme celles engendrées par le vieillissement du câble.

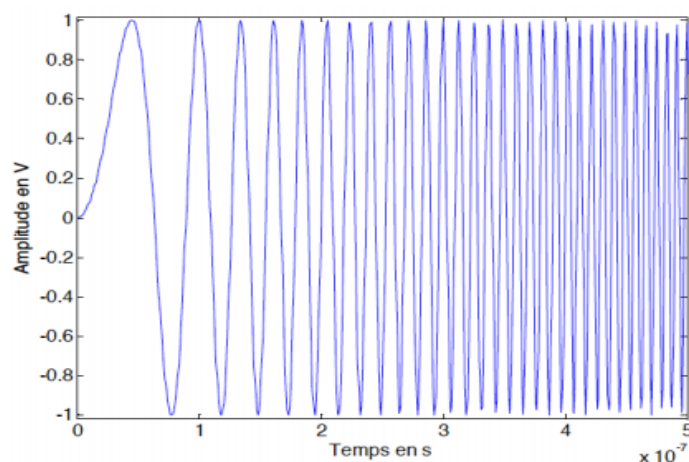


Figure I.14. Signal modulé en fréquence pour une application FDR ([I.3]).

V.2.3. Réflectométrie avancées : détection de défauts non francs

Actuellement, les méthodes de la réflectométrie dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, se limitent à la détection, caractérisation et localisation des défauts francs. Cependant, la détection des défauts non francs par ces méthodes restent un challenge. La difficulté de la détection de ces défauts vient du fait qu'un défaut non franc se traduit par une très faible variation de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, éventuellement sans discontinuité d'impédance. Dans un récent travail [I.30], les auteurs ont montré la difficulté d'identifier un défaut non franc (une fissure de la gaine diélectrique d'un câble) avant qu'il ne devienne un défaut franc. Pour résoudre ce problème diverses méthodes sont proposées pour pallier à cette difficulté.

V.2.3.1. Méthodes utilisant des outils de traitement de signal

Les méthodes de diagnostic utilisant des outils de traitement de signal sont utilisées pour détecter les défauts non francs, elles permettent de rendre les effets de défauts plus visibles dans les signaux (reflectogramme, courant-tension, ...) et ainsi faciliter leur détection. Le traitement de signal est typiquement réalisé à l'étape de l'analyse du signal

mesuré (environnement bruité) afin d'en extraire les informations pouvant conclure sur le défaut. Nous distinguons, parmi ces outils, la décomposition en ondelettes, la transformée temps-fréquence de Wigner Ville.

Décomposition en ondelettes : cet outil permet de décomposer, par exemple, un signal non seulement en fréquence mais également en temps : il est possible de connaître toutes les fréquences présentes dans un signal et il est également possible de savoir quand chacune d'entre elle apparaît. Dans le contexte de la détection des défauts dans une ligne de transmission, la décomposition en ondelettes est appliquée initialement au réflectogramme obtenu dans le domaine temporel. L'application de cet outil permet de déduire les dégradations de la ligne menée sur une fenêtre temporelle du réflectogramme, centrée autour de l'instant préalablement identifié. Cette méthode a montré des résultats intéressants et l'enjeu de son application réside, cependant, dans le choix de l'ondelette à utiliser pour la décomposition [I.31].

Joint Time-Frequency Domain Reflectometry JTFDR : La JTFDR est une autre approche de détection des défauts non francs, basée sur la transformée temps-fréquence de Wigner Ville. Y.J. Shin a proposé cette méthode dans [I.32] et son développement a été fait afin d'être plus flexible face à certaines contraintes de l'application réelle et de s'adapter aux caractéristiques du câble à diagnostiquer. Le principe de fonctionnement de la JTFDR est décrit par les trois étapes suivantes :

- Un signal de type chirp en fréquence est injecté dans la ligne à tester. Il est défini tel que lors de sa propagation dans la ligne, sa déformation est minimisée (les distorsions du signal sont minimisées). Le choix du type de signal à injecter permet d'optimiser la détection.
- Le réflectogramme est mesuré et on calcule sa transformée de Wigner Ville.
- Une fonction d'inter-corrélation temps-fréquence normalisée est ensuite appliquée et les pics apparaissant correspondent aux discontinuités du câble. Les auteurs dans [I.33] ont montré que cette méthode a permis de détecter les défauts non francs dans les câbles coaxiaux.

V.2.3.2. Méthode de détection basée sur le retournement temporel

M. Fink et al. [I.34] a introduit la technique du retournement temporel dans le domaine de l'acoustique. Son principe de base consiste à concentrer efficacement sur une cible l'énergie acoustique, en tirant profit du fait que l'équation de propagation ou l'équation des ondes a la propriété d'être invariante par rapport à la variable du temps.

Récemment, elle a suscité un grand intérêt du côté de plusieurs chercheurs dans le domaine du diagnostic filaire qui ont cherché à appliquer cette technique au diagnostic des défauts de câbles électriques en adoptant la même approche. En effet, on considère comme une source secondaire générant un signal réfléchi et un signal transmis, toute variation d'impédance caractéristique, créée par un défaut non franc, le long du câble en défaut. La technique du retournement temporel peut donc être appliquée afin de localiser ce changement d'impédance en utilisant un câble de référence [I.35].

Afin de bien cibler la différence entre les différentes techniques sus cités, le tableau I.1 résume les avantages et les inconvénients des méthodes de diagnostic filaire. Il est important de connaître le type de défaut et la méthode qui lui correspond afin que la détection soit la plus efficace possible.

Tableau I.1. Avantages et inconvénients des méthodes existantes.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Inspection visuelle	Elle peut détecter le défaut sans mesures	Limitée à la recherche des défauts visibles de l'extérieur, elle ne peut pas être utilisée quand les câbles sont regroupés, blindés ou dans des zones difficiles à atteindre
Méthode par rayons X	Elle permet de connaître l'état de la face extérieure du câble (l'isolant) et des conducteurs.	Couteuse, applicable que pour les câbles dont l'accès est facile.
Impédance spectroscopie	Elle permet de connaître l'état d'un câble électrique en analysant les caractéristiques de son isolant	Le câble doit être isolé de tout autre système. Ne peut être utilisable pour une application embarquée
Méthode capacitive et inductive	Elle est simple, peu encombrante et peu chère	Diagnostique des câbles simples. Elle n'est pas adaptée pour les réseaux complexes, et si le câble en fonctionnement.
Réfectométrie dans le domaine temporel	Elle est précise pour de nombreux type de défauts	Difficile à appliquer sur les réseaux à plusieurs défauts
Réfectométrie dans le domaine temporel combiné avec les ondelettes	Elle permet de déduire les dégradations de la ligne menée sur une fenêtre temporelle du réflectogramme	Difficile le choix de l'ondelette à utiliser pour la décomposition
JTFDR	Elle permet de détecter les défauts non francs dans les câbles coaxiaux	Elle n'est pas adaptée pour les réseaux complexes, et si le câble en fonctionnement
Retournement temporel	Elle a permis de localiser avec une grande précision les défauts dans les réseaux filaires	Elle n'est pas capable de définir les défauts par leurs résistances

Références bibliographiques chapitre I

- [I.1] C. Corroyer, "Protection des Réseaux - Généralités", D-4800, Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie électrique.
- [I.2] Rapport du GT, "Réseaux Intelligents", union français de l'électricité, 2010.
- [I.3] N. Ravot, "Analyse et diagnostic de réseau filaire complexes par réflectométrie", Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud 11, 2007.
- [I.4] National Transportation Safety Board, "Aircraft Accident Report", 2000.
- [I.5] P. B. Ladkin and W. Schepper, "EMI, TWA 800 and Swissair 111", The resks digist, Vol. 21 October 10, 2000.
- [I.6] B. Portwood, "Aircraft Wiring Service History", NBAA Conference 2003.
- [I.7] J. S. Kuzniar, G. A. Slenski, "Wire Integrity Field Survey of USAF Legacy Aircraft", Defense Technical Information Center, 2003.
- [I.8] J. Beretta, "Les Systèmes Électroniques Embarqués un enjeu majeur pour l'automobile", PSA Peugeot Citroën, 2005.
- [I.9] F. Osswald and O. Butscher, "Caractérisation des câbles coaxiaux", PROJET DDP, 2000.
- [I.10] C. Buccella, M. Feliziani, F. Maradei, and G. Manzi, "Prediction of voltage and current propagation in twisted wire pairs (twps) by a circuit model", IEEE International Symposium on EMC, Chicago, 2005.
- [I.11] F. Auzanneau, "Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes", Techniques de l'ingénieur, 2010.
- [I.12] L. Crittenden, G. Slenski, "Managing Electrical Connections Systems and Wire Integrity on Legacy Aerospace Vehicles", FAA PI/Engineer Workshop 2001.
- [I.13] Y. Mecheris, L. Boukezzi, A. Boubakeur and M. Lallouani, "Dielectric and mechanical behavior of cross-linked polyethylene under thermal", IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2000.
- [I.14] F. Loete, Q. Zhang, and M. Sorine, "Inverse Scattering Experiments for Electric Cable Soft Fault Diagnosis and Connector Location", In PIERS Proceedings, pp. 1932–1936, Kuala Lumpur, Malaisie, 2012.
- [I.15] L. Crittenden and G. Slenski, "Managing Electrical Connections Systems and

- Wire Integrity on Legacy Aerospace Vehicles”, FAA PI/Engineer Workshop 2001.
- [I.16] J. Schonfeld, O. Greulich, A. Patterson-Hine, L. Lee, J. Cockrell, and L. Hofland, “Wire integrity research (wire) research stud”, Technical report, Design for Safety Initiative, 2000.
- [I.17] Y. C. Chung, A. Nirmal, and C. Furse, “Capacitance and inductance sensor circuits for detecting the lengths of open- and short-circuited wires”, IEEE Transaction Instrument and Measurements, Vol. 58, pp. 2495–2502, 2009.
- [I.18] H. M. L. Ryan and Institution of Electrical Engineers, “High Voltage Engineering and Testing”, IEE Monographs. Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [I.19] C. R. Sharma, C. Furse, and R. R. Harrison, “Low-power stdr cmos sensor for locating faults in aging aircraft wiring”, Sensors Journal, IEEE, Vol.7, N.1, pp.43–50, Jan 2007.
- [I.20] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F Auzanneau, and M Lambert, “Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry”, Magnetics, IEEE Transactions on, Vol.46, N.8, pp.2998–3001, 2010.
- [I.21] M. K. Smail, T. Hacib, and L. Pichon, “Detection and location of defects in wiring networks using time domain reflectometry and neural networks”, Field Computation (CEFC), Vol.5, pp.1502–1505, 2011.
- [I.22] L.A. Griffiths, R. Parakh, C. Furse, and B. Baker, “The invisible fray : a critical analysis of the use of reflectometry for fray location”, Sensors Journal, IEEE, Vol.6, N.3, pp. 697–706, 2006.
- [I.23] K. Jones and al, “Adaptive method and apparatus for transmission line analysis”, U. S. Patent, mar 2002.
- [I.24] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther, “Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location”, Sensors Journal, IEEE, Vol. 5, N.6, pp.1469–1478, 2005.
- [I.25] Adrien Lelong, “Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes”, Thèse de doctorat électronique Lille 1, 2010.
- [I.26] F. Wu, Jean-Louis Thomas, and M. Fink, “Time reversal of ultrasonic fields. Experimental results”, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, Vol.39, N.5, pp.567–578, 1992.

- [I.27] Peijung Tsai, Chet Lo, You Chung Chung, and Cynthia Furse, “Mixed-signal reflectometer for location of faults on aging wiring”, *IEEE Sensors Journal*, Vol.5, N.2, pp.1479–1482, 2005.
- [I.28] Y. C. Chung, C. Furse, and J. Pruitt, “Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating faults in an f-18 flight control harness”, *EMC, IEEE Transactions on*, Vol.47, N.2, pp.327–334, 2005.
- [I.29] N. Kamdor and C. Furse, “An inexpensive distance measuring system for location of robotic vehicles”, In *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol 3, pp.1498–1501, 1999.
- [I.30] C. Buccella, M. Feliziani, and G. Manzi, “Identification and localization of defects in shielded cables by a numerical/experimental procedure”, *IEEE International Symposium on EMC*, volume 1, pp. 213–218 vol.1, 2003.
- [I.31] A. Laib, M. Melit, B. Nekhoul, K. Kerroum and K. E. Drissi, “A new hybrid approach using time-domain reflectometry combined with wavelet and neural network for fault identification in wiring network”, *8th International Conference on Modeling, Identification and Control*, Algeria, pp. 290-295, 2016.
- [I.32] Y. J. Shin, E. J. Powers, T. S. Choe, C. Y. Hong, E. S. Song, J. G. Yook, and J. B. Park, “Application of time-frequency domain reflectometry for detection and localization of a fault on a coaxial cable”, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol.54, N.6, pp.2493–2500, 2005.
- [I.33] J. Wang, P. E. C Stone, Y. J. Shin, and R. A. Dougal, “Application of joint time-frequency domain reflectometry for electric power cable diagnostics”, *Signal Processing, IET*, Vol.4, pp.395–405, 2010.
- [I.34] M. Fink, “Time reversal of ultrasonic fields. Basic principles”, *IEEE Transactions on Ultrasonic’s, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol.39, N.5, pp. 555–566, 1992.
- [I.35] L. El Sahmarany, L. Berry, K. Kerroum, F. Auzanneau, and P. Bonnet, “Time-reversal for wiring diagnosis”, *Electronics Letters*, Vol.48, N.21, pp.1343–1344, 2012.

Chapitre II

Modélisation de la Propagation des Signaux Transitoires dans un Réseau de Câbles en Présence de Défauts

I. Introduction

Avant d'aborder les nouvelles techniques utilisées dans le diagnostic des défauts, il est nécessaire de comprendre comment se propage une onde électrique dans un réseau à topologie complexe. Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, dans un réseau de câblage électrique nous rencontrons des conducteurs simples, des câbles simples, des paires torsadées, des câbles multiconducteurs, etc. Ce chapitre nous le consacrons à la modélisation de la propagation des signaux dans les réseaux à topologie complexe (réseaux de transport d'énergie, réseaux embarqués,...).

Depuis le début des études en matière de modélisation électromagnétique, deux approches se sont distinguées pour décrire le comportement d'un système: l'analyse fréquentielle et l'analyse temporelle. Cependant, elles présentent des dispositions différentes quant à leur mise en œuvre. Nous entamons ce deuxième chapitre par un bref exposé sur l'utilisation de la théorie des lignes pour la modélisation du comportement fréquentiel et transitoire du réseau électrique, puis nous présentons le formalisme topologique pour l'analyse des réseaux de lignes ou de câbles dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel que nous adaptons pour le cas d'un réseau électrique complexe. Nous utiliserons successivement la représentation par matrice $[\emptyset]$, puis la méthode numérique dite FDTD pour atteindre cet objectif.

Ensuite, nous détaillons la modélisation d'un réseau électrique affecté par des défauts (franc ou non franc) à différentes architectures, nous étudions plusieurs configurations de câblage et nous comparons les résultats issus de notre modélisation avec des résultats publiés.

II. Résolutions des problèmes directs

Les méthodes de réflectométrie permettent de tester les réseaux filaires en injectant une onde électrique. Ce test est fait en examinant les données d'observation issues soit de la mesure, soit d'un modèle analytique ou numérique. L'obtention des données d'observation dépendant de l'état des câbles et de la configuration des réseaux considérés est communément appelée le problème direct (*forward problem en anglais*). Cependant, dans la plupart des applications, ce qui intéresse un ingénieur ou un scientifique est d'inspecter l'état du câble. Les données d'observation doivent permettre de remonter aux paramètres physiques de ces câbles. Le moyen d'obtention des paramètres électriques des

câbles ou la structure des réseaux à partir des données d'observation est appelée problème inverse (inverse problem *en anglais*).

II.1. Problème direct

Pour certaines configurations simples, on peut établir une formulation analytique du problème étudié. Cette solution analytique donne la relation entre le coefficient de réflexion et la tension à l'entrée et les paramètres physiques et géométriques de la ligne à étudier. Par ailleurs, pour des structures complexes, une solution analytique est rarement triviale voire impossible. La solution est le recours à une modélisation numérique. L'avantage de cette solution est qu'elle permet d'étudier n'importe quel problème électromagnétique et ceci quelle que soit sa complexité. Le modèle numérique représente généralement assez bien la structure réelle ; un inconvénient de cette méthode est qu'elle peut être très coûteuse en temps de calcul notamment si la géométrie implique des rapports de dimensions élevés.

II.2. Généralisation aux réseaux filaires

Dans les environnements réels comme l'aéronautique ou l'automobile, le réseau filaire interconnecte plusieurs dizaines voire plusieurs centaines de systèmes électriques entre eux. Ces réseaux filaires sont constitués d'un ensemble de câbles, en général de même type, interconnectés entre eux suivant des normes de topologie bien définies (figure II.1). Il existe plusieurs topologies : en bus, en étoile (ou étendue), maillée, en anneau, hiérarchique, ... etc.

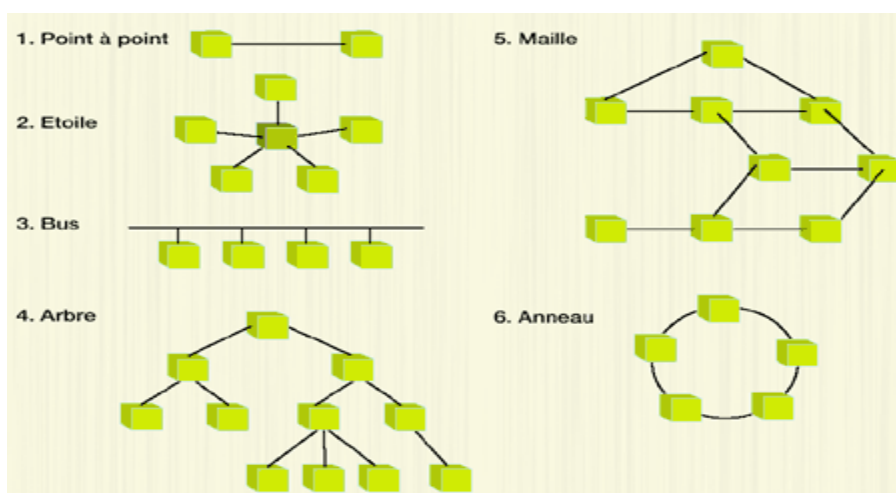


Figure II.1. Topologies des réseaux filaires embarqués.

III. Quelques notions sur la propagation sur une ligne

La théorie des lignes de transmission permet l'étude des phénomènes de propagation le long d'un support d'information. Cette méthode est basée sur la résolution de deux équations différentielles, les équations des télégraphistes, liant la tension et le courant en une position sur le conducteur.

III.1. Solution des équations des lignes de transmission

Rappelons qu'en fréquentiel les équations des lignes s'écrivent comme suit pour une ligne de transmission :

$$\frac{\partial[V(x, \omega)]}{\partial x} + [Z][I(x, \omega)] = [0] \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{\partial[I(x, \omega)]}{\partial x} + [Y][V(x, \omega)] = [0] \quad (\text{II.2})$$

A partir des équations des lignes (II.1) et (II.2) on peut définir les équations de propagation [II.1]:

$$\frac{\partial^2[V(x, \omega)]}{\partial x^2} = [Z][Y][V(x, \omega)] \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{\partial^2[I(x, \omega)]}{\partial x^2} = [Y][Z][I(x, \omega)] \quad (\text{II.4})$$

[Z] : Matrice d'impédance longitudinale ;

[Y] : Matrice d'admittance transversale

Avec :

$$[Z] = [R] + j \omega [L]$$

$$[Y] = [G] + j \omega [C]$$

Où :

[R] est la matrice résistance linéique, [G] est la matrice conductance linéique, [L] est la matrice inductance linéique et [C] est la matrice capacité linéique.

Pour une ligne de transmission bifilaire, les matrices des paramètres linéiques précédentes deviendront scalaires et les équations (II.3) et (II.4) s'écrivent comme suit :

$$\frac{\partial^2 V(x, \omega)}{\partial x^2} = ZYV(x, \omega) \quad (\text{II.3.a})$$

$$\frac{\partial^2 I(x, \omega)}{\partial x^2} = YZI(x, \omega) \quad (\text{II.4.a})$$

La solution de ces équations différentielles (II.3.a) et (II.4.a) est :

$$V(x) = V^- e^{+\gamma x} + V^+ e^{-\gamma x} \quad (\text{II.5})$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{+\gamma x} = \frac{1}{Z_c} (V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{+\gamma x}) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

V^+, V^-, I^+ et I^- : Constantes d'intégration.

$Z_c = \sqrt{Z/Y}$: Impédance caractéristique.

$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta$: Fonction de propagation de l'onde.

α : Affaiblissement linéique.

β : Retard de phase linéique.

La tension et le courant le long de la ligne de transmission peuvent être exprimés facilement en fonction de leurs valeurs à l'entrée via la matrice de chaîne $[\emptyset]$ aussi connu sous le nom de matrice ABCD [II.1].

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = [\emptyset(x - x_0)] \cdot \begin{bmatrix} V(x_0) \\ I(x_0) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Où la matrice $[\emptyset(x - x_0)]$ est une matrice de transition d'état et x est un point arbitraire fixé le long de la ligne avec $x \geq x_0$ qui s'exprime sous la forme fractionnée pour une ligne bifilaire comme suit :

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \emptyset_{11}(x - x_0) & \emptyset_{12}(x - x_0) \\ \emptyset_{21}(x - x_0) & \emptyset_{22}(x - x_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(x_0) \\ I(x_0) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

L'écriture du système (II.7) aux deux extrémités ($x = l$ et $x_0 = 0$) de la ligne de longueur l donne la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \emptyset_{11}(l) & \emptyset_{12}(l) \\ \emptyset_{21}(l) & \emptyset_{22}(l) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Où:

$$[\emptyset] = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & -Z_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

III.2. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine fréquentiel

La représentation quadripolaire dans le domaine fréquentiel d'une ligne multifilaire dont i et j sont respectivement les nœuds d'extrémités pour $x = 0$ et $x = l$ est illustrée sur la figure II.2:

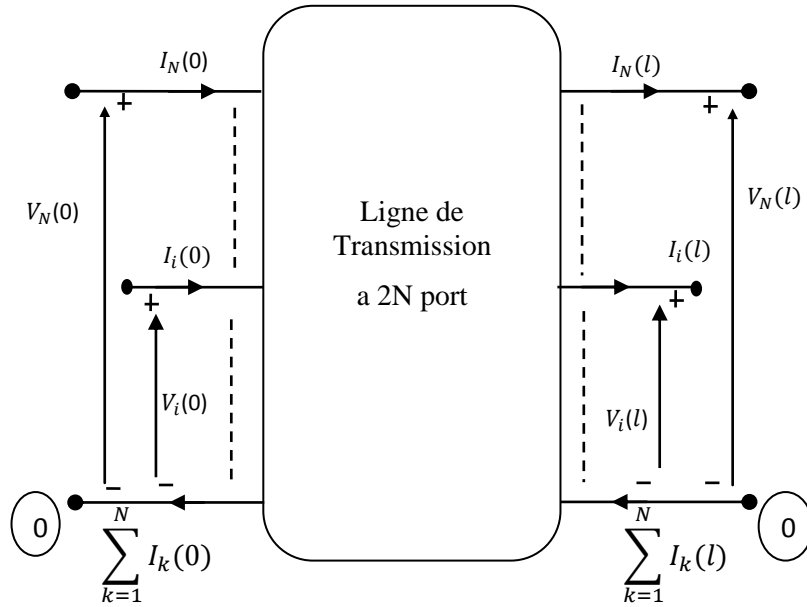


Figure II.2. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine fréquentiel.

Dont l'écriture matricielle est comme suit :

$$[1_{2N}] \begin{bmatrix} [V(l)] \\ [I(l)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\phi_{11}(l)] & [\phi_{12}(l)] \\ [\phi_{21}(l)] & [\phi_{22}(l)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [V(0)] \\ [I(0)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les éléments constituant la matrice $[\phi]$ ($[\phi_{11}]$, $[\phi_{12}]$, $[\phi_{21}]$ et $[\phi_{22}]$) sont exprimés en termes de l'impédance $[Z]$ et de l'admittance $[Y]$. Le calcul de $[Z]$ et $[Y]$ passe par le calcul des matrices des paramètres linéiques $[R]$, $[L]$, $[C]$ et $[G]$.

IV. Modélisation de la réponse fréquentielle d'un réseau électrique par matrice $[\phi]$

Pour déduire la répartition des courants et des tensions dans un réseau électrique, nous utilisons le formalisme topologique qui consiste en la résolution d'un ensemble d'équations de propagations (pour l'ensemble des branches constituant le réseau électrique) en tenant compte des relations électriques aux extrémités de chaque branche. De manière très schématique pour un réseau électrique à n nœuds nous devons construire un système d'équations linéaires ayant la forme suivante [III.3]-[III.4] :

$$[A][X] = [B] \quad (\text{II.12})$$

Que nous détaillons sur la figure II.3 :

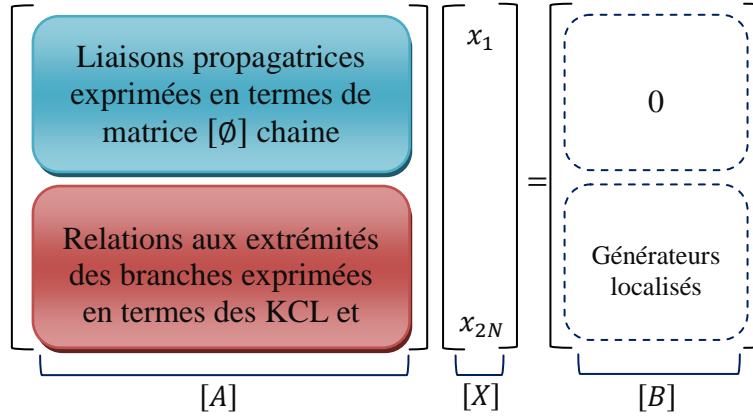


Figure II.3. Forme générale du système matriciel.

Cette représentation met en évidence une matrice topologique $[A]$ composée de deux sous matrices tel que (II.13) :

$$[A] = \begin{bmatrix} [A_1] \\ [A_2] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$[A_1]$: sous matrice déduite de la représentation par matrice $[\emptyset]$ des branches ;

$[A_2]$: sous matrice déduite des lois de Kirchhoff (*KCL* et *KVL*) aux extrémités des branches (réseau d'extrémité et d'interconnexion) ;

$[X]$: vecteur inconnu, contient les courants et les tensions nodales sur l'ensemble des nœuds du réseau (extrémités des différentes branches).

$[B]$: vecteur excitation.

IV.1. Construction de la sous matrice $[A_1]$

La sous matrice $[A_1]$ représente la propagation sur toute les branches constituant le graphe (réseau électrique). Chaque branche est impliquée dans l'assemblage de la sous matrice $[A_1]$. Par exemple, en s'appuyant sur l'écriture matricielle (II.11), la contribution de la ligne en figure II.2 avec ses nœuds d'extrémités (0 et l notés respectivement i et j) dans la sous matrice $[A_1]$ sera comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dots & \dots & & & \dots & & & & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & & & \vdots & & & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & -[\emptyset_{11}] & -[\emptyset_{12}] & [1_{2N}] & & [0] & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & -[\emptyset_{21}] & -[\emptyset_{22}] & [0] & & [1_{2N}] & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & & \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & \dots & & & \dots & & & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vdots \\ [V_l^i] \\ [I_l^i] \\ [V_l^j] \\ [I_l^j] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

IV.2. Construction de la sous matrice $[A_2]$

La sous matrice $[A_2]$, correspond aux relations électriques (courants-tensions) en tous les nœuds du réseau (d'extrémités et d'interconnexions). Cette sous matrice est obtenue en utilisant les lois de Kirchhoff (*KCL* et *KVL*) à chaque nœud j du réseau considéré [II.1] :

$$\sum_{q \in \alpha(j)} ([Y_q^j][V_q^j] + [Z_q^j][I_q^j]) = [P^j] \quad (\text{II.15})$$

Où: $\alpha(j)$ désigne l'ensemble des branches connectées au nœud j .

Avec :

- $[Y_q^j]$ matrice résultante de l'application des lois de Kirchhoff (*KVL* et *KCL*) dans le réseau j^{ieme} , qui peuvent contenir les valeurs : 0, 1, -1 ou des admittances suivant la topologie du graphe;
- $[Z_q^j]$ matrice résultante de l'application des lois de Kirchhoff (*KVL* et *KCL*) dans le réseau j^{ieme} , qui peuvent contenir les valeurs : 0, 1, -1 ou des impédances suivant la topologie du graphe.
- $[P^j]$ vecteur contenant les sources localisées de tensions ou de courants.

IV.3. Le vecteur $[B]$

Le vecteur $[B]$ est composé de deux sous vecteurs $[B_1]$ et $[B_2]$, tel que :

$$[B] = \begin{bmatrix} [B_1] \\ [B_2] \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Notons que dans l'étude présente, le sous vecteur $[B_1] = [0]$ en l'absence de toute sorte d'excitation extérieur (agressions électromagnétiques), alors que $[B_2]$ contient les sources équivalentes de Thévenin et/ou de Norton (réseaux localisés) en un ou plusieurs nœuds.

$$[B_2] = \begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ [P^j] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

IV.4. Le vecteur des inconnues [X]

Le vecteur [X] contient les courants et les tensions nodales (aux extrémités de chaque branche). Par exemple la contribution d'une ligne multifilaire est écrite comme suit :

$$[X] = [\dots \quad [V_l^i] \quad [I_l^i] \quad [V_l^j] \quad [I_l^j] \quad \dots]^t \quad (\text{II.18})$$

V. Modélisation de la réponse temporelle d'un réseau électrique par FDTD

La modélisation directement en temporelle sera analogue à celle décrite en fréquentiel ; nous gardons le même objectif qui est celui de générer un système d'équations $[A][X]=[B]$ en utilisant la FDTD. Dans ce qui va suivre, nous allons détailler les différentes étapes qui nous conduisent vers ce système d'équations.

V.1. Equations des lignes en temporel

En faisant le passage fréquence-temps par la transformée de Fourier inverse, le système d'équation (II.1)-(II.2) devient sous forme matricielle comme suit :

$$\frac{\partial [i(x, t)]}{\partial x} + \int_{-\infty}^{\infty} [Y(t - \tau)] [v(\tau)] d\tau = [0] \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{\partial [v(x, t)]}{\partial x} + \int_{-\infty}^{\infty} [Z(t - \tau)] [i(\tau)] d\tau = [0] \quad (\text{II.20})$$

Dans le cas d'une analyse sans prise en compte de la variation des paramètres linéiques avec la fréquence ce système d'équations devient comme suit :

$$\frac{\partial [v(x, t)]}{\partial x} + [R][i(x, t)] + [L] \frac{\partial [i(x, t)]}{\partial t} = [0] \quad (\text{II.21})$$

$$\frac{\partial [i(x, t)]}{\partial x} + [G][v(x, t)] + [C] \frac{\partial [v(x, t)]}{\partial t} = [0] \quad (\text{II.22})$$

Où $[v(x, t)]$ et $[i(x, t)]$ sont respectivement la tension et le courant distribués et inconnus le long de la ligne.

La matrice résistance linéique [R], matrice conductance linéique [G], matrice inductance linéique [L] et matrice capacité linéique [C] seront définies par la suite. Afin trouver une relation dans le domaine temporel entre les courants et les tensions aux extrémités de la ligne par une représentation analogue a celle du domaine fréquentiel par la matrice $[\emptyset]$ nous précéons a la discrétisation des équations des lignes (II.21)-(II.22) par la méthode numérique dite FDTD [II.1]-[II.2].

V.2. Discrétisation par FDTD des équations des lignes à constantes réparties

V.2.1. Echantillonnage spatial

Le schéma en figure II.4 illustre l'application de la méthode des différences finies à points centrés (FDTD) ; chaque conducteur est subdivisé alternativement en des nœuds de courant et de tension. Deux nœuds consécutifs d'un même type sont séparés par un intervalle Δx , les deux extrémités de conducteur sont définies comme des nœuds de tension comme illustré sur la figure II.4 :



Figure II.4. Découpage de la branche.

Pour une écriture discrète des équations des lignes, il est nécessaire de définir un pas temporel Δt et un pas spatial Δx .

V.2.2. Echantillonnage spatio-temporel

Comme dans l'espace, le courant et la tension sont décalés d'un demi-pas temporel. Plus précisément, les échantillons de courant sont en retard de $\Delta t/2$ sur la tension. La figure II.5 illustre l'entrelacement des tensions et des courants dans l'espace et dans le temps.

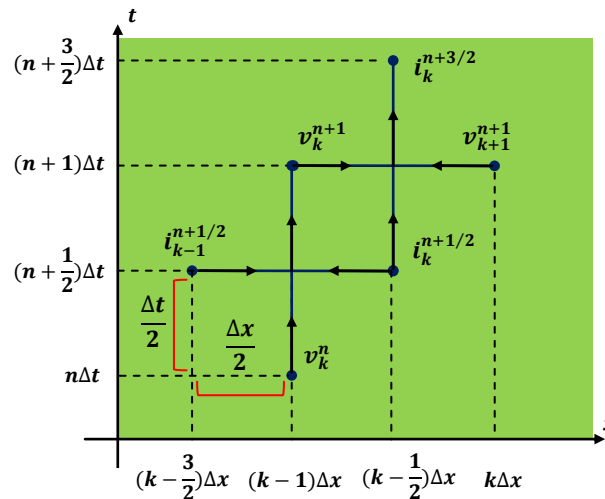


Figure II.5. Entrelacement spatial et temporel.

V.2.3. Condition de stabilité

La stabilité de la solution est toujours affectée si la condition suivante n'est pas remplie :

$$v_p \leq \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (\text{II.23})$$

où :

v_p : vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

Une démonstration présentée dans [II.1] prouve que si l'on a $v_p = \Delta x / \Delta t$, la méthode des différences finies à points centrés donne la solution avec le minimum d'erreur.

V.2.4. Discrétisation des équations des lignes par FDTD

▪ Mise en équations

Les échantillonnages spatial et temporel définis plus haut conduisent à considérer les grandeurs suivantes :

- La tension sous forme discrète aux nœuds de tension et aux instants $n\Delta t$:

$$[v_k^n] \equiv [v[(k-1)\Delta x, n\Delta t]] \quad (\text{II.24})$$

- Le courant, sous forme discrète aux nœuds de courant et aux instants $n\Delta t$:

$$[i_k^n] \equiv [i[(k-1/2)\Delta x, (n+1/2)\Delta t]] \quad (\text{II.25})$$

avec :

$$l \equiv k_{max}\Delta x \quad (\text{II.26})$$

$$t_{max} \equiv n_{max}\Delta t \quad (\text{II.27})$$

En exprimant par FDTD les dérivées spatiales et temporelles, les systèmes d'équations (II.21) et (II.22) deviennent :

$$\frac{[v_{k+1}^n] - [v_k^n]}{\Delta x} + [L] \frac{[i_k^{n+1/2}] - [i_k^{n-1/2}]}{\Delta t} + [R] \frac{[i_k^{n+1/2}] + [i_k^{n-1/2}]}{2} = [0] \quad (\text{II.28})$$

$$\frac{[i_k^{n-1/2}] - [i_{k-1}^{n-1/2}]}{\Delta x} + [C] \frac{[v_k^n] - [v_k^{n-1}]}{\Delta t} + [G] \frac{[v_k^n] + [v_k^{n-1}]}{2} = [0] \quad (\text{II.29})$$

Nous pouvons alors déduire les équations de récurrences suivantes pour une branche:

- $k = 1, \dots, k_{max}$

$$[i_k^{n+1/2}] = \left([L] \frac{\Delta x}{\Delta t} + [R] \frac{\Delta x}{2} \right)^{-1} \left[\left([L] \frac{\Delta x}{\Delta t} - [R] \frac{\Delta x}{2} \right) ([i_k^{n-1/2}]) - ([v_{k+1}^n] - [v_k^n]) \right] \quad (\text{II.30})$$

- $k = 2, \dots, k_{max}$

$$[v_k^n] = \left([C] \frac{\Delta x}{\Delta t} + [G] \frac{\Delta x}{2} \right)^{-1} \left[\left([C] \frac{\Delta x}{\Delta t} - [G] \frac{\Delta x}{2} \right) [v_k^{n-1}] - \left([i_k^{n-1/2}] - [i_{k-1}^{n-1/2}] \right) \right] \quad (\text{II.31})$$

En imposant les conditions aux extrémités, les équations de récurrences (II.30) et (II.31) nous permettent de calculer la distribution des courants et des tensions le long de la ligne de transmission.

V.3. Représentation quadripolaire d'une ligne dans le domaine temporel

Comme nous l'avons vu sur la figure II.6, lors de la discrétisation des équations des lignes par FDTD, les nœuds courants et tensions ne co-existent ni dans le temps ni dans l'espace. Afin de déduire les équations nodales en courant ($[i_0^{n+1}], [i_{k_{max}+1}^{n+1}]$) et en tension ($[v_0^{n+1}], [v_{k_{max}+1}^{n+1}]$) au même instant, deux nœuds fictifs sont générés ; ces nœuds fictifs sont obtenus en remplaçant Δx par $\Delta x/2$ à l'instant $t = n\Delta t$ respectivement pour $k = 1$ et $k = k_{max}+1$ dans (II.27) et notant :

$$[v_1^n] = [v(0)]^n \text{ et } [i_0^{n-1/2}] = [i(0)]^{n-1/2} \text{ pour } x = 0$$

$$[v_{k_{max}+1}^n] = [v(l)]^n \text{ et } [i_{k_{max}+1}^{n-1/2}] = [i(l)]^{n-1/2} \text{ pour } x = l$$

En considérant la moyenne temporelle suivante :

$$[i(0)]^{n-1/2} = \frac{[i(0)]^n + [i(0)]^{n-1}}{2} \quad (\text{II.32})$$

$$[i(l)]^{n-1/2} = \frac{[i(l)]^n + [i(l)]^{n-1}}{2} \quad (\text{II.33})$$

L'équation nodale en tension pour la première extrémité de la branche ($k = 0$) devient :

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} \right) ([v(0)]^n) - \frac{[i(0)]^n}{\Delta x} = \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(0)]^{n-1} - \frac{[i_1^{n-1/2}]}{\Delta x/2} + \frac{[i(0)]^{n-1}}{\Delta x} \quad (\text{II.34})$$

Et pour la deuxième extrémité ($k = l$), nous avons :

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} \right) [v(l)]^n + \frac{[i(l)]^n}{\Delta x} = \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(l)]^{n-1} + \frac{[i_{k_{max}}^{n-1/2}]}{\Delta x/2} - \frac{[i(l)]^{n-1}}{\Delta x} \quad (\text{II.35})$$

A partir des deux équations (II.34) et (II.35), nous pouvons déduire une écriture quadripolaire d'un tronçon de ligne (branche) dans le domaine temporel, qui sera comme suit [II.4] :

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} & -\frac{[1_{2N}]}{\Delta x} & [0] & [0] \\ [0] & [0] & \frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} & \frac{[1_{2N}]}{\Delta x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [v^n(0)] \\ [i^n(0)] \\ [v^n(l)] \\ [i^n(l)] \end{bmatrix} \\
 & = \begin{bmatrix} \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(0)]^{n-1} - \frac{[i_1^{n-1/2}]}{\Delta x/2} + \frac{[i(0)]^{n-1}}{\Delta x} \\ \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(l)]^{n-1} + \frac{[i_{kmax}^{n-1/2}]}{\Delta x/2} - \frac{[i(l)]^{n-1}}{\Delta x} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.36}$$

V.4. Construction du système $[A] [X] = [B]$

V.4.1. Construction de la sous matrice $[A_1]$

La sous matrice $[A_1]$ pour un réseau multi-branches (figure II.6) est obtenue à partir de l'écriture quadripolaire des lignes ou des câbles constituant le réseau.

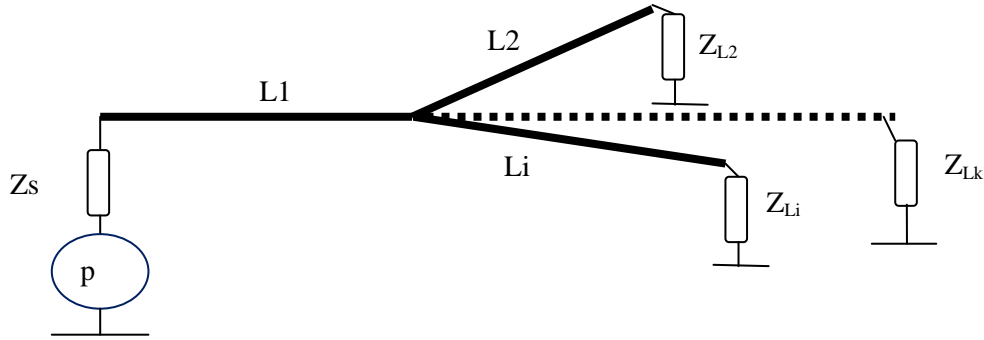


Figure II.6. Configuration d'un réseau multi-branches.

Pour chaque ligne (câble) (figure II.6), la contribution de la $i^{\text{ème}}$ ligne dans la sous matrice $[A_1]$ et ainsi définie :

$$[A1] = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & [ALi] & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \tag{II.37}$$

Où :

$[ALi]$: définie pour chaque ligne de transmission par :

$$[ALi] = \begin{bmatrix} \frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} & -\frac{[1_{2N}]}{\Delta x} & [0] & [0] \\ [0] & [0] & \frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2} & \frac{[1_{2N}]}{\Delta x} \end{bmatrix} \tag{II.38}$$

V.4.2. 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 en tension (KCL et KVL) à chaque nœud m du réseau [II.3].

$$\sum_{k=1}^N \left([Y_k^m] [v_k^m] + [Z_k^m] [i_k^m] \right) = [P^m] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$[Z_k^m]$ 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 ;

$[P^m]$ Le vecteur contenant les sources de courant ou de tension.

V.4.3. Construction du vecteur $[B]$

Ce vecteur est composé de deux sous vecteurs $[B_1]$ et $[B_2]$:

$$[B] = \begin{bmatrix} [B_1] \\ [B_2] \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Le sous vecteur $[B_1]$ est déduit à partir de l'équation (II.36) pour chaque ligne (câble) du réseau; il prend en compte le second membre de cette équation. Pour la $i^{\text{ème}}$ ligne à l'instant $n\Delta t$, nous avons sa contribution au sous vecteur $[B_1]$ à l'instant $t = n.\Delta t$ comme suit :

- Pour un réseau de lignes :

$$[B1] = \begin{bmatrix} \vdots \\ [BLi] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Où :

$[BLi]$: définie pour le cas d'une branche l de nœuds extrémités i et j par :

$$[BLi] = \begin{bmatrix} \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(0)]^{n-1} - \frac{[i_1^{n-1/2}]}{\Delta x/2} + \frac{[i(0)]^{n-1}}{\Delta x} \\ \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2} \right) [v(l)]^{n-1} + \frac{[i_{kmax}^{n-1/2}]}{\Delta x/2} - \frac{[i(l)]^{n-1}}{\Delta x} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

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

$$[B2] = \begin{bmatrix} \vdots \\ [P^m] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

V.4.4. 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 $i^{\text{ème}}$ ligne à l'instant $n\Delta t$, en reprenant l'équation (II.36) qui donne l'écriture quadripolaire de la ligne, nous avons sa contribution dans le vecteur $[X]$ qui sera comme suit:

$$[X] = [\dots \dots [X_{Li}] \dots \dots]^T \quad (\text{II.44})$$

Où :

$[X_{Li}]$: définie pour chaque ligne de transmission par :

$$[X_{Li}] = [[v_i^n(0)] [i_i^n(0)] [v_i^n(l)] [i_i^n(l)]] \quad (\text{II.45})$$

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 électrique 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.

VI. Validations de nos développements et Applications

Lors d'une précédente thèse [II.3] consacrée à l'analyse des défauts et réalisée au sein de l'équipe CEM de l'université de Jijel, des applications portant sur les réseaux de lignes aériennes et des câbles de transport d'énergie ont été produits ; dans ce travail [II.3] le diagnostic des défauts est fondé sur l'analyse par ondelettes des signaux.

Dans notre travail, afin d'élargir le champ d'application du formalisme topologique et du diagnostic des défauts, nous nous intéressons plus particulièrement aux réseaux embarqués ce choix est aussi motivé par la disponibilité de quelques résultats de mesures fournis par [II.5].

VI.1. Modélisation des défauts francs

Nous examinons deux type de défauts francs; court-circuit et circuit-ouvert :

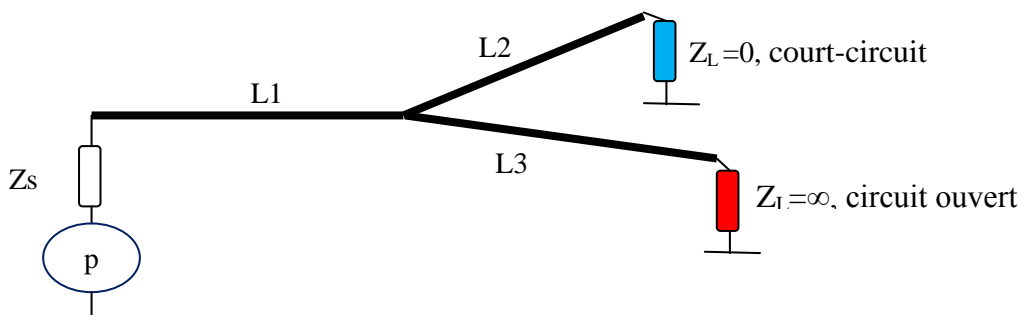


Figure II.7. Défaut franc dans le réseau électrique.

Court-circuit : dans notre travail, un court-circuit est tout simplement une connexion à faible résistance entre les deux conducteurs fournissant l'énergie électrique (figure II.7). Cette situation se produit lorsque $Z_L=0$. La condition est: $V=0$.

Circuit-ouvert : en circuit ouvert (figure II.8), nous considérons la charge $Z_L = \infty$, la condition à la limite devient : $I = 0$.

Réseau adaptée : nous considérons l'adaptation d'impédance aux extrémités du réseau (impédance d'entrée ou l'impédance de sortie). Dans ce cas, $Z = Z_c$.

VI.2. Description du dispositif expérimental

Nous décrivons dans cette section les moyens expérimentaux misent en œuvre par [II.6] permettant de valider notre modèle direct. Le banc de mesures dispose essentiellement de câbles blindés (sans pertes) d'impédance caractéristique de 50Ω et de longueurs différentes, de connecteurs pour les court-circuit, circuit ouverts et charges adaptées (50Ω) et d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) pour la réalisation des mesures des réflectogrammes. L'impédance d'entrée de l'analyseur est 50Ω . L'ensemble est commandé par un PC et par le logiciel Lab View.



Figure II.8. Schéma de dispositif de mesure.

VI.3. Cas d'un réseau Y affecté par un défaut franc

Afin d'étudier la propagation le long d'un réseau de transmission simple, le câble coaxial RG58 (figure II.9) est considéré. Pour cette application, nous excitions notre dispositif par une source de tension définie mathématiquement comme suit :

$$e(t) = \begin{cases} 0.5(1 - \cos(2\pi Ft)) & 0 < t < \frac{1}{F} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Les paramètres linéiques L , C , R et G peuvent être calculés en utilisant les expressions données par [II.7].

Où:

A , R_i et R_0 : le rayon de l'âme, les rayons interne et externe de blindage ;

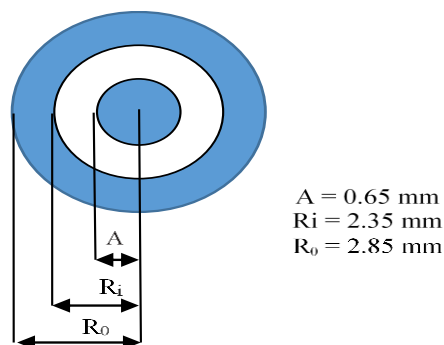


Figure II.9. Section transversale du câble utilisé.

Nous considérons une configuration simple d'un réseau en Y (figure II.10). Nous étudions ce dernier dont les dimensions sont les suivantes : $L1 = 1 \text{ m}$, $L2 = 4 \text{ m}$, et $L3 = 1 \text{ m}$. Ces trois tronçons de ligne $L1$, $L2$ et $L3$ formant une jonction J.



Figure II.10. Réseau Y expérimental.

1. Cas d'un réseau sain (extrémités ouvertes)

La figure II.11 représente la confrontation de nos résultats de calcul utilisant le formalisme topologique ($[A] [X] = [B]$) à ceux mesurés [II.5].

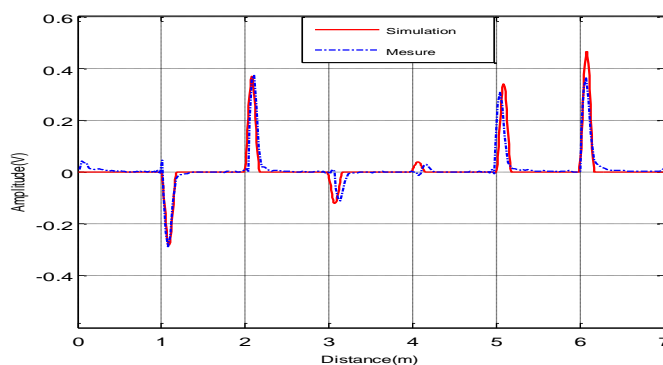


Figure II.11. Réflectogramme correspondant à un réseau Y sans défaut.

Nous notons une bonne concordance entre les deux résultats, cependant, la différence infime entre les mesures et nos simulations est due à notre avis de l'effet de la variation des paramètres linéiques avec la fréquence. Nos résultats restent satisfaisants et conviennent aux prévisions théoriques concernant en particulier le retard à la propagation et les coefficients de réflexion aux extrémités :

- Le premier pic négatif qui apparaît à 1m sur la figure II.11 correspond à un changement d'impédance au niveau de la jonction J.
- Le deuxième pic positif apparaît à 2 m (figure II.11) correspond à la terminaison du tronçon $L3$, le signe positif est dû à la nature de l'extrémité qui est ouverte ($ZL=\infty$).
- Nous retrouvons aussi, un pic positif à 5m qui correspond à l'extrémité ouverte du tronçon $L2$, D'autres pics se succèdent ou entre les pics suscités sont correspondant à d'autres chemins multiples.

2. Cas d'un réseau affecté (défaut franc)

Dans ce cas le réseau est affecté par un défaut franc (court-circuit) dans la branche $L2$ situé à distance de 3 m de la source. Les figures II.12 et II.13 illustrent la comparaison entre nos résultats de calcul en utilisant le formalisme topologique et ceux mesurés [II.5].

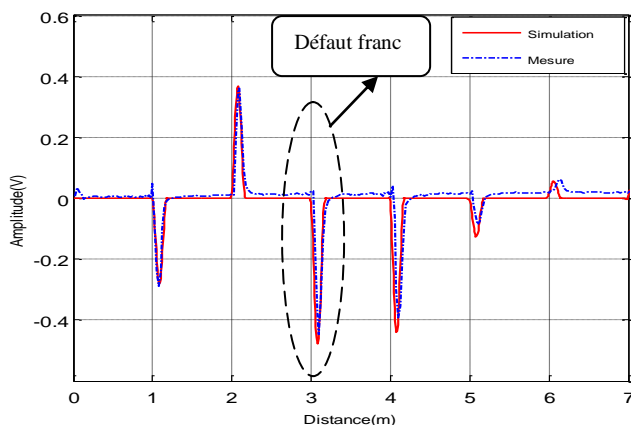


Figure II.12. Réflectogramme correspondant au réseau Y avec défaut franc.

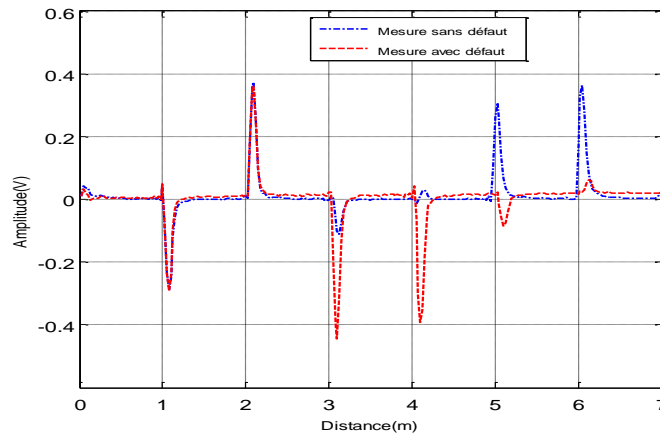


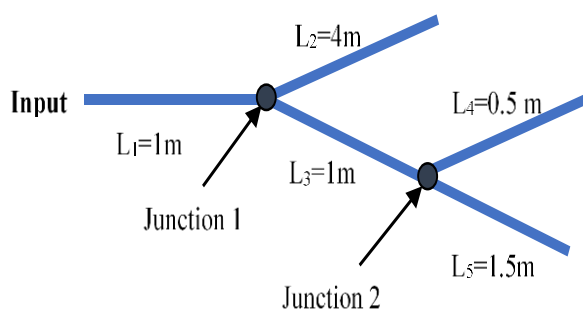
Figure II.13. Réflectogramme mesurées d'un réseau Y sain et avec défaut franc [II.5].

Les figures II.12 et II.13 montrent une bonne concordance entre le résultat fourni par le formalisme $[A] [X] = [B]$ basé sur la théorie des lignes de transmission et celui mesuré en [II.5].

En effet, nous retrouvons le pic correspondant à la jonction **J** ($L_1 = 1\text{m}$) et celui correspondant au tronçon L_3 à 2m ($ZL = \infty$). Nous observons ensuite le pic négatif à 3m qui correspond au défaut franc (court-circuit). Les autres pics se succèdent ensuite correspondant à d'autres chemins multiples dans le réseau.

VI.4. Cas d'un réseau YY affecté par un défaut franc

Le réseau filaire en YY (figure II.14) est composé de cinq tronçons de ligne : $L_1 = 1\text{ m}$, $L_2 = 4\text{ m}$, $L_3 = 1\text{ m}$, $L_4 = 0.5\text{ m}$ et $L_5 = 1.5\text{ m}$, le réseau est affecté par un défaut franc (court-circuit) dans la branche L_2 situé à une distance de 2.4 m de la source.



a. Représentation schématique d'un réseau YY

b. Réseau YY expérimental

Figure II.14. Configuration du réseau YY.

Les figures II.15 et II.16 représentent les réflectogrammes correspondant à un réseau YY sans et avec défaut :

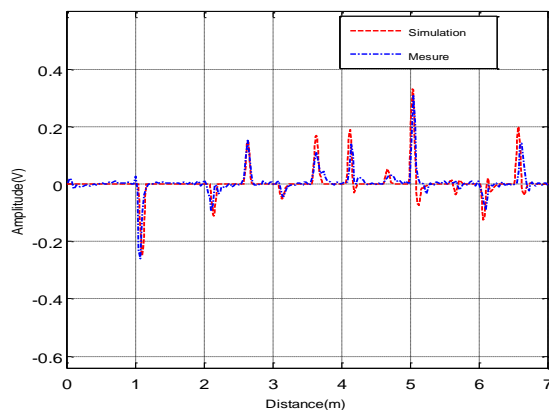


Figure II.15. Réflectogramme correspondant à un réseau YY sans défaut.

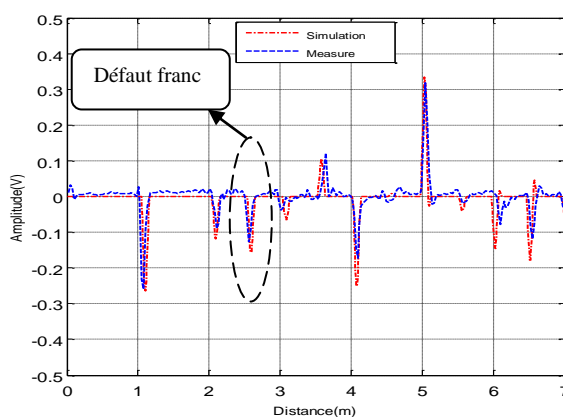


Figure II.16. Réflectogramme d'un réseau YY avec défaut franc [II.5].

Les figures II.15 et II.16 montrent une bonne concordance entre le réflectogramme fourni par formalisme topologique $[A] [X] = [B]$ et celui mesuré par [II.5] dans le cas d'un réseau YY affecté par défaut franc (court-circuit), ceci conforte notre approche utilisée en simulation.

VI.5. Modélisation de défaut non franc

Les défauts de câblage de type changement d'impédance sont généralement causés par le vieillissement, le frottement contre d'autres fils ou structures, ou bien encore par des dégâts provoqués par entretien.

Dans cette application nous proposons d'utiliser un câble bifilaire dont la configuration est donnée en figure II.17.

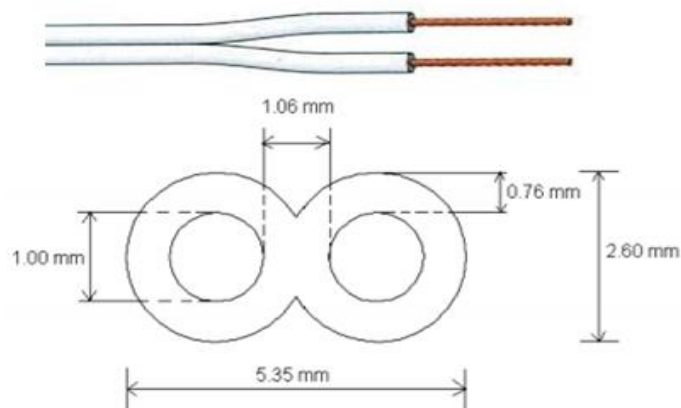


Figure II.17. Forme et coupe transversale d'un câble bifilaire.

Le câble est composé de deux conducteurs entourés par un isolant en PVC avec une permittivité relative de $\epsilon_r = 4$. Les dimensions du câble sont données dans le tableau II.1.

Tableau II.1. Paramètres du câble bifilaire [II.6]

Dimensions du câble	(mm)
Largueur	5.35
Epaisseur	2.60
Diamètre (a)	1.00
Epaisseur de l'isolant sur le bord vertical	0.76
Distance entre les bords conducteurs intérieurs	1.06
Distance entre les deux centres des conducteurs (d)	2.06

Les paramètres de ligne de transmission de ce câble peuvent être calculés analytiquement [II.8] :

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1} \right] = 76 \times 10^{-8} \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right] \quad (\text{II.47})$$

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\ln \left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1} \right]} = 107.55 \times 10^{-12} \left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right] \quad (\text{II.48})$$

μ : la perméabilité magnétique ($\mu = \mu_0\mu_r$, $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$ H/m).

ϵ : la permittivité électrique ($\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$, $\epsilon_0= 8,854\times 10^{-12}$ F/m).

Ce câble est très similaire du point de vue de l'impédance à de nombreux types de câbles dans l'aéronautique [II.9].

Tableau II.2 : Caractéristiques de quelques types de défauts [II.6].

Défauts	Capacité pF/m	Impédance caractéristique (Ω)	Coefficient de reflexion Γ
(a) Sans défauts	64,21	78,63	0
(b) Coupure de 0,45 mm à coté	64,19	78,64	0,000063
(c) Coupure de 0,76 mm à coté	63,88	78,86	0,0015
(d) Coupure de 0,45 mm en haut	64,08	78,70	0,00044
(e) Coupure de 0,76 mm en haut	63,48	79,07	0,0028
(f) Absence de l'isolant	45,34	93,58	0,0868
(g) Coupure de 1,26 mm	63,12	79,45	0,0052
(h) Eau autour du conducteur	249,6	27,14	-0,235
Court circuit			-1
Circuit ouvert			1

Le tableau II.2, dressé par [II.6], montre que pour tous les défauts d'isolation (coupures dans le diélectrique), le changement d'impédance est inférieur à 1%, ce qui donne un coefficient de réflexion très faible et rend la caractérisation des défauts plus difficile.

VI.5.1. Modélisation de défaut non franc dans le réseau électrique

Le défaut non franc est représenté par un tronçon de ligne de transmission de longueur similaire au défaut et de paramètres linéiques $[R_{def}]$, $[G_{def}]$, $[L_{def}]$ et $[C_{def}]$ (figure II.18) :

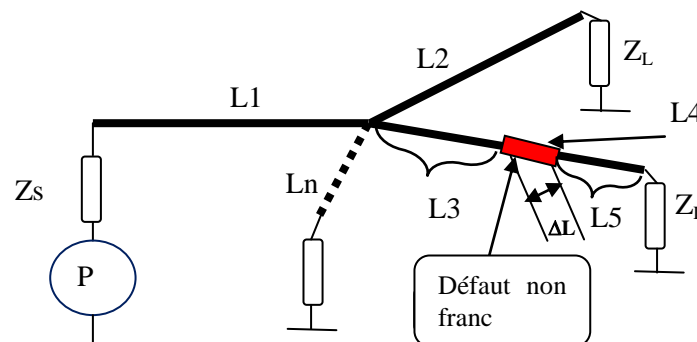


Figure II.18. Réseau avec défaut non franc.

Dans ce cas, la sous matrice $[A_1]$ est définie par:

$$[A1] = \begin{bmatrix} [AL1] & \dots & [0] & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \\ [0] & & [ALdef] & \dots \\ [0] & \dots & [0] & \dots \\ \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \quad (II.49)$$

Où :

[ALdef] : représente la contribution du tronçon L4 qui simule un défaut non franc.

$$[ALdef] = \begin{bmatrix} \frac{[C_{def}]}{\Delta t} + \frac{[G_{def}]}{2} & -\frac{[1_{2N}]}{\Delta x} & [0] & [0] \\ [0] & [0] & \frac{[C_{def}]}{\Delta t} + \frac{[G_{def}]}{2} & \frac{[1_{2N}]}{\Delta x} \end{bmatrix} \quad (II.50)$$

[B1] est définie par :

$$[B1] = \begin{bmatrix} [BL1] \\ \vdots \\ [BLdef] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

Où :

$$[BLdef] = \begin{bmatrix} \left(\frac{[C_{def}]}{\Delta t} - \frac{[G_{def}]}{2} \right) [v(0)]^{n-1} - \frac{[i_1^{n-1/2}]}{\Delta x/2} + \frac{[i(0)]^{n-1}}{\Delta x} \\ \left(\frac{[C_{def}]}{\Delta t} - \frac{[G_{def}]}{2} \right) [v(l)]^{n-1} + \frac{[i_{kmax}^{n-1/2}]}{\Delta x/2} - \frac{[i(l)]^{n-1}}{\Delta x} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

Nous utilisons les équations de récurrences obtenues après discrétisation par FDTD des équations des lignes pour calculer la distribution spatiale de courant et de tension, dans ce cas et pour un défaut non franc les équations de récurrences sont définies par :

- $k = 1, \dots, k_{max}$

$$[i_k^{n+1/2}] = \left([L_{def}] \frac{\Delta x}{\Delta t} + [R_{def}] \frac{\Delta x}{2} \right)^{-1} \left[\left([L_{def}] \frac{\Delta x}{\Delta t} - [R_{def}] \frac{\Delta x}{2} \right) [i_k^{n-1/2}] - ([v_{k+1}^n] - [v_k^n]) \right] \quad (II.53)$$

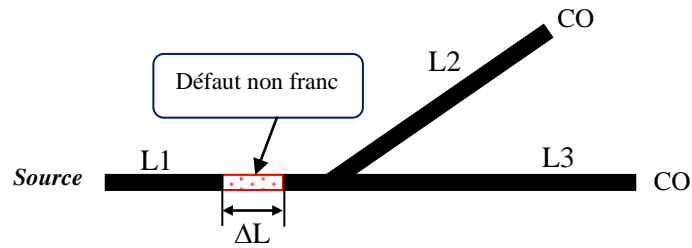
- $k = 2, \dots, k_{max}$

$$[v_k^n] = \left([C_{def}] \frac{\Delta x}{\Delta t} + [G_{def}] \frac{\Delta x}{2} \right)^{-1} \left[\left([C_{def}] \frac{\Delta x}{\Delta t} - [G_{def}] \frac{\Delta x}{2} \right) [v_k^{n-1}] - ([i_k^{n-1/2}] - [i_{k-1}^{n-1/2}]) \right] \quad (II.54)$$

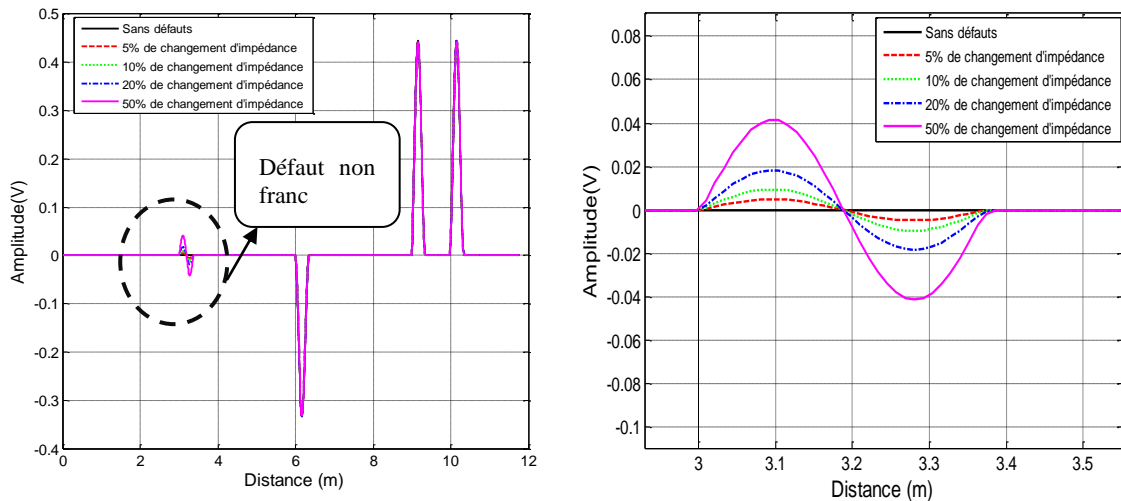
VI.5.2. Validation de modèle développé pour un défaut non franc

1. Cas d'un réseau en Y

Un réseau Y a été considéré (figure II.19.a), le défaut non franc est situé sur la branche L1 à distance de LF1 = 3 m de l'entrée ($\Delta L = 3$ cm) comme illustré en figure II.19 avec L1 = 6 m, L2 = 4 m, L3 = 3 m. Nous notons que le câble utilisé est de type bifilaire (figure II.17).



a. Réseau Y étudié avec défaut non franc dans la branche L1.



b. Réflectogramme de réseau Y affecté par défauts non franc.

Figure II.19. Réseau en Y affecté par un défaut non franc.

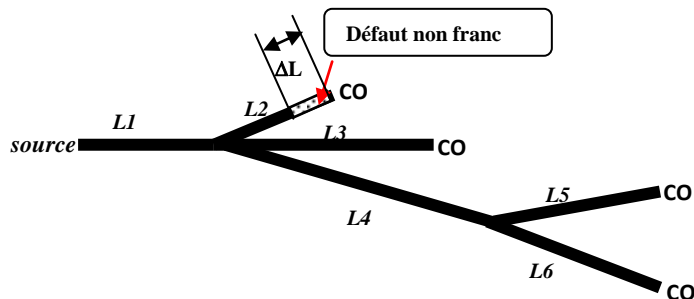
Nous remarquons sur la figure II.19.b quelques réflexions du signal au voisinage de la position de défaut (3m de la source) dont l'amplitude est proportionnelle à l'impédance de défaut qui varie de 5% à 50%, cela confirme la validité du formalisme théorique que nous avons proposé pour la caractérisation des défauts non francs.

2. Cas d'un réseau complexe

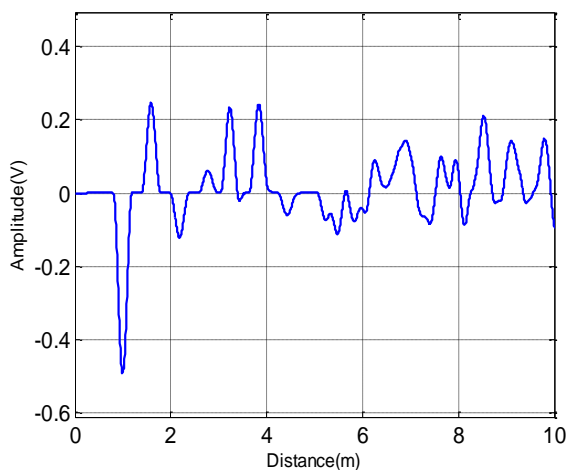
Afin de conforter notre formalisme, nous proposons d'analyser un réseau à topologie complexe (figure II.20.a) ; le même câble électrique bifilaire (figure II.17) est aussi utilisé dans cette application. Nous rappelons que ce câble est largement utilisé dans des équipements embarqués (train, voiture, avion ... etc.)

Le réseau complexe traité est composé de six branches : $L1 = 1$ m, $L2 = 0,60$ m, $L3 = 2,25$ m, $L4 = 4,25$ m, $L5 = 1,75$ m et $L6 = 1$ m.

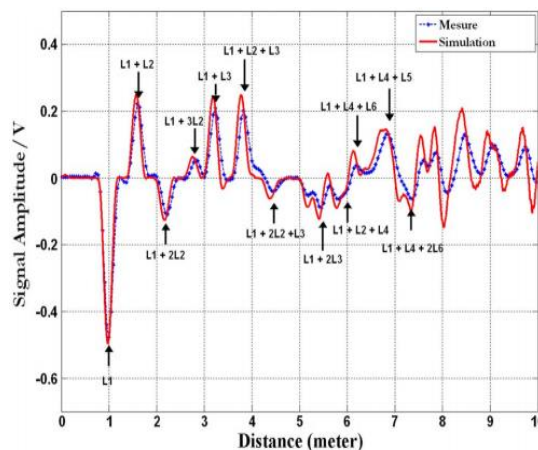
Nous proposons une confrontation de nos résultats issus de nos calculs, figure II.20.b avec ceux publiés, figure II.20.c en [II.10].



a. Réseau étudié avec défaut non franc dans la branche L2 ($\Delta L = 2$ cm).



b. Résultats de nos simulations

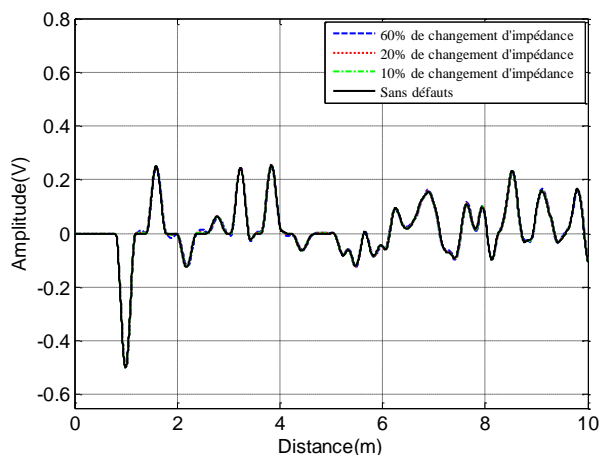


c. Résultats publiés par [II.10]

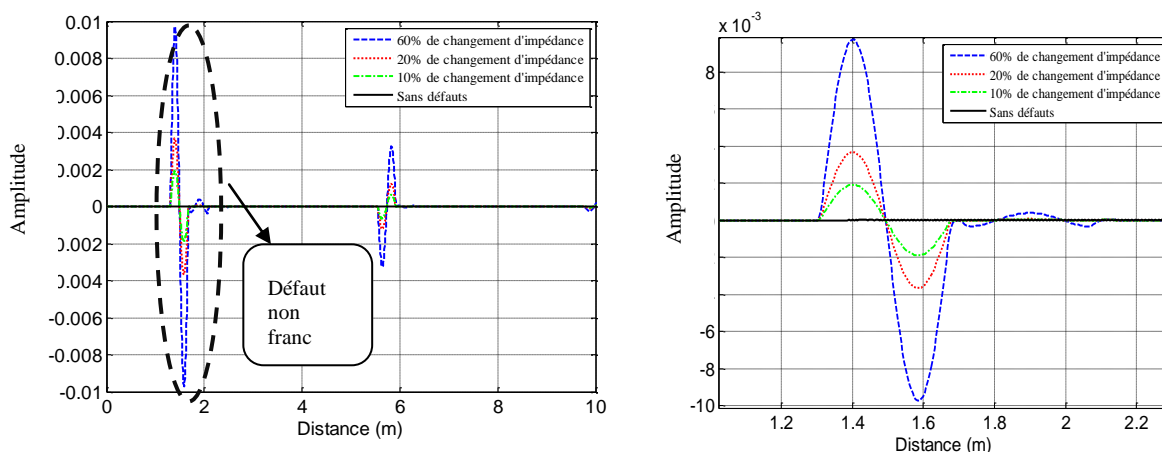
Figure II.20. Réfectogrammes correspondant au réseau sain.

La figure II.20.b présente nos résultats de calculs utilisant le formalisme topologique en temporel ($[A] [X] = [B]$) ; nous notons que nos résultats sont en très bon accord avec ceux publiés par [II.10] (figure II.20.c). Cela conforte la validation de notre approche.

Dans ce qui va suivre, nous considérons un défaut non franc dans la branche L2 à distance de $LF1 = 1,4$ m de l'entrée (figure II.20.a).



a. Réflectogramme du réseau affecté par un défaut non franc.



b. Signal de différence d'un réseau sans et avec défaut non franc.

Figure II.21. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L2.

La figure II.21.a montrée la réponse du réseau affecté par un défaut non franc. Nous remarquons que la variation de l'impédance du défaut ne génère pas une différence remarquable dans la réponse du réseau et cela malgré un changement de l'impédance de défaut qui varie entre 10% et 60%. Cependant, le signal de différence entre la réponse du réseau sain et avec défaut (figure II.21.b) montre quelques différences qui sont proportionnelles à l'impédance de défaut, ce qui est prévisible théoriquement et conforte notre méthodologie pour la caractérisation des défauts non francs.

VII. Conclusion

Le formalisme que nous avons utilisé pour l'analyse de la propagation des signaux transitoires dans un réseau à topologie complexe dont les branches sont de faibles dimensions, a conduit à des résultats plus qu'acceptables comparativement à la mesure. Ce formalisme permet de traiter aussi bien les défauts francs (coupure, ...) que les défauts cachés (vieillessement, ...). Ce formalisme fondé sur les équations des lignes de transmission, les lois de Kirchhoff et la méthode numérique FDTD nous a fourni un outil de simulation fiable pour l'analyse du problème direct.

L'objectif de notre thèse est le diagnostic des défauts dans un réseau électrique de transmission ; en utilisant les résultats obtenus par ce premier outil que nous avons implémenté sous Matlab, nous allons approfondir notre travail par analyse des signaux.

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons donc au problème inverse. Pour ce faire nous procédons donc à la construction d'une base de données, en utilisant notre outil de simulation de la propagation des signaux, puis moyennant des algorithmes de l'intelligence artificielle nous essayerons de diagnostiquer le défaut. Ce travail est exposé dans les chapitres III et IV qui vont suivre.

Références bibliographiques chapitre II

- [II.1] C. R. Paul, “Analysis of Multiconductor Transmission Lines”, New York: Wiley, 1994.
- [II.2] R. Djordjevic, K. Sarkar, R. F Harrington, “time domain response of multiconductor transmission lines”, proceeding of the IEEE trans. On electromagnetic compatibility, Vol.75, No.6, pp.743-761, 1987.
- [II.3] S. Kaouche, “Analyse de défauts dans un réseau de lignes ou de câbles”, thèse de doctorat en science”, université de Jijel, 2007.
- [II.4] D. Sekki, “Modélisation d’une mise à la terre à topologie complexe par la théorie de ligne ”, thèse de doctorat en science, université de Jijel, 2016.
- [II.5] H. Boudjefdjouf, R. Mehasni, A. Orlandi, H. R. E. H., Bouchekara , F.de Paulis, M. K. Smail, “Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization” , Electromagnetics, Vol.35, No.1, pp.10-24, 2015.
- [II.6] M. K. Smail, “Développement d’une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire”, PhD Thesis, Université Paris Sud 11, 2010.
- [II.7] D. Halliday, and R. Resnick, ‘Physics: Part II’, John Wiley & Sons, New York, 2nd edition. 1962.
- [II.8] F. T. Ulaby, “Fundamentals of Applied Electromagnetics”, Prentice Hall, 1999.
- [II.9] L. A. Griffiths, R. Parakh, C. Furse, and B. Baker, “The Invisible Fray: A Critical Analysis of the Use of Reflectometry for Fray Location”, IEEE Sensors Journal, Vol. 6, No. 3, pp. 697-706, 2000.
- [II.10] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, M. Lambert, “Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry”, IEEE Transactions on Magnetics. Vol.46, No.8, pp. 2998-3001, 2010.

Chapitre III :
Méthodologie développée
pour le problème inverse

I. Introduction

Dans ce chapitre nous allons proposer la deuxième étape de la méthode de diagnostic que nous avons développée. Elle est basée sur l'inversion de la réponse temporelle obtenue (réflectogramme) par simulation ou mesuré, pour remonter à des informations sur l'identité du défaut.

Afin de résoudre le problème inverse, deux méthodes sont utilisées :

- La première méthode d'inversion utilisée est les réseaux neurones.
- La deuxième méthode que nous proposons est le neuro-flou.

Les deux méthodes sont basées sur l'inversion directe de la réponse à partir d'un modèle inverse paramétrique.

II. La logique floue

II.1. Généralités sur la logique floue

La logique floue suscite actuellement un fervent intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, mais plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser les modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels capables d'effectuer les tâches habituellement prises en charge par les humains. La logique floue a été proposée et introduite par Zadeh [III.1] pour modéliser le langage naturel et rendre compte du caractère vague des connaissances que nous les humains manipulons au quotidien à travers la notion de fuzzy sets ou sous-ensembles flous ; généralisant ainsi l'algèbre de la théorie classique des ensembles.

L'approche par sous-ensembles flous a été très étudiée et a trouvé de nombreuses applications, en particulier, dans le contrôle des systèmes complexes, permettant de décrire ces systèmes avec un ensemble d'expressions conditionnelles floues de façon similaire au raisonnement humain. La logique floue est utilisée dans des domaines aussi variés que la gestion de base de données, les systèmes experts, le traitement du signal, la classification de données, la commande de systèmes automatiques.

II.1.1. Variable floue

La notion essentielle de variable floue a été introduite par Zadeh [III.1], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel. La description d'une

certaine situation imprécise peut contenir des expressions floues comme par exemple : "très grand", "moyen" et "petit". Chaque terme représente un sous-ensemble de valeurs numériques et caractérise ainsi la variable floue (e.g. "Température").

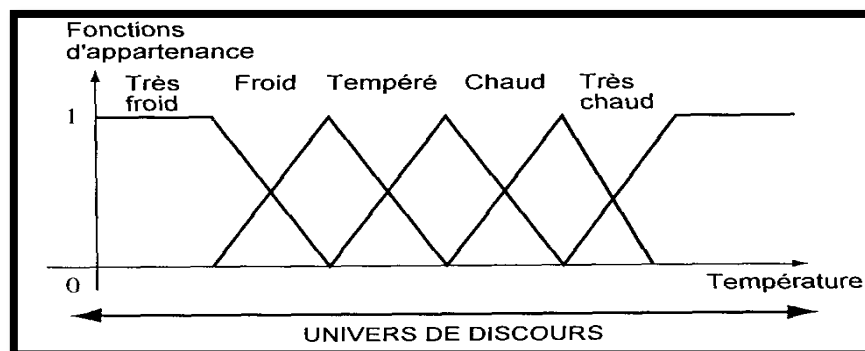


Figure III.1. Exemple de partition floue de la variable linguistique "Température".

II.1.2. Sous-ensembles flous

On représente les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenance, de telle manière qu'à chaque variable floue x et un sous-ensemble flou A est associé une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Dans la théorie des ensembles classiques, il n'y a que deux situations acceptables pour un élément, appartenir ou ne pas appartenir à un sous-ensemble. La notion d'appartenance pondérée introduite par Zadeh [III.1] consiste à permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus moins fortement à ce sous-ensemble. Les sous-ensembles flous (SEF) sont une classe d'objet où la transition entre l'appartenance et le non appartenance à l'ensemble est graduelle [III.2].

II.1.3. Fonction d'appartenance

Nous associons à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance définie par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. La fonction d'appartenance peut être représentée par plusieurs formes : triangulaire, trapézoïdale, sigmoïdale et gaussienne. On peut définir d'autres formes de fonctions d'appartenance, mais dans le réglage par logique floue, les formes déjà citées sont largement suffisantes pour délimiter les ensembles flous (figure III.2) [III.3].

Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres a , b et c qui déterminent les coordonnées des trois sommets (figure III.2 (a)).

$$\mu_A(x) = \max(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0) \quad (\text{III.1})$$

Fonction trapézoïdale : elle est définie par quatre paramètres a, b, c et d (figure III.2 (b)):

$$\mu_A(x) = \max(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{d-x}\right), 0) \quad (\text{III.2})$$

Fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres σ, m (figure III.2 (c)):

$$\mu_A(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.3})$$

Fonction sigmoïde : une fonction sigmoïde est définie par deux paramètres a et c (figure III.2 (d)):

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1+\exp(-a(x-c))} \quad (\text{III.4})$$

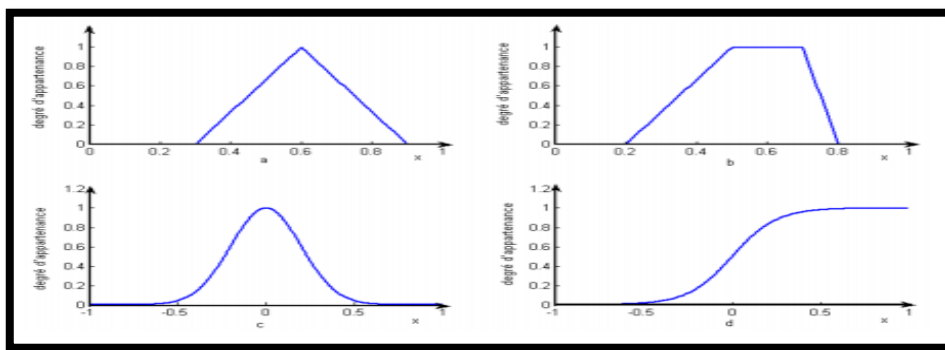


Figure III.2. Illustration des fonctions d'appartenance les plus utilisées.

II.1.4. Base des règles floues

Une base de règles floues est une collection de règles conditionnelles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie "Si «condition» alors «action»", composées de deux parties : prémisse et conclusion "Si «prémisse» alors «conclusion»". Ces règles floues peuvent être classées en 3 types selon la forme de leur partie conclusion.

Type 1 : conséquence est une constante

Règle i : si x_i est A_n et... et x_n est A_m alors y est w_j .

Type 2 : conséquence est une fonction linéaire de premier ordre

Règle j : si x_i est A_{ji} et... et x_n est A_{jn} alors $g_i(x_i, \dots, x_n) = b_0 + \dots + b_n x_n$

Type 3 : conséquence est un ensemble flou

Règle k : si x_i est A_n et... et x_n est A_{kn} alors $y = B_k$.

Les x_i et y représentent respectivement les variables d'entrée et de sortie, les A_{si} et B_K sont des sous-ensembles flous, w_j est une valeur constante, et $g_i(x_i, \dots, x_n) = b_0 + b_i x_i + \dots + b_n x_n$ est fonction linéaire des entrées où les b_j sont des coefficients constants.

II.2. Système d'inférence floue

Le système inférence floue (SIF) est un mécanisme de décision, il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Le SIF est composée d'une base de connaissance, une partie d'entrée représentée par une interface de Fuzzification et une partie de sortie par une interface de Défuzzification. La figure III.3 illustre la structure générale d'un SIF [III.4].

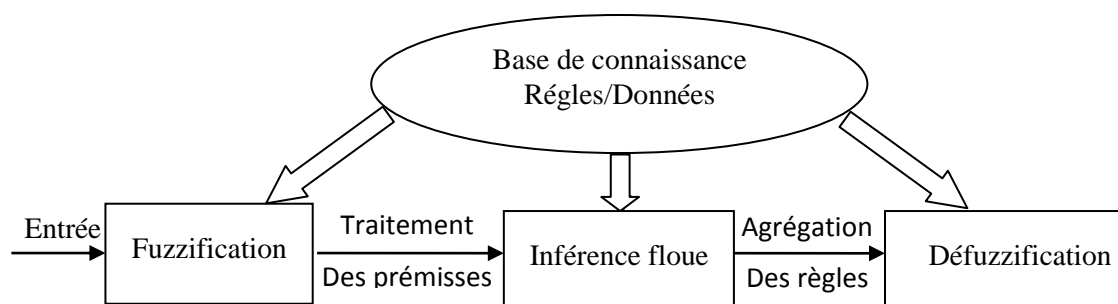


Figure III.3. Structure générale d'un système d'inférence floue.

II.2.1. Fuzzification

Elle consiste à déterminer le degré d'appartenance de chaque variable d'entrée à chaque état. Elle transforme la grandeur physique d'entrée en une grandeur floue utilisée pour activer les règles qui sont exprimées par des variables linguistiques associées à des ensembles flous [III.5].

II.2.2. Inférence floue

Le but de cette étape est d'arriver à déterminer des sorties Floues ; en partant d'entrées floues et en utilisant une base de règles [III.6]. Pour pouvoir utiliser cette base de règles, nous avons besoin de trois opérateurs mathématiques ; la conjonction (ET), l'implication (Si ...Alors) et l'agrégation (Sinon). Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir

- **La méthode d'inférence max-min (Mamdani) :** est réalisée au niveau de la condition par l'opérateur « ET » formulant le minimum et l'opérateur « OU » pour le maximum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, elle est réalisée par la formation du minimum.
- **Méthode d'inférence max-prod (Larsen) :** la seule différence avec la méthode précédente est la réalisation de l'implication floue ; le produit est utilisé [III.7].

- **Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno) :** L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du produit, L'opérateur « OU » est réalisé par la formation somme, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

II.2.3. Défuzzification ou concrétisation

La sortie issue de l'inférence est une grandeur floue, donc une opération défuzzification jouant le rôle de convertisseur des valeurs floues en valeurs précises nécessaire pour l'état du processus. Plusieurs stratégies sont utilisées pour réaliser l'étape de défuzzification, les plus répandues sont :

La méthode du centre de gravité (COG) : la sortie défuzzifiée x^* correspond à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante $\mu(x)$ Mathématiquement, cela se traduit par :

$$x^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)x_i}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \quad (\text{III.5})$$

La méthode de la moyenne des maxima [III.2]: la sortie défuzzifiée est obtenue par le calcul de la moyenne des abscisses pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale :

$$x^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)}{n} \quad (\text{III.6})$$

Ou x_i sont définis par :

$$\mu(x_i) = \max (\mu(x)) \quad (\text{III.7})$$

II.3. Types des contrôleurs flous

Un contrôleur flou est un système d'inférence flou employé dans la technique d'automatisation. Son but est de trouver une valeur numérique à appliquer au système à partir d'un jeu de variables physiques [III.6]. D'un point de vue structurel, les modèles flous peuvent être classés en deux classes essentielles :

- Les modèles linguistiques (contrôleur flou Mamdani),
- Les modèles à conséquences fonctionnelles (Takagi-Sugeno (TS)).

II.3.1. Méthode de Mamdani

La méthode de Mamdani repose sur le raisonnement suivant [III.2], [III.8]:

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle :

$$\alpha_i(x) = \min(U_{A_i(x_1)}, U_{B_i(x_2)}) \quad (\text{III.8})$$

- Calcul de la contribution de chaque règle :

$$\alpha(y) = \min(\alpha_i(x), U_{C_i(y)}) \quad (\text{III.9})$$

- L'agrégation des règles :

$$\alpha(y) = \max(\alpha_i(y)) \quad (\text{III.10})$$

- La défuzzification pour obtenir une conclusion « nette ».

$U_{A_i(x_1)}$, $U_{B_i(x_2)}$ et $U_{C_i(y)}$: sont des fonction d'appartenance des entrées et de sortie.

II.3.2. Méthode de Takagi-Sugeno

La méthode proposée par Takagi et Sugeno est appropriée pour l'approximation d'une classe générale de systèmes non linéaires [III.9]-[III.10], ce type de modèle est comme celui de Mamdani, construit à partir d'une base de règles "Si...Alors...", dans laquelle si la prémisse est toujours exprimée linguistiquement, le conséquent utilise des variables numériques plutôt que des variables linguistiques. Le conséquent peut s'exprimer par exemple, sous la forme d'une constante, d'un polynôme ou de manière plus générale d'une fonction ou d'une équation différentielle dépendant des variables associées à l'antécédent.

D'une manière générale cette méthode se caractérise par une sortie des règles non floues. A chaque règle, nous associons une sortie définie sous forme numérique comme étant une combinaison linéaire des entrées. Les règles utilisées sont du type :

Règle i : Si x_1 est A_i ET x_2 est B_i Alors $y = C_i$

où les valeurs C_i sont des valeurs réelles (non floues).

Cette méthode se base sur le raisonnement suivant :

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle :

$$\alpha_i = ET((x_1 \text{ est } A_i), (x_2 \text{ est } B_i)) \quad (\text{III.11})$$

La conclusion de la règle i se calcule : $\alpha_i C_i$

- Calcul de la sortie du SIF :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i C_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i} \quad (\text{III.12})$$

Les valeurs de α_i représentent ici le degré de vérité de chaque règle.

Les SIF de type Sugeno permettent une meilleure représentation des fonctions numériques et des mécanismes d'inférence plus rapides.

III. Les Réseaux de Neurones (RN)

III.1. Eléments de base des réseaux de neurones

Depuis plusieurs années, les neurophysiologistes ont tenté de mettre au point un modèle mathématique de neurones qui simule assez bien le cerveau, pour mieux comprendre certains fonctionnements du système nerveux [III.11]. Malheureusement, les résultats atteints sont loin d'égaliser les capacités d'apprentissage développées par le cerveau humain, qui peut s'expliquer par la relative simplicité du modèle de réseau employé comparée à la complexité du cerveau. Dans ce sens, l'intérêt des neurologues et des biologistes pour les réseaux de neurones artificiels s'est orienté vers la compréhension du cerveau humain à partir de l'élaboration et de l'étude de modèles artificiels complexes et réalisables au sens biologique [III.12]-[III.13].

Arrivés sur le marché industriel au milieu des années 80, les réseaux de neurones artificiels ont largement bénéficié des capacités de calcul offertes par les ordinateurs modernes. Des environnements de développement sont apparus, permettant aux ingénieurs de développer des applications grandeur réelle. Les réseaux de neurones ne sont pas des dispositifs biologiques mais bien des circuits électroniques dont chaque élément est sensé simuler le fonctionnement de la cellule élémentaire du cerveau humain qu'est le neurone. Bien souvent en pratique, les chercheurs ne font pas appel à de véritables neurones électriques mais simulent, une nouvelle fois, les réseaux de neurones à l'aide d'un simple programme.

III.2. Fondements biologiques

Les neurones constituent environ quarante pour cent de la masse totale du cerveau; le reste étant constitué de cellules de support pour protéger, nourrir et soutenir physiquement l'ensemble. Récemment, des études s'intéressent au cerveau d'un point de vue microscopique et cellulaire. Elles s'agissent de relier les faits du comportement et les réactions électriques et chimiques qui se produisent dans notre cerveau. Ceci a permis d'isoler la composante cellulaire de base du cerveau, le neurone qui est l'unité de traitement de l'information. Il y a différents types de neurones regroupés dans différents organes pour réaliser différentes fonctions: acquérir un signal du monde extérieur (nerf optique), le traiter (cerveau) ou envoyer des stimuli aux muscles (moelle épinière). Cependant, tous les neurones possèdent les mêmes constituants élémentaires, les dendrites, le noyau et l'axone.

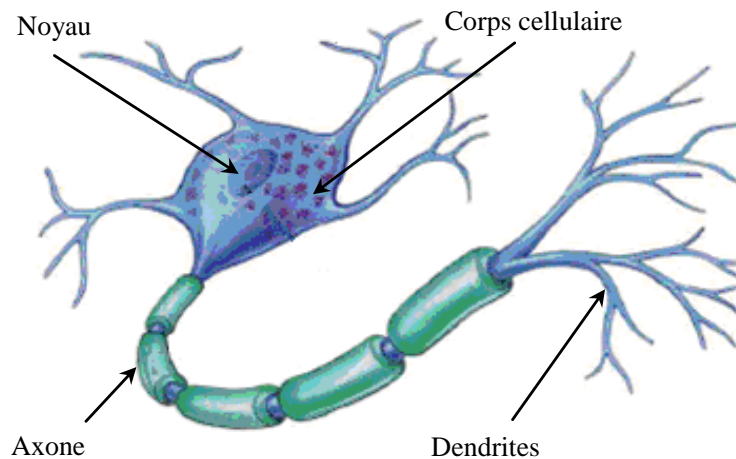


Figure III.4. Constitution du neurone biologique.

Chaque neurone reçoit un ensemble de potentiels excitateurs ou inhibiteurs par l'intermédiaire des synapses qui le relient aux neurones qui le précèdent. Les dendrites calculent une somme pondérée de leurs entrées figure III.4. Selon le niveau d'activation obtenu, le neurone génère ou non un potentiel d'action qui se propage le long de l'axone.

Un neurone biologique est composé de trois parties essentielles :

- **Le corps cellulaire** effectue les transformations biochimiques nécessaires à la vie du neurone.
- **Les dendrites** forment une arborescence autour du corps cellulaire et permettent au neurone de capter les signaux qui parviennent de l'extérieur.
- **L'axone** est une fibre nerveuse qui transporte les signaux émis par le neurone, il se ramifie en extrémité là où il communique avec les autres neurones à travers des synapses.

L'influx nerveux se propage toujours de la dendrite vers le corps cellulaire et de celui-ci vers l'axone. Chaque neurone reçoit des signaux excitateurs ou inhibiteurs par ses dendrites. Ces signaux pondérés sont combinés dans le corps cellulaire. Le potentiel résultant est comparé au seuil interne, s'il est supérieur à celui-ci, le neurone provoque l'émission dans l'axone d'un train d'impulsions vers les synapses, dans le cas contraire il reste inactif. Ce modèle biologique simple sert de base au modèle mathématique du neurone formel [III.14].

III.3. Neurones artificiels

III.3.1. Définition

Le neurone artificiel s'inspire largement du neurone naturel. Il est donc constitué d'entrées et d'une sortie qui peut être dédoublée. La valeur de sortie est une fonction pondérée des valeurs d'entrée qui est modulée par une autre fonction généralement sigmoïde. On obtient donc un intégrateur dont la sortie se déclenche si la somme des entrées est supérieure à un seuil [III.14].

III.3.2. Modélisation d'un neurone formel

Un neurone formel est une modélisation simplifiée du neurone biologique, c'est un processeur élémentaire qui reçoit un nombre d'entrées en provenance des autres neurones ou de l'extérieur. A chacune de ces entrées est associé un poids représentant la force de la connexion. La sortie du neurone est une fonction non linéaire d'une combinaison des entrées x_i (signaux d'entrées) pondérées par les paramètres w_i (poids synaptiques). Graphiquement le neurone formel est présenté sous la forme indiquée sur la figure III.5.

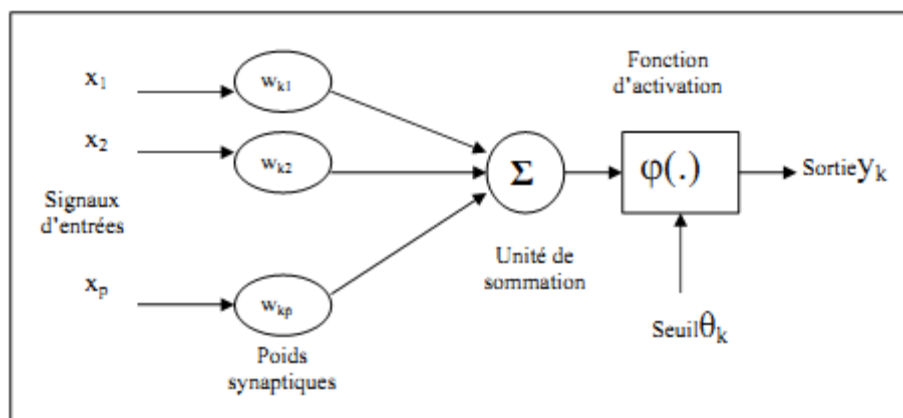


Figure III.5. Représentation d'un neurone formel.

Mathématiquement le neurone est une fonction algébrique non linéaire, paramétrée, à valeurs bornées [III.15]. La sortie du neurone est donnée par l'expression suivante :

$$y_k = \varphi(\sum_{j=1}^p w_{kj} \cdot x_j - \theta_k). \quad (\text{III.13})$$

Où : $x_1, x_2, x_3, \dots, x_p$: entrées,

$w_{k1}, w_{k2}, w_{k3}, w_{kp}$: poids synaptique du neurone k ,

y_k : la sortie d'activation,

θ_k : le seuil,

$\varphi(\cdot)$: La fonction d'activation,

III.3.2. Fonction d'activation

La fonction d'activation définit la valeur de la sortie d'un neurone en termes des niveaux d'activité de ses entrées. Elle considère différentes formes selon l'utilisation du réseau et selon sa nature, continue ou discrète. Les propriétés de la fonction d'activation influent en effet sur celles du neurone formel, il est donc important de bien choisir celle-ci pour obtenir un modèle utile en pratique. Les fonctions les plus utilisées sont :

- Fonction sigmoïde ;
- Fonction tangente hyperbolique ;
- Fonction à seuil (fonction échelon) ;
- Fonctions linéaires par parties.

III.4. Réseaux de neurones artificiels

Dans un réseau de neurones artificiels, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de l'entrée à la sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées) [III.16].

III.4.1. Connectivité

Selon le type d'interconnexion on peut classer les réseaux comme réseaux à connexion locale (partielle) ou totale (complète) :

- **Réseaux à connexions locales:** Chaque neurone entretient des relations avec un nombre réduit et localisé de neurones de la couche en aval (figure III.6).

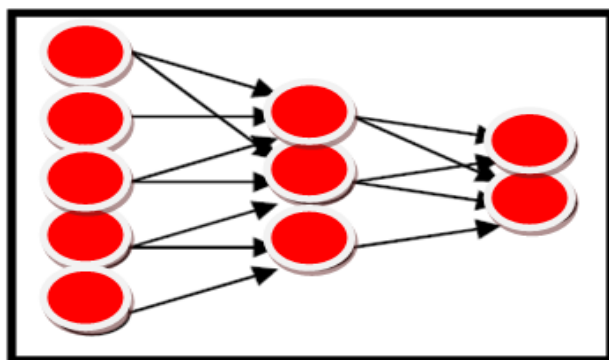


Figure III.6. Réseau à connexions locales.

- **Réseaux à connexions totales:** Chaque neurone est connecté à tous les neurones du réseau et à lui-même (figure III.7).

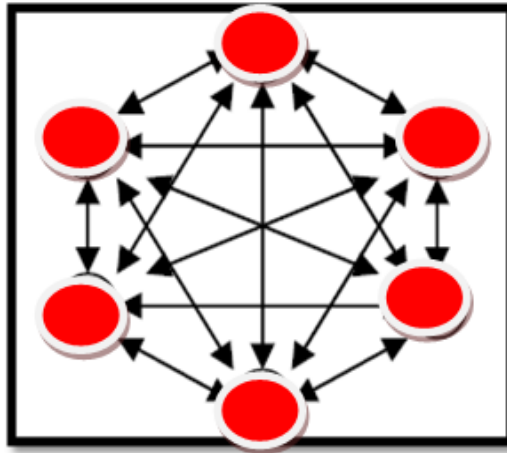


Figure III.7. Réseau à connexions totales.

III.4.2. Apprentissage

D'habitude, l'apprentissage naturel est l'ensemble des méthodes permettant d'établir chez les êtres vivants des connexions entre certains stimulus et certaines réponses. La phase de l'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré [III.17].

Il existe deux types classiques d'apprentissage (figure III.8): l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé.

III.4.2.1. Apprentissage supervisé

Le but de l'apprentissage supervisé est d'inculper un comportement de référence au réseau. On suppose alors qu'à chaque patron d'entrée est associée une sortie désirée qui spécifie les valeurs de sortie. L'apprentissage se déroule de la façon suivante :

On présente au réseau des entrées et au même temps les sorties que l'on désirerait pour cette entrée. Le réseau doit alors se reconfigurer. C'est-à-dire calculer ses poids afin que la sortie qu'il donne corresponde bien à la sortie désirée.

III.4.2.2. Apprentissage non supervisé

Pour les réseaux à apprentissage non supervisé, on présente une entrée au réseau et on le laisse évoluer librement jusqu'à ce qu'il se stabilise. En général dans cette catégorie

d'apprentissage, la règle d'entraînement n'est pas fonction du comportement de sortie du réseau, mais plutôt du comportement local des neurones.

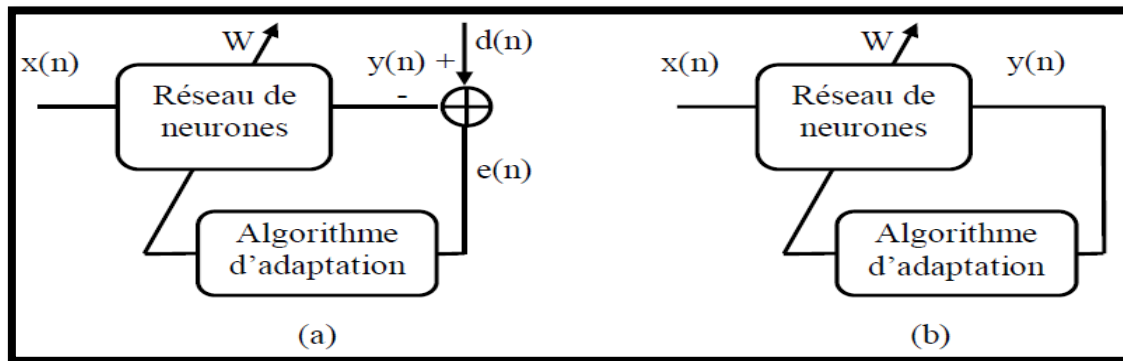


Figure III.8. Mode d'apprentissage des réseaux de neurones

(a) supervisé, (b) non Supervisé

III.4.3. Algorithme d'apprentissage

III.4.3.1. Algorithme de rétro-propagation

La rétro-propagation du gradient BP (Back Propagation) est une généralisation de l'algorithme Least Mean Square LMS conçu spécialement pour le Perceptron multicouches (MLP) [III.18]-[III.19]. C'est un algorithme supervisé dont l'objectif est d'ajuster les poids du réseau MLP de façon à minimiser une fonction de coût différentiable, telle que l'erreur quadratique entre la sortie du réseau et la sortie désirée:

$$E(n) = \|d(n) - x_L(n)\|^2 \quad (\text{III.14})$$

Où :

$x_L(n)$: la sortie du réseau au temps n.

$d(n)$: la sortie désirée.

L'algorithme de BP assure la descente du gradient sur le critère d'erreur pour atteindre le minimum.

III.4.3.2. Algorithme de Levenberg-Marquardt, ou algorithme LM

L'algorithme fut découvert par Kenneth Levenberg, puis publié par Donald Marquardt. Permet d'obtenir une solution numérique au problème de minimisation d'une fonction, souvent non linéaire et dépendant de plusieurs variables. L'algorithme interpole l'algorithme de Gauss-Newton et l'algorithme du gradient. Plus stable que celui de Gauss-Newton, il trouve une solution même s'il est démarré très loin d'un minimum. Son application principale est la régression au travers de la méthode des moindres carrés : étant

donné un certain nombre de paires de données (t_i, y_i) , on cherche le paramètre α de la fonction $f(t/\alpha)$ de sorte que la somme des carrés des déviations (III.15) soit minimale:

$$S(a) = \sum_{i=1}^m \left[y_i - f(t_i/\alpha) \right]^2 \quad (\text{III.15})$$

III.4.4. Types des réseaux

Par définition, un réseau de neurones est constitué d'un assemblage d'éléments, d'unités ou de nœuds processeurs pour lequel un sous-groupe effectue un traitement indépendant et transmet le résultat à un deuxième sous-groupe et ainsi de suite (cas d'un réseau à couches multiples). Les capacités de traitement du réseau dépendent des poids w_i auxquels sont affectées des valeurs produisant un filtre affectant la capacité d'apprentissage du réseau.

L'information donnée à un réseau de neurones est propagée couche par couche de la couche d'entrée à la couche de sortie en passant par une ou plusieurs couches intermédiaires (couches cachées).

III.4.4.1. Perceptron

Un perceptron est un réseau de cellules composé de plusieurs neurones, disposés en couches (figure III.9) :

- **La rétine** : première couche ; elle contient les cellules d'entrée. Chaque cellule se contente de recopier la valeur qu'elle reçoit de l'extérieur sur sa sortie.
- **La couche d'association**: ou deuxième couche; elle est composée de cellules associatives. Chaque cellule a des connexions entrantes pouvant provenir de toutes ou d'une partie des cellules de la rétine. Les fonctions de transfert de ces cellules sont fixées à priori et sont en général différentes d'une cellule à une autre.
- **La couche de cellules de décision** : elle est composée d'automates à seuil. Chaque automate est connecté à toutes les sorties de la couche précédente. Les coefficients linéaires (les poids) de ces cellules sont déterminés par apprentissage.

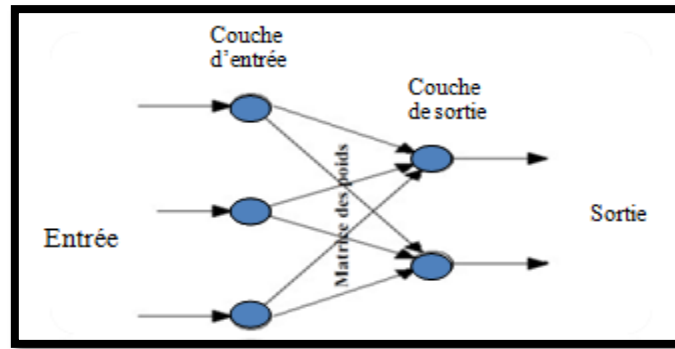


Figure III.9. Architecture d'un perceptron.

L'apprentissage est supervisé et permet l'adaptation des poids des connexions de la couche de sortie. Ces réseaux sont efficaces pourvu que les données traitées soient des vecteurs orthogonaux ou linéairement indépendants. Ce type de réseau est aussi utilisé pour la classification [III.20].

La sortie du perceptron dépend de la somme des composantes x_i du vecteur d'entrée, pondérées par des poids réels w_i . Nous appellerons un potentiel, la somme pondérée notée par 'net', suivante:

$$net_k = \sum_{i=0}^n w_{ki} x_i \quad (III.16)$$

La sortie du réseau sera désignée par 'O'. Elle sera de la forme suivante :

$$O_k = \begin{cases} 1 & \text{si } net \geq \theta_k \\ 0 & \text{si } net < \theta_k \end{cases} \quad (III.17)$$

w_{ji} : coefficients synaptiques de j vers i,

x_i : sortie(ou état) de j,

θ_k : seuil.

III.4.4.2. Perceptron Multi Couches (PMC)

Le perceptron à niveaux multiples ou MLP en anglais (figure III.10) est une extension du perceptron qui a une ou plusieurs sous-couches cachées entre ses couches d'entrée et de sortie, chaque couche est connectée à la suivante. Son architecture est basée sur l'idée de grouper des neurones dans une couche, ensuite plusieurs couches sont placées bout à bout et les neurones de deux couches adjacentes sont connectés. Les neurones de la première couche sont reliés au monde extérieur et reçoivent le vecteur d'entrée. La méthode d'apprentissage est supervisée [III.21].

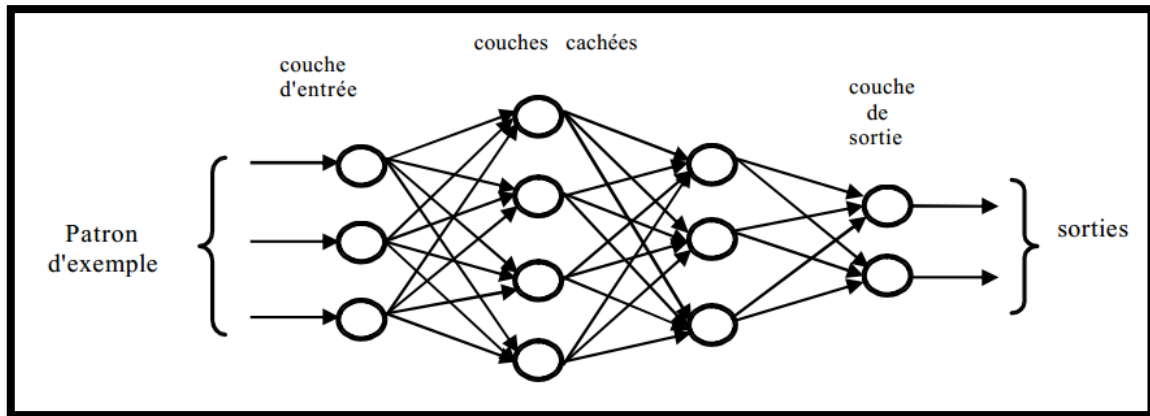


Figure III.10. Architecture du perceptron multicouche.

IV. Système d'inférence neuro-flou organisé en réseau adaptatif (ANFIS)

IV.1. Les réseaux neuro-flous

La logique floue et les réseaux de neurones artificiels sont des technologies complémentaires. Ces techniques ont chacune leurs forces et leurs faiblesses (tableau III.1). La combinaison de ces deux approches dans un système intégré semble plus prometteuse pour le développement des systèmes intelligents, d'un côté, les réseaux de neurones peuvent améliorer leur transparence, ce qui les rend plus proche des systèmes flous. D'un autre côté, les systèmes flous s'auto-adaptent (réglage automatiques des paramètres), ce qui les rendra plus proche des réseaux connexionnistes [III.22].

Tableau III.1. Comparaison entre la logique floue et les réseaux de neurones

Avantages		Inconvénients	
Réseaux de neurones			
<ul style="list-style-type: none"> - Capacité d'apprentissage - Capacité de génération - Robustesse 		<ul style="list-style-type: none"> - Boite noire - Difficulté de déterminer le nombre de Couches/ neurones 	
Logique floue			
<ul style="list-style-type: none"> - Représentation des connaissances incertaines - Facilité d'interaction - Facilité d'interprétation des résultats - Facilité d'extension de la base de connaissance 		<ul style="list-style-type: none"> - Incapacité de généralisation - Dépend de l'exigence d'un expert pour déterminer les règles d'inférence 	

Les réseaux neuro-flous sont nés de l'association des réseaux de neurones avec la logique floue, de manière à tirer profits des avantages de chacune de ces deux techniques.

La principale propriété des réseaux neuro-flous est leur capacité à traiter dans un même outil des connaissances numériques et symboliques d'un système.

Les systèmes neuro-flous ont suscité l'intérêt croissant des chercheurs dans les domaines scientifiques et d'ingénierie [III.22]-[III.23].

IV.1.1. Définition du système Neuro-Flou

Un système neuro-flou est un réseau de neurones qui est topo-logiquement équivalent à la structure d'un système flou [III.24]. Les entrées/sorties du réseau ainsi que les poids sont des nombres réels, mais les nœuds implémentent des opérations spécifiques aux systèmes flous : fuzzyfication, opérateurs flous (conjonction, disjonction), défuzzyfication. En d'autres termes, un système neuro-flou peut être vu comme un système flou pour lequel les opérations sont implémentées de façon parallèle par un réseau de neurone (figure III.11). On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels [III.25].

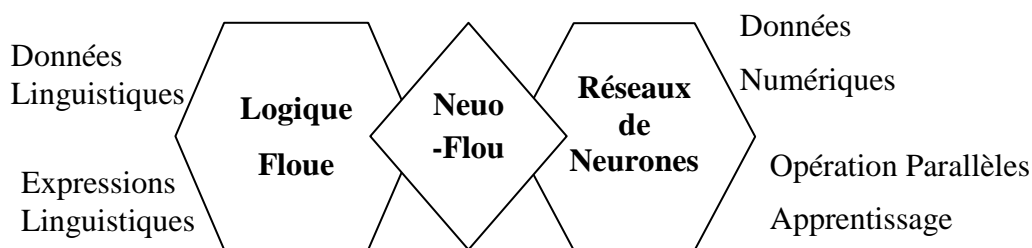


Figure III.11. Représentation d'un système neuro-flou.

De plus, les règles d'un système neuro-flou sont transparentes, ce qui permet la validation et la manipulation par un expert. Enfin, les systèmes NF sont très prometteurs dans les cas où les données disponibles sont limitées [III.26].

IV.1.2. Architecture des systèmes neuro-flous

Dans les réseaux neuro-flous, les techniques floues sont employées pour augmenter les possibilités du processus d'apprentissage et d'exécution des réseaux de neurones, différentes combinaisons de ces deux techniques d'intelligence artificielle existent et mettent en avant des propriétés diffère. Il existe quatre grandes catégories de combinaisons des réseaux de neurones avec la logique floue [III.27]: réseau flou neuronal, système neuronal-flou simultanément, modèles neuro-flous coopératifs et modèles neuro-

flous hybrides [III.27]. Ces techniques floues sont utilisées pour augmenter les possibilités d'apprentissage ou l'exécution d'un réseau neuronal.

IV.1.2.1. Réseaux Neuronaux flous

Ce sont les réseaux de neurones qui utilisent les méthodes floues pour un apprentissage rapide, ceci s'effectue par la création d'un réseau de neurones qui opère sur des données floues en entrée.

IV.1.2.2. Système neuronal/flou simultanément

Le réseau neuronal et le système flou fonctionnent ensemble sur la même tâche, mais sans s'influencer. Aucun des systèmes ne détermine les paramètres de l'autre. Ils peuvent réaliser l'extraction de règles floues, en analysant les corrélations qui existent entre les entrées et les sorties du réseau de neurones et explicitent alors les connaissances obtenues par un réseau de neurones en établissant une interface entre connaissances numériques et connaissances symboliques. Habituellement le réseau neuronal traite les entrées, ou post-traite les sorties du système flou (figure III.12)

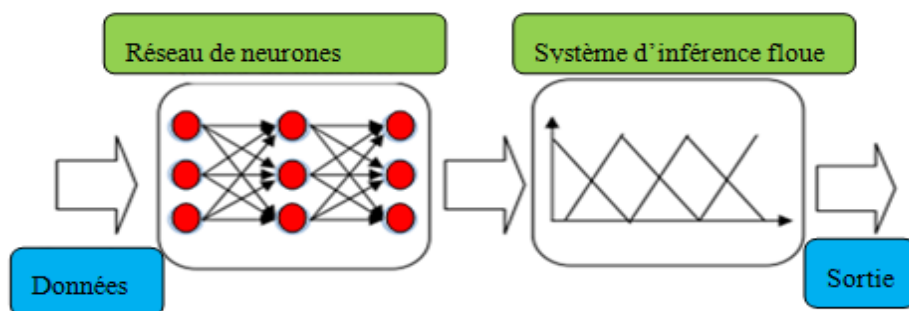


Figure III.12. Association en série d'un réseau de neurone et d'un système.

IV.1.2.3. Modèles neuro-flous coopératifs

Un réseau neuro-flou est utilisé pour déterminer les paramètres du système flou, après la phase d'apprentissage, le système flou parvient à fonctionner sans le réseau de neurones. Le réseau de neurones peut ajuster les paramètres de fonction d'appartenance du système flou ou déterminer ses règles floues. C'est une forme simple des systèmes neuro-flous (figure III.13).

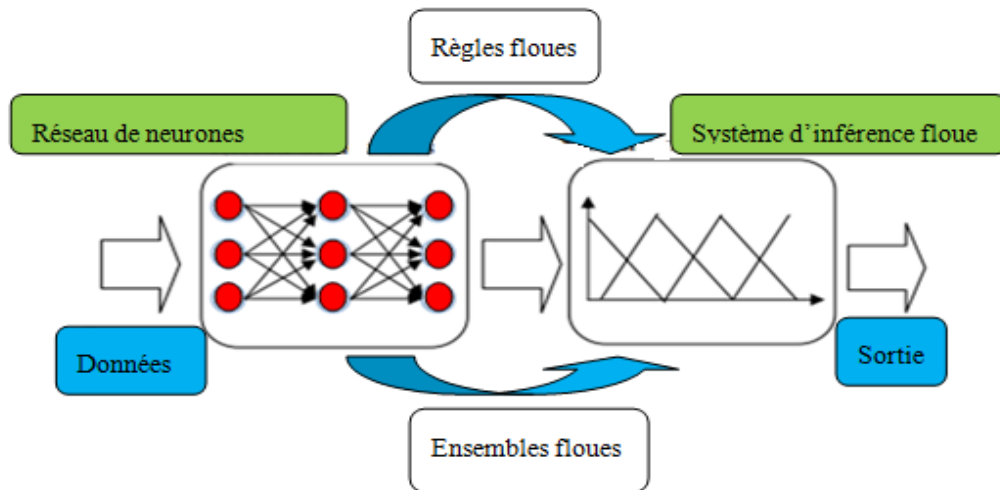


Figure III.13. Association en parallèle d'un réseau de neurone et d'un système flou.

IV.1.2.4. Modèles neuro-flous hybrides

Les approches NF modernes sont de cette forme. Un réseau neuronal et un système flou sont combinés dans une architecture homogène. Le système peut être interprété comme un réseau neuronal spécial avec des paramètres flous ou comme un système flou mis en application sous une forme distribuée parallèle. Plusieurs architectures mettant en œuvre cette approche hybride, sont décrites dans la littérature [III.25]. Parmi ces architectures les plus utilisées on peut citer l'architecture ANFIS.

IV.2. Adaptive Neural Fuzzy Inference System (ANFIS)

Le système ANFIS est un réseau adaptatif proposé par Jang [III.23]. Ce système peut être vu comme un réseau de neurones non bouclé pour lequel chaque couche est un composant d'un système flou. Il est composé d'un ensemble de neurones connectés entre eux par des connexions directes. Chaque neurone modélise une fonction paramétrée ; le changement des valeurs de ses paramètres entraîne le changement de la fonction, de même que le comportement total du réseau adaptatif.

IV.2.1. Architecture de l'ANFIS

Le système hybride NF de type ANFIS est composé de cinq couches où les nœuds adaptatifs sont situés à la première et les quatrième couches. Afin de présenter l'architecture de base et le fonctionnement d'un modèle NF de type adaptatif utilisé dans ce travail, on considère un système d'inférence flou de type Takagi-Sugeno du premier ordre. La structure de ANFIS est composée de cinq couches (figure III.14), les règles sont

de type « si prémisses alors conséquent ». ANFIS a prouvé son efficacité avec son algorithme d'apprentissage simplifié : la méthode de descente de gradient et la méthode des moindres carrés [III.26].

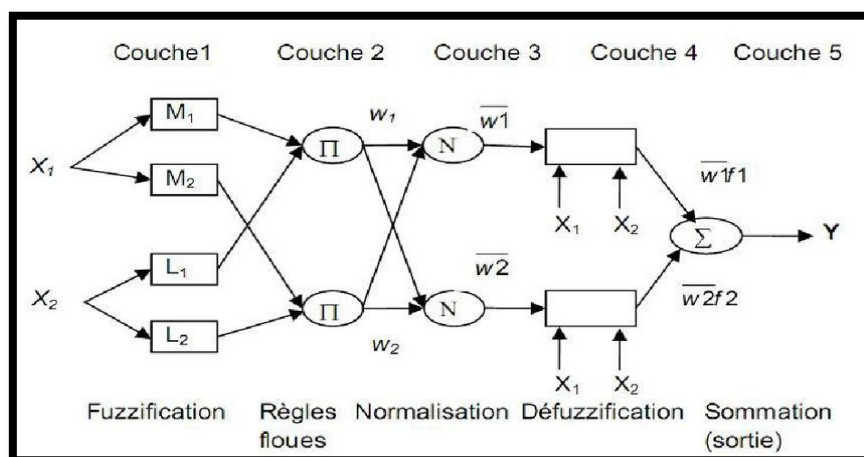


Figure III.14. Architecture d'ANFIS à deux entrées.

La figure III.14 présente l'architecture d'un ANFIS formalisant le raisonnement de Sugeno du premier ordre, à deux entrées et une sortie et une base de règles constituée de deux règles, dont une règle est exprimée par :

$$\text{si } x_1 \text{ est } A_i \text{ et } x_2 \text{ est } B_i \text{ alors } f_i = p_i + q_i x_1 + r_i$$

Correspondant à l'architecture d'ANFIS qui se compose de cinq couches :

Couche 1 : Les paramètres correspondant sont appelés paramètres de la prémisse $\{a_i, b_i, c_i\}$

$$O_{1,i} = U_{A_i}(x), \quad (\text{III.18})$$

Généralement $U_{A_i}(x)$ est choisi sous forme de cloche avec son maximum égal à 1 et le minimum égal à 0.

Couche 2: (Fuzzyfication) : Dans cette couche les neurones fixes modélisent l'opérateur "Et" et calculent la valeur de vérité de chaque règle :

$$w_i = U_{A_i}(x) * U_{B_i}(x) \quad (\text{III.19})$$

Couche 3 : (Permise des règles): Les neurones N sont des neurones fixes, ils effectuent la normalisation de la valeur de vérité de la règle (poids).

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i = 1, 2 \quad (\text{III.20})$$

Couche 4 : (Partie conclusion des règles) : Chaque neurone de cette couche est un neurone adaptatif tel que :

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x_1 + q_i x_2 + r_i), \quad (\text{III.21})$$

Les paramètres $\{p_i, q_i, r_i\}$ sont appelés paramètres de la conséquence.

Couche 5: (Défuzzification): elle fait la combinaison de toutes les conclusions, il délivre la réponse du réseau donnée par :

$$O_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i f_i \quad (\text{III.22})$$

IV.2.2. Apprentissage de l'ANFIS

L'algorithme d'apprentissage hybride proposé par Jang [III.23] est une association de la méthode de descente de gradient et de la méthode d'estimation des moindres carrés. La méthode de descente de gradient permet d'ajuster les paramètres prémisses en fixant les paramètres conséquents alors que la méthode des moindres carrés ajuste les paramètres conséquents en fixant les prémisses.

V. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la méthodologie de diagnostic adopté. nous avons présenté un état de l'art sur les techniques de l'intelligence artificielles en particulier les réseaux de neurones, logique floue et l'hybridation entre les deux techniques afin d'obtenir un réseau neuro-flou plus puissant qui combine les propriétés des deux techniques qui il est ANFIS. Nous avons décrit les deux méthodes utilisées pour résoudre le problème inverse RN et ANFIS. Avec les deux méthodes, en se servant des bases de données créées par le modèle direct numérique, nous procédons à l'inversion. Dans le chapitre suivant, nous appliquerons la méthodologie développée sur différentes configurations de câblage et différent types de défauts.

Références bibliographiques chapitre III

- [III.1] L. Zadeh, "Information and control", Fuzzy Sets, Vol. 8, pp.338-353, 1965.
- [III.2] H. Maaraf, "Notion de base de la théorie de flou", Cours de la théorie de flou, université d'Evry Val d'Essonne, 2002.
- [III.3] S. V. Kartalopoulos, "Understanding Neural Networks and Fuzzy Logic Basic Concepts and Applications", IEEE Press – PHI, 2004.
- [III.4] A. Abraham, "Neuro fuzzy systems: State of the art modeling techniques". Master's thesis, School of Computing & Information Technology, University Monash, Australia, 2001.
- [III.5] G. J. Klir, et B. Yuan, "Fuzzy sets and fuzzy logic: theory and applications", Prentice-Hall. Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1994.
- [III.6] L. X. Wang, "Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [III.7] L. A. Zadeh, "A relational for fuzzy control", Journal of systems, Measurement and control, pp. 3-4,1972.
- [III.8] E. H. Mamdani, S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", International Journal of Man-machine Studies, Vol. 7. pp.1-13.1975.
- [III.9] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", IEEE Trans. Systems, Vol.15, pp.116-132, 1985.
- [III.10] C.W. LEE, Y. Shin, "Construction of fuzzy systems using least-squares method and genetic algorithm", Fuzzy Sets and Systems, Vol.137, pp. 297–323, 2003.
- [III.11] B. K. Bose, "Fuzzy logic and Neural Networks", IEEE Industry Applications Magazine, pp.57-61, 2000.
- [III.12] J. G. Taylor, "The promise of neural networks", Springer-Verlag, 1983.
- [III.13] E. Davalo, P. Naim, "Des Réseaux de Neurones", Edition Eyrolles, 1993.
- [III.14] G. Dreyfus, "Réseaux de neurones", Edition Eyrolles, 2002.
- [III.15] P. D. Power, "Non linear Multilayer Perceptron channel equalization", PHD Dissertation, University of Belfast, 2001.
- [III.16] J. C. Patra and R. N. Pal, "A functional link artificial neural network for adaptive channel equalization," Signal Processing, vol.43, pp. 181-195, 1995.

- [III.17] J. Moody, C. Darken, “Fast learning in network of locally-tuned processing units”, *Neural Computation*, Vol.1, pp.606-623, 1995.
- [III.18] S. Sius, G. J. Gibson, and C. F. N. Cowan, “Decision feedback equalization using neural network structures and performance comparison with standard architecture”, *IEEE Proceedings*, Vol.137, Pt. I, No. 4, pp.221-225, Aug. 1990.
- [III.19] M. I. Benkahla, “Application of neural networks to digital communication”, *Signal processing* Vol.80, pp.1185-1215, 2000.
- [III.20] J. Hérault, C. Jutten, “Réseaux neuronaux et traitement du signal”, Editions Hermès, Paris, 1994.
- [III.21] K. Hornik, “Multilayer feed forward networks are universal approximators”, *Neural Networks*, vol.2, pp. 359-366. 1989.
- [III.22] C. T. Lin, et G. LEE, “Neural Fuzzy Systems: A Neuro-Fuzzy Synergism to Intelligent Systems”, Ed. Prentice Hall, 1996.
- [III.23] Chuen-Tsai Sun, Eiji Mizutani, Jyh-Shing Roger Jang, “Neuro-Fuzzy and Soft Computing”, Prentice-Hall, NewYork, 1997.
- [III.24] N. Palluat, “Méthodologies Neuronales de Diagnostic des Dégradations”, Mémoire de DEA, Laboratoire d'Automatique de Besançon, France, 2002.
- [III.25] C.W. Lee, McGinnity, G. Prasad, “An approach for on-line extraction of fuzzy rules using a self-organizing fuzzy neural network”, *Fuzzy Sets and Systems* Vol.150, N.2, pp.211-243, 2005.
- [III.26] C. Mahabir, F. Hicks et F. R. Fayek, “Neuro-Fuzzy river ice breakup forecasting System”, *Cold régions science and technology*, Vol.46, pp.100-112, 2006.
- [III.27] D. Racoceanu, “Contribution à la surveillance des Systèmes de Production en utilisant les Techniques de l'Intelligence Artificielle”, Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Franche Comté, Besançon. 2006.

Chapitre IV :

Diagnostic des Défauts par des Algorithmes Intelligents

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous mettons en œuvre la méthodologie de diagnostic présentée dans le chapitre précédent. En utilisant la réflectométrie dans le domaine temporel (TDR en Anglais) et la résolution du problème inverse sur des réseaux électriques à géométrie complexes, nous avons proposé d'examiner les deux types de défauts (francs ou non).

Nos résultats de simulation obtenus en discrétisant les équations des lignes par FDTD sont comparés et validés avec des résultats expérimentaux. Les deux méthodes d'inversion (ANFIS et Réseaux de Neurones (RN)) sont comparées sur le plan de leurs performances, précision, coût et complexité.

Ce chapitre a donc pour but de valider et montrer la faisabilité de cette nouvelle méthode de diagnostic de câblage. Nous mettrons en avant les principaux avantages qui sont l'identification des défauts de câblage à partir de la réponse temporelle, la détection, la localisation et la caractérisation de défauts dans des réseaux a topologie complexe.

II. Problème inverse

Par définition, un problème inverse consiste à déterminer des causes à partir de la connaissance des effets. Ce problème est l'inverse du problème dit direct, consistant à déduire les effets à partir de la connaissance des causes, nous pouvons voir que les problèmes inverses risquent de poser des difficultés. En effet, il est raisonnable d'exiger qu'un problème direct soit bien posé : "les mêmes causes produisent les mêmes effets". Par contre, il est facile d'imaginer que les mêmes effets puissent provenir de causes différentes. Une autre difficulté de l'étude des problèmes inverses est qu'elle demande souvent une bonne connaissance du problème direct, ce qui se traduit par le recours pour sa résolution à des éléments spécifiques à chaque problème traité. Du point de vue mathématique, ces problèmes se répartissent en deux grands groupes. Il y a les problèmes linéaires qui se ramènent à la résolution d'une équation intégrale de première espèce dans le cas continu ou à la résolution d'un système dans le cas discret. D'autre part, il y a les problèmes non-linéaires, qui sont le plus souvent des questions d'estimation de paramètres dans des équations différentielles ou aux dérivées partielles. Les phénomènes électromagnétiques sont généralement non linéaires vis-à-vis des paramètres physiques et géométriques de l'objet à étudier (réseau électrique affecté par défaut). Par conséquent, les modèles adoptés sont généralement également non linéaires. La complexité des modèles directs fait qu'ils sont rarement inversibles. On entend par « inversion », le fait de remonter

aux paramètres utiles de la cible (défauts). Ces paramètres sont, soit les longueurs des branches et les charges des tronçons secondaire si la configuration filaire est affectée par un défaut franc, soit l'impédance ou la position du défaut s'il est non franc, à partir des mesures ou simulations fournies par le réseau sous test. L'estimation des paramètres de la branche affectée est alors réalisée en insérant le modèle direct dans le processus itératif d'inversion ou par l'utilisation d'un modèle inverse direct.

II.1. Inversion itérative

Cette technique est basée sur l'utilisation du modèle direct. Si la solution du modèle direct ne peut pas être inversée de façon mathématique. Un algorithme de minimisation d'erreur permet alors de minimiser l'écart (exemple : erreur quadratique moyenne (EQM)) entre le modèle direct et la mesure. Le processus est itératif et se poursuit jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait. Le critère d'arrêt généralement utilisé est lié soit au nombre d'itérations maximal soit au critère d'erreur qui doit alors être inférieur à un seuil prédéfini.

À condition d'avoir un modèle peu coûteux en calcul et avec le progrès de la capacité de calcul des ordinateurs, l'inversion itérative peut être rapide et efficace. Cependant, si le modèle analytique n'est pas disponible, la même procédure peut être exécutée en utilisant un modèle numérique comme modèle direct. En effet, un modèle numérique peut être coûteux en calcul, et le temps mis pour un calcul dépend fortement de la complexité de la géométrie de réseau électrique. Par conséquent, le temps de résolution du problème direct peut-être très élevé. Dans le domaine de diagnostic des réseaux filaires il ya plusieurs travaux basé sur la technique d'inversion itérative, nous citons les Algorithmes Génétiques (AG) [IV.1]-[IV.2], Electromagnetism-Like Mechanism (ELM) [IV.3], Particle Swarm Optimization (PSO) [IV.2]-[IV.4], Teaching–Learning-Based Optimization (TLBO) [IV.5], Backtracking Search Algorithm (BSA) [IV.6], et Improved Black Hole (IBH) [IV.7].

II.2. Inversion directe

Le problème direct décrit comment les paramètres du modèle se traduisent en effets observables expérimentalement. Ensuite, à partir des mesures obtenues sur le phénomène réel, la démarche va consister à approximer au mieux les paramètres qui permettent de rendre compte de ces mesures. Cette résolution peut se faire par simulation numérique ou

de façon analytique. Pour des problèmes dont la solution analytique est très simple, on peut explicitement inverser le modèle direct afin d'évaluer les paramètres recherchés. L'absence d'itération dans ce cas permet d'avoir une inversion plus rapide que celle précédemment citée.

II.3. Inversion direct par RN /ANFIS

Dans ce paragraphe, nous allons mettre en application l'utilisation de la méthodologie de diagnostic sur des réseaux des lignes. Cette méthode, est divisée en deux étapes : dans un premier temps la réponse (mesurée ou simulée) de la ligne de transmission affectée par un défaut est obtenue. Ensuite une procédure d'inversion directe est effectuée, pour remonter à des informations sur les défauts (l'impédance Z et la position du défaut). Dans tout ce qui va suivre, les résultats de simulation (réponse de la ligne) sont obtenus par résolution du système topologique $[A][X]=[B]$ construit à partir des équations des lignes discrétisées par FDTD.

II.3.1. Construction des bases de données

La première étape dans la résolution du problème inverse consiste en la construction d'une base d'apprentissage. Cette base contient des données (paramètres issus de nos simulations) reliant les réflectogrammes à la position et l'impédance du défaut. En premier, nous calculons le signal de différence entre la réponse des réseaux sans et avec défaut pour extraire deux groupes de paramètres caractéristiques ; l'amplitude maximale de la tension et son instant d'apparition correspondant. Le premier groupe qui contient les instants d'apparition (t) de l'amplitude max est utilisée pour localiser le défaut, le second groupe qui contient la valeur de cette amplitude maximale de la tension est utilisée pour définir la nature des défauts (figure IV.1). Le domaine de la base d'apprentissage est défini en fonction du domaine de variation possible de la position et l'impédance du défaut. Ceci suppose que nous devons avoir des connaissances a priori sur ces variations pour fixer les limites supérieure et inférieure. Les limites supérieure et inférieure de la position du défaut étant connues, x_{max} en m, et $x_{min} = 0$ m. Pour l'impédance de défaut, $Z_{max} = 2*Z_c$ et $Z_{min} = Z_c$. Les paramètres recherchés étant l'impédance et la position du défaut, ceux-ci constituent la sortie du problème inverse. Comme il est illustré sur l'organigramme du processus d'inversion de la figure IV.1, nous avons utilisé un RN/ANFIS différent pour chaque paramètre à estimer. En effet, d'une façon générale, il vaut mieux utiliser autant de réseaux RN/ANFIS que de paramètres à estimer.

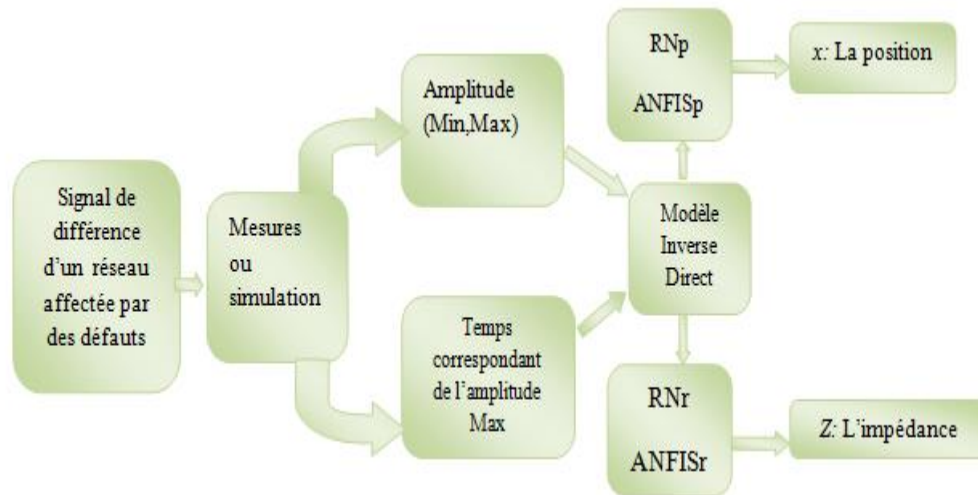


Figure IV.1. Processus d'inversion direct par RN et ANFIS.

II.4. Conditionnement des entrées : centrage et normalisation

Les entrées et les sorties du modèle neuronal peuvent être formées de variables représentant des phénomènes différents et donc mesurées avec des unités différentes (par exemple, la position en mètres, l'impédance en Ohms,...), donc avant tout apprentissage, il est préférable de conditionner toutes les variables d'entrées et de sorties. Si les variables ne sont pas normalisées, certaines d'entre elles auront un poids plus important dans l'erreur finale, tandis que d'autres seront sans influence. D'autre part, afin d'éviter un problème de saturation [IV.8], il est obligatoire que l'ordre de grandeur des poids du réseau soit semblable. La normalisation consiste à prendre les données originales, et les transformer en des valeurs v_i comprises entre 0 et 1, en utilisant la formule de normalisation min-max:

$$v_i = \frac{v_i - \min_i}{\max_i - \min_i}$$

Où : \max_i et \min_i représentent respectivement les valeurs max et min des données originales.

III. Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en Y affecté par un défaut franc

L'étude et l'analyse de défauts francs ont une importance cruciale dans le diagnostic filaire. Dans cette partie, nous allons appliquer la méthode de diagnostic développée sur un réseau électrique filaire en Y à base de câble coaxial (RG58).

Les longueurs sont $L1 = 1$ m, $L2 = 4$ m, and $L3 = 1$ m, les charges des tronçons secondaires ($L2$ et $L3$) sont illustrées sur la figure IV.2.

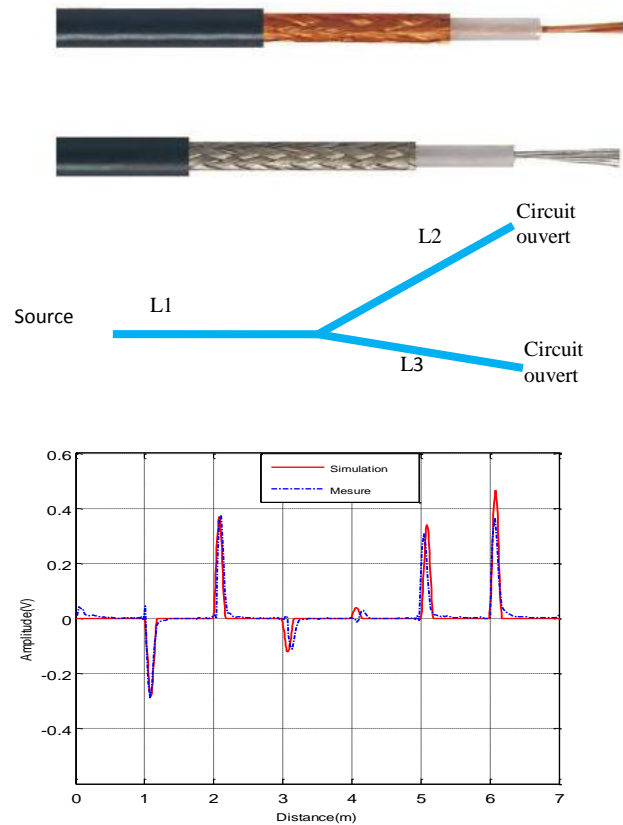


Figure IV.2. Réflectogramme correspondant à un réseau Y sans défaut.

La figure IV.3 illustre le résultat de nos simulations et celui de la mesure publié par [IV.5] pour le cas d'un réseau Y asymétrique affecté par un défaut franc (court-circuit) sur la branche L2 situé à une distance de 3 m de la source.

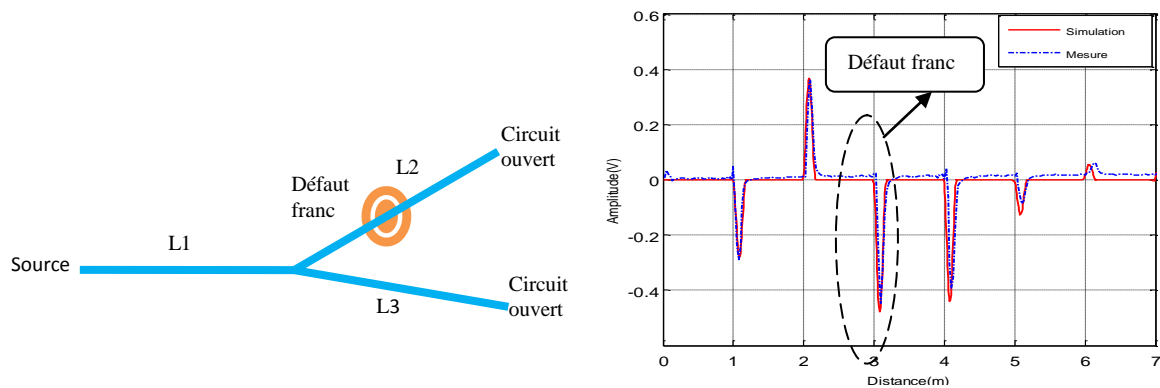


Figure IV.3. Réflectogramme correspondant au réseau Y avec défaut franc.

Les résultats en figures IV.2 et IV.3 représentent le réflectogramme pour un réseau Y sain et avec défaut franc respectivement. Nos résultats sont en parfait accord avec la mesure. Cependant, un sérieux problème d'ambiguïté peut se présenter. En effet, suivant la position du défaut, il est possible de le localiser sans ambiguïté à condition de connaître à l'avance la topologie du réseau : par exemple dans la figure IV.3 nous apercevons un pic

significatif de défaut franc après le pic de la branche L3 ce qui signifie que forcément le défaut est sur L2.

Par contre si le défaut est situé après la jonction avec symétrie des branches ($L2 = L3$), on tombe sur *une ambiguïté* sur sa localisation.

Dans un premier temps, nous considérons que un réseau symétrique ($L2 = L3$). $L1 = 1$ m, $L2 = 2$ m, and $L3 = 2$ m.

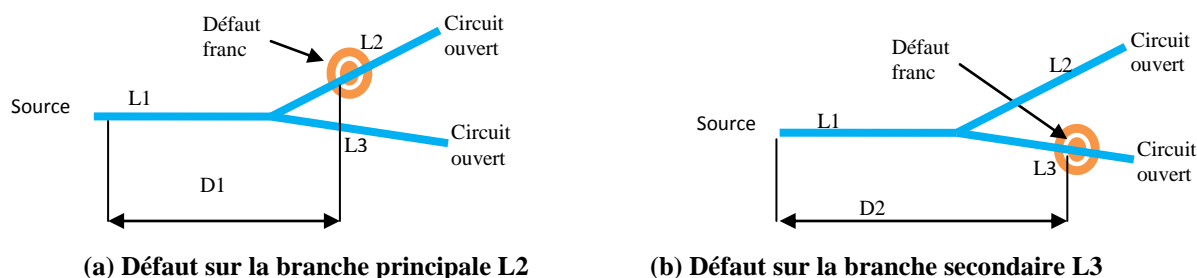
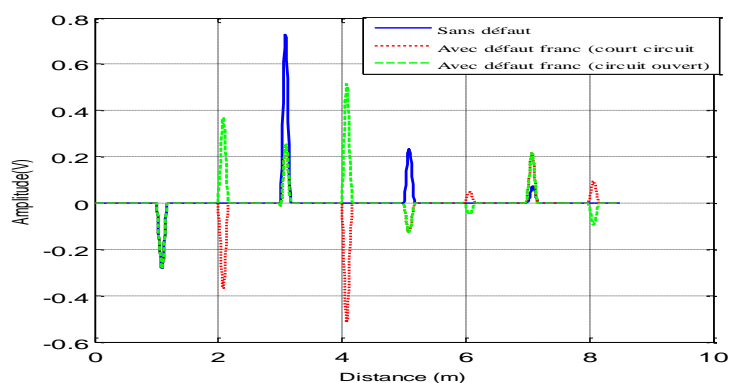
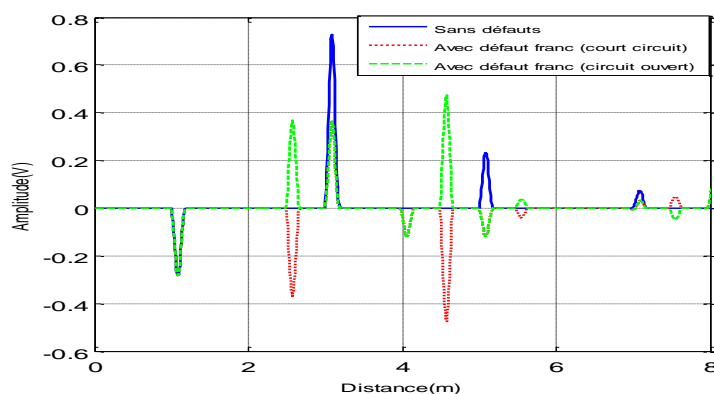


Figure IV.4. Réseau en Y affecté par un défaut franc,



(a) Défauts franc sur le branche L2 ($D1 = 2$ m).



(b) Défauts franc sur le branche L3 ($D2 = 2.5$ m).

Figure IV.5. Comparaison des réflectogrammes sans et avec défauts francs.

Les réflectogrammes en figure IV.5 donnent un exemple lorsqu'un défaut franc (circuit ouvert ou court-circuit) est situé à une distance de 2 m (figure IV.5.a) comprise dans l'intervalle $[L1, L1+L3]$ puis situé à une distance de 2.5 m (figure IV.5.b), dans ces

deux dernières configurations et à partir de la comparaison nous sommes capables de dire à quelle distance se trouve le défaut mais impossible d'affirmer la branche défectueuse. Nous pouvons alors détecter le défaut sans le localiser (problème d'ambiguïté).

III.1. Inversion par RN

Le réseau filaire en Y illustré dans la figure IV.2 a été considéré où les extrémités des tronçons secondaires (L2 et L3) sont adaptées (figure IV.6), le réseau est affecté par un défaut franc (court-circuit/ circuit ouvert) dans la branche L2 situé à distance de 2.4 m de la source.

Les RNs sont utilisés dans cette partie afin de reconstruire la topologie du réseau en Y, La base de données a été créée à partir du modèle direct par la méthode $[A] [X] = [B]$ dans le domaine temporel. Nous avons créé la base de données à partir de variation de paramètre du défaut (longueur de la ligne). La longueur de la ligne comporte environ 2080 exemples.

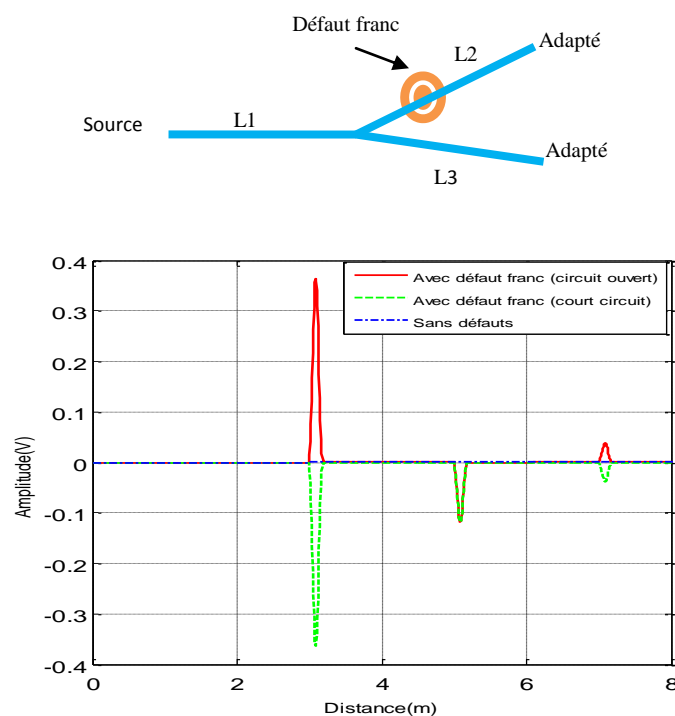


Figure IV.6. Signal de différence d'un réseau en Y affecté par un défaut franc.

La taille du RN est déterminée en se servant de la procédure de la validation croisée : nous sélectionnons la configuration donnant l'erreur la plus faible sur la base de test après apprentissage. Cependant, pour s'assurer le bon apprentissage des RN, on doit tester leur capacité à généraliser sur des exemples contenus dans la base de test. Les exemples de la

base de test sont généralement choisis de façon aléatoire avec un nombre d'exemples assez élevé (d'environ 300) pour que l'ensemble du domaine d'apprentissage soit représenté.

Dans cette application, la base d'apprentissage est constituée d'environ 1580 exemples, les bases de validation et de test sont constituées de 200 exemples. La procédure d'inversion est représentée ci-après.

La figure IV.7 montre que dans les deux cas, un bon accord entre les résultats de simulation et les résultats prédits a été obtenu. Si le modèle numérique est assez représentatif de la réalité expérimentale, on devrait également obtenir de bons résultats d'inversion sur les données expérimentales. L'apprentissage du réseau de neurones est effectué avec 18 neurones.

Le RN est constituée d'une couche cachée de fonctions tangentes hyperboliques et d'un neurone de sortie linéaire. On note que le temps nécessaire pour la phase d'apprentissage et validation de RN pour un réseau Y est 30 minutes à l'aide d'un PC équipé du processeur Intel (R) Core (TM) i3-2310M et de 4 Gb de RAM.

Tableau IV.1. La taille des bases des données utilisées pour RN cas d'un réseau en Y

	RN
La taille de la base d'apprentissage	1580
La taille de base de validation	200
La taille de base de test	300
Erreur (m)	5.18×10^{-4}
Le temps de diagnostic (s)	0.28

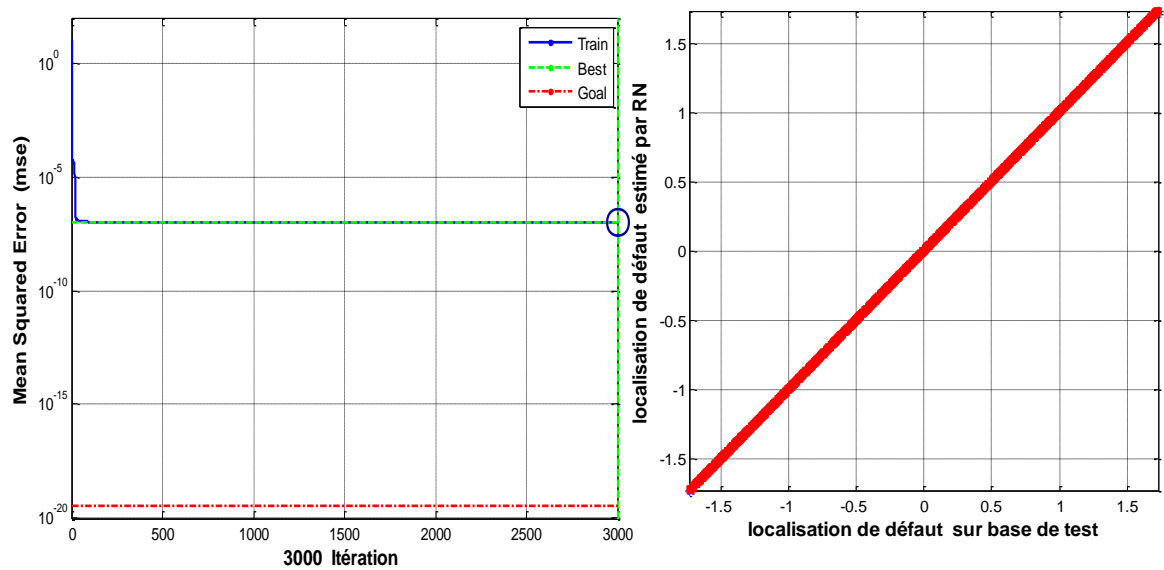


Figure IV.7. Comparaison des données estimées avec celles de la base de teste.

Les résultats de l'inversion par RN sont en bon accord avec des valeurs de référence (valeur de la position du défaut) comme illustré dans le tableau IV.2.

Tableau IV.2. Résultats de l'inversion par RN cas d'un réseau Y

Valeur de référence (m)	Localisation de défaut (m)
0.1824	0.18239
1.4616	1.46367
2.7935	2.7936
3.9743	3.9744
4.0896	4.0895

III.2. Inversion par ANFIS (Adaptif Neural Fuzzy Inference System)

W. Q. Wang [IV.9] limite le nombre d'échantillons nécessaire pour la phase d'apprentissage d'ANFIS à environ 5 fois le nombre de paramètres modifiables (les paramètres conséquents, les paramètres prémisses), cela dépend des règles floues "if then" du type Takagi et Surgeon. Le nombre total de paramètres ANFIS (prémisse, conséquents) peut être facilement calculé comme suit: Chaque fonction d'appartenance a trois paramètres modifiables, de sorte que le nombre de paramètres locaux est (Nombre d'entrées \times Nombre de MF. \times 3). De l'autre côté, le nombre de règles Fuzzy qui seront

formées par toutes les entrées sont MFNIPN où, MFN est le nombre de MF par entrée et IPN est le nombre d'entrées dans le système. En conséquence, les nombres de paramètres conséquents sont égaux à $MFNIPN \times (IPN + OPN)$ où, OPN est la sortie du système qui est toujours égale à 1. Enfin, le nombre total de paramètres modifiables est le nombre de paramètres de prémisses plus le nombre de paramètres conséquents.

L'ajustement des paramètres de L'ANFIS est réalisé lors de la phase d'apprentissage. Cette étape commence par la construction d'un réseau initial, ensuite applique une méthode d'apprentissage par rétro-propagation, Jang et al. [IV.10] a proposé d'appliquer une méthode hybride qui consiste en une association de la méthode de descente de gradient et de la méthode d'estimation des moindres carrés. La méthode de descente de gradient permet d'ajuster les prémisses en fixant les paramètres conséquents alors que la méthode des moindres carrés ajuste les paramètres conséquents en fixant les paramètres prémisses [IV.10].

La structure de l'ANFIS utilisée est composée de 5 couches comme décrit dans le chapitre précédent. La fonction d'appartenance utilisée dans la première couche est la fonction gaussienne. L'efficacité de la méthode ANFIS est améliorée en modifiant le nombre de règles de 2 à 6 comme illustré dans le tableau IV.3.

Tableau IV.3. La taille des bases de données utilisées pour ANFIS : cas d'un réseau en Y.

Le Nombre des règles	2	3	4	5	6
Nombre des paramètres modifiables	12	18	24	30	36
La taille de la base d'apprentissage 5 × le nombre totale de paramètres	60	90	120	150	180
La taille de la base de validation 5 × le nombre totale de paramètres	60	90	120	150	180
La taille de base de test	1960	1900	1840	1780	1720
La taille de base totale	2080	2080	2080	2080	2080
Erreur (m)	2.77 ×10 ⁻⁴	2.43 ×10 ⁻⁴	2.63 ×10 ⁻⁴	2.45 ×10 ⁻⁴	2.40 ×10 ⁻⁴
Le temps de diagnostic (s)	0.224	0.223	0.220	0.220	0.224

Les résultats obtenus à l'aide de la méthode ANFIS sont présentés dans ce tableau. La

capacité de généralisation de l'ANFIS est examinée à l'aide de l'erreur moindre carrée (RMSE) obtenue sur l'ensemble de teste qui contient les données d'entrée/sortie non contenues dans l'ensemble précédent, le temps d'apprentissage de ANFIS est d'environ 2 minutes et 25 secondes.

Tableau IV.4. Résultats de l'inversion par ANFIS (cas d'un réseau Y, de 2 règles)

Valeur de reference (m)	La localisation de défaut (m)
0.8664	0.8660
1.2312	1.2307
2.2224	2.2221
3.1320	3.13209
4.4160	4.4159

On constate à partir du tableau IV.4 que la méthode ANFIS est très efficace pour la localisation des défauts franc affectant le réseau en Y. Cela peut être justifié par la faible erreur. Le temps de calcul (diagnostique) est très petit (moins de 1 seconde), cela offre à la méthode ANFIS la possibilité d'être applicable en ligne. En outre, il est démontré que le nombre d'exemples utilisés pour l'apprentissage et la validation est petit (environ 120 exemples dans le cas de deux règles et environ 360 exemples dans le cas de six règles) et ce nombre est suffisant pour la phase d'apprentissage et de validation de l'ANFIS.

III.3. Comparaison ANFIS-RN

Une étude comparative entre ANFIS et RN a été réalisée, la même base de données est utilisée pour les deux méthodes où le nombre d'exemples de base de données entrée/sortie est d'environ 2080. Le tableau IV.5 résume les différents résultats obtenus par ANFIS et RN.

Tableau IV.5. Résultats obtenus par ANFIS et RN cas d'un réseau en Y

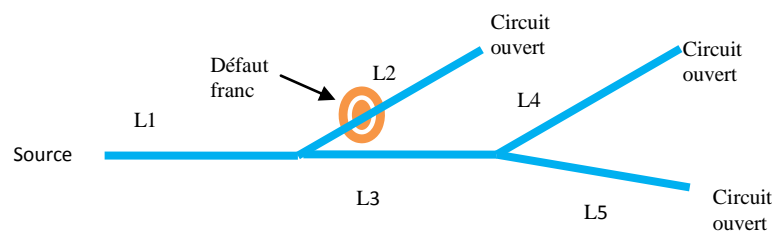
	ANFIS	RN
La taille de la base d'apprentissage	60	1580
La taille de la base de validation	60	200
La taille de la base de test	1960	300
Erreur (m)	2.77×10^{-4}	5.18×10^{-4}
Le temps de diagnostic (s)	0.274	0.28

Le tableau IV.5 montre la comparaison entre les résultats obtenus en utilisant ANFIS et RN pour le réseau en Y. Nous remarquons à partir de ce tableau que si RN fonctionne bien, l'ANFIS est mieux. Le nombre d'exemples utilisés pour la phase d'apprentissage et la phase de validation de l'ANFIS est inférieur à celui utilisé pour RN (120 dans le cas de 2 règles et 1580 exemples, respectivement) alors que l'erreur obtenue avec ANFIS est de $2,77 \times 10^{-4}$ et celle obtenue avec RN est de $5,18 \times 10^{-4}$.

IV. Diagnostic de l'état d'un réseau filaire en YY affecté par un défaut franc

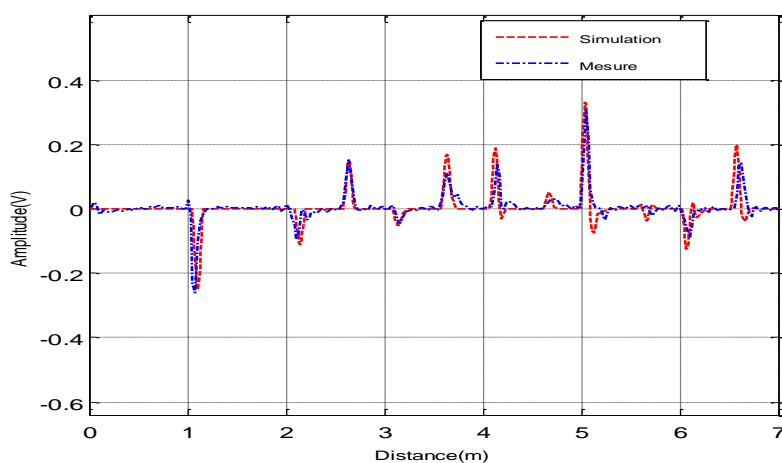
Afin de montrer la robustesse de la méthodologie de diagnostic proposée pour un réseau Y, nous allons tester sur une configuration de réseau filaire complexe (YY) affecté par un défaut franc.

Pour cela nous avons choisi la configuration du réseau complexe en figure IV.8. Le réseau est constitué des câbles d'impédance caractéristique de 50Ω , La source est adaptée à l'impédance caractéristique du câble.

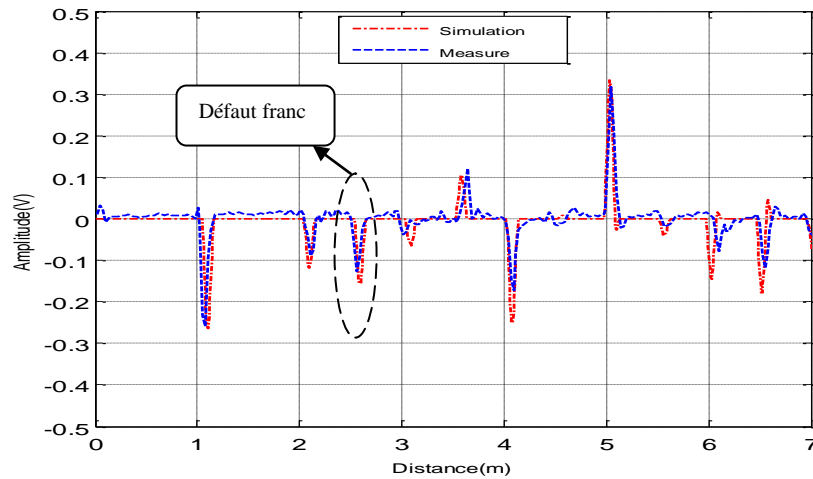


a. Configuration du réseau YY filaire.

$L1 = 1 \text{ m}$, $L2 = 4 \text{ m}$, $L3 = 1 \text{ m}$, $L4 = 0.5 \text{ m}$ et $L5 = 1.5 \text{ m}$



b. Réflectogramme sans défaut



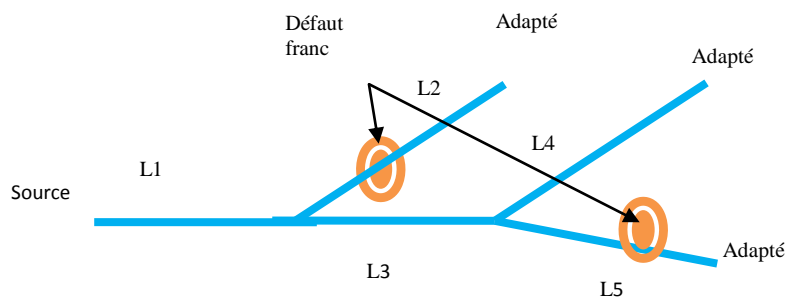
c. Réflectogramme avec défaut.

Figure IV.8. Réflectogrammes sans et avec défaut et réseau YY filaire.

Le réseau filaire en YY (figure IV.8.a) est affecté par un défaut franc (court-circuit) dans la branche L2 situé a une distance de 2.4 m de la source.

Nous remarquons que les réflectogrammes obtenus par nos simulations sont en très bon accord avec ceux issus de la mesure [IV.11] ce qui conforte le formalisme topologique $[A][X] = [B]$ que nous avons proposé. Nous notons aussi que les différents échos correspondants aux différents trajets parcourus par le signal source sont retrouvés, ainsi que celui qui correspond au défaut franc (court-circuit).

Dans le but de mettre en exergue notre formalisme, nous proposons de confronter nos résultats pour le cas de deux défauts francs (figure IV.9) en deux branches différentes.



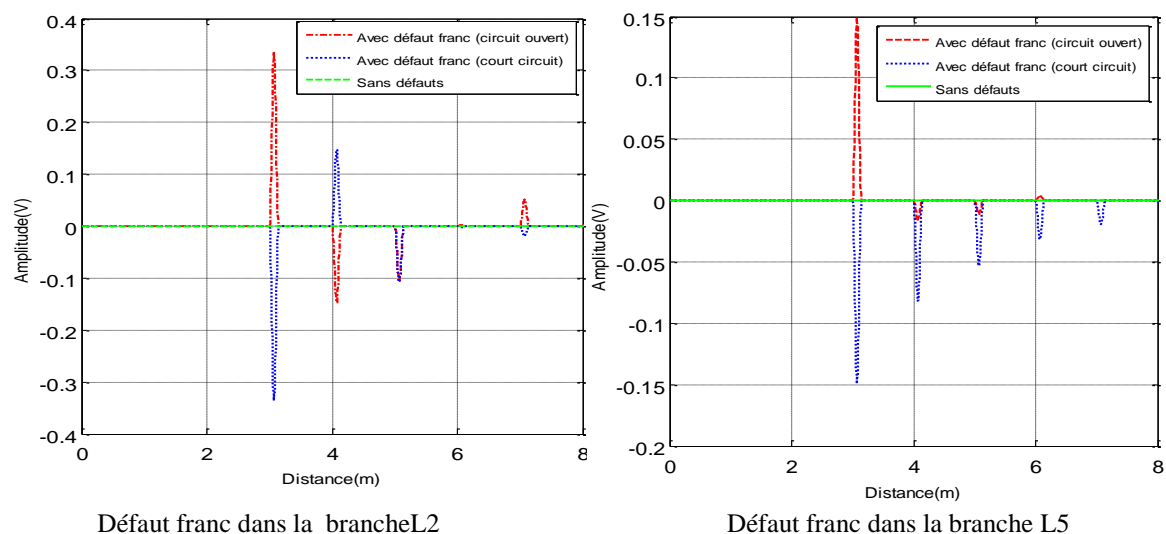


Figure IV.9. Signal de différence d'un réseau en YY affecté par un défaut franc.

Les réflectogrammes en figure IV.9 montrent une très bonne crédibilité de notre formalisme où nous retrouvons les différents échos avec une très bonne précision. Nous pouvons alors confirmer la très bonne détection des différents types de défauts francs par notre formalisme. Cela nous permet de pousser notre analyse à l'identification du défaut en résolvant un problème inverse par RN et ANFIS.

IV.1. Inversion par RN

Dans cette partie, nous allons présenter quelques résultats de l'application de la méthodologie de diagnostic proposée utilisant les RN. Le RN est alimenté avec le signal de différence pour un réseau sans et avec défaut, les sorties sont les longueurs des branches du réseau filaire et les caractérisations de défauts. Le nombre de neurones dans la couche cachée est déterminé comme dans l'exemple précédent (cas d'un réseau en Y).

Tableau IV.6. La taille de la base des données utilisées par RN : cas d'un réseau en YY

	RN
La taille de la base d'apprentissage	1425
La taille de la base de validation	190
La taille de la base de test	283
Erreur(m)	2.06×10^{-4}
Le temps de diagnostique (s)	0.211

Nous confirmons bien l'identification des défauts ; les résultats de l'inversion par RN sont en bon accord avec des valeurs de référence (la position du défaut) comme illustré dans le tableau IV.7.

Tableau IV.7. Résultats de l'inversion par RN cas d'un réseau YY

Valeur de reference(m)	La localisation de défaut (m)
0.7224	0.72381
1.6488	1.6487
2.9280	2.9279
3.9743	3.9744
4.3584	4.3583

IV.2. Inversion par ANFIS

La structure de l'ANFIS utilisée est la même que celles décrite ci-dessus. Le temps d'apprentissage de l'ANFIS est d'environ 2 minutes et 10 secondes à l'aide d'un PC équipé du processeur Intel (R) Core (TM) i3-2310M et de 4 Gb de RAM. Le tableau IV.8 résume les différents résultats obtenus par ANFIS.

Tableau IV.8. La taille de la base de données utilisée pour ANFIS : Cas d'un réseau YY.

Le nombre des règles	2	3	4	5	6
Le nombre des paramètres modifiables	12	18	24	30	36
Taille de la base d'apprentissage 5 × le nombre totale de paramètres	60	90	120	150	180
La taille de la base de validation 5 × le nombre totale de paramètres	60	90	120	150	180
La taille de base de test	1780	1720	1660	1600	1540
La taille de base totale	1900	1900	1900	1900	1900
Erreur (m)	1.44 ×10 ⁻⁴	2.45 ×10 ⁻⁴	2.27 ×10 ⁻⁴	2.64 ×10 ⁻⁴	2.38 ×10 ⁻⁴
Le temps de diagnostic (s)	0.46	0.32	0.328	0.326	0.83

On constate à partir du tableau IV.8 que la méthode ANFIS est très efficace pour la localisation des défauts francs affectant le réseau en YY. Cela peut être justifié par son erreur plus faible ainsi que le temps de diagnostic est très court (moins de 1 seconde), cela offre à la méthode ANFIS la possibilité d'être applicable en ligne. En outre, il est démontré que le nombre d'exemples utilisé pour la formation et la validation est faible (environ 120 exemples dans le cas de deux (02) règles et environ 360 exemples dans le cas de six (06) règles) et ce nombre est suffisant pour la phase d'apprentissage et validation de l'ANFIS [IV.11].

Le tableau IV.9 récapitule quelques résultats d'inversion par ANFIS comparés avec quelques valeurs de référence.

Tableau IV.9. Résultats de l'inversion par ANFIS (cas d'un réseau YY, 2 règles ANFIS)

Valeur de reference(m)	Localisation de défaut (m)
0.7824	0.7820
1.9776	1.9772
2.4360	2.4358
3.8231	3.8232
4.1111	4.1112

Les résultats de l'inversion par ANFIS sont en très bon accord avec des valeurs de référence (valeur de la position du défaut) comme illustré dans le tableau IV.9.

IV.3. Comparaison entre ANFIS et RN

Une étude comparative entre ANFIS et RN a été réalisée, Nous notons que la même base de données est utilisée pour les deux méthodes, le nombre d'exemples de la base de données entrée/sortie est d'environ 1900. Le tableau IV.10 résume les différents résultats obtenus par ANFIS et RN.

Tableau IV.10. Résultats obtenus par ANFIS et RN cas d'un réseau en YY.

	ANFIS	RN
La taille de la base d'apprentissage	60	1425
La taille de la base de validation	60	190
La taille de la base de test	1780	283
Erreur(m)	1.44×10^{-4}	2.06×10^{-4}
Le temps de diagnostic (s)	0.46	0.211

Le tableau IV.10 montre les résultats obtenus lors de la localisation et la caractérisation des défauts francs avec les deux méthodes d'inversion (RN et ANFIS) pour le cas d'un réseau en YY. Il est remarquable à partir de ce tableau que l'ANFIS est mieux efficace que RN, cela est justifié par le nombre d'exemples utilisés pour la phase d'apprentissage et de validation de l'ANFIS qui est très inférieur (120 dans le cas de 2 règles) à celui utilisé pour RN (1580 exemples), en plus d'une erreur plus faible dans la localisation du défaut (1.44×10^{-4} m avec ANFIS contre 2.06×10^{-4} obtenue avec RN).

V. Diagnostic de réseaux complexes en présence d'un défaut non franc

La configuration du réseau traitée est illustrée en figure IV.10, ce réseau est composé d'un câble électrique bifilaire avec sa section transversale représentée sur la figure IV.11 ; Ce câble est largement utilisé dans des équipements embarqués (train, voiture, avion ... etc.). Les paramètres linéiques L, C, R et G peuvent être calculés en fonction de la formulation proposée par [IV.12].

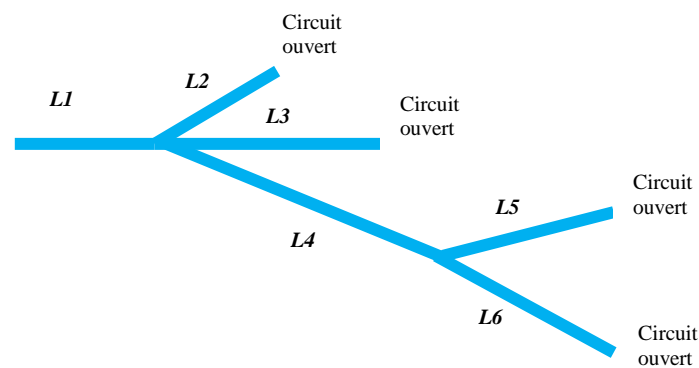


Figure IV.10. Configuration du réseau complexe considéré.

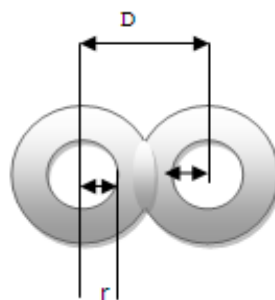


Figure IV.11. Coupe transversal du câble utilisé ($r = 0.5$ mm, $D = 2,06$ mm).

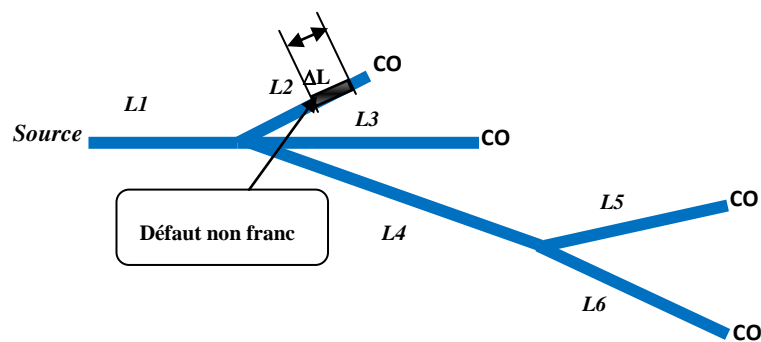
Dans cette application, nous proposons la comparaison quelques résultats de simulation des réseaux électriques par résolution numérique des équations des lignes par FDTD et les mesures réelles publiées par [IV.14] dans le cas sans défaut. Comme illustré

en figure IV.12, le réseau traité est composé de six branches : $L1 = 1$ m, $L2 = 0,60$ m, $L3 = 2,25$ m, $L4 = 4,25$ m, $L5 = 1,75$ m et $L6 = 1$ m. Le signal source est une impulsion de cosinus.

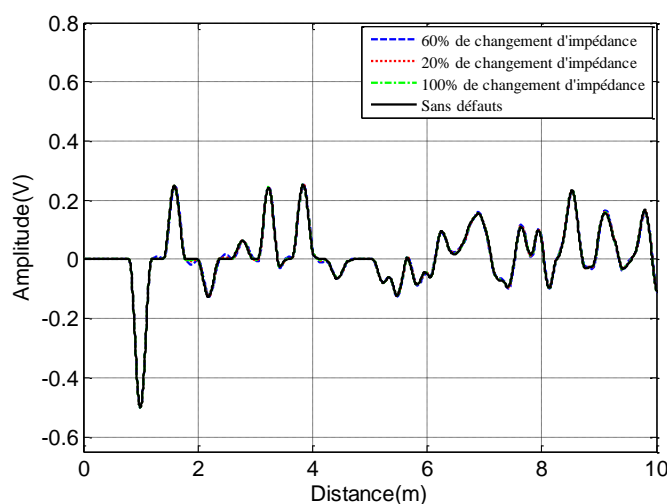
Nous proposons de traiter le défaut non franc en utilisant le formalisme décrit dans le deuxième chapitre, nous rappelons que le défaut est représenté par un changement de l'impédance caractéristique sur une très petite de la ligne en défaut.

V.1. Réseau affecté par un seul défaut

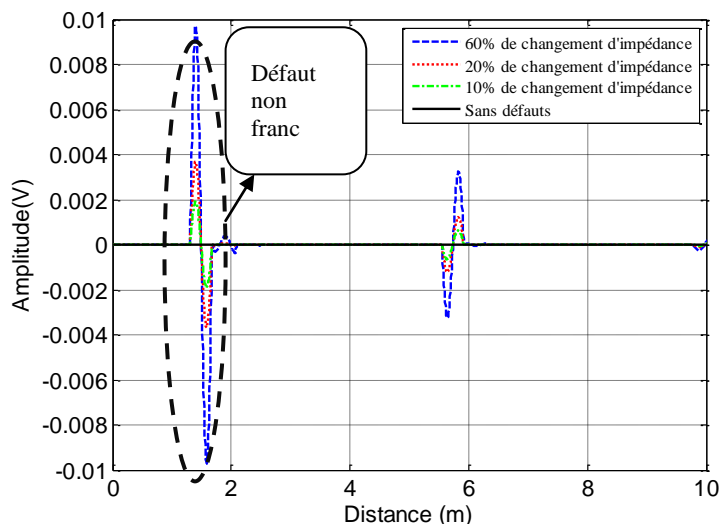
On considère un défaut non franc dans la branche $L2$ à distance de $LF1 = 1,4$ m de l'entrée (figure IV.12.a). Nous rappelons que le défaut non franc est représenté par un changement localisé ΔZ_c (sur une longueur $\Delta L = 2$ cm) de l'impédance caractéristique. Afin de conforter notre analyse, nous considérons différentes valeurs de l'impédance de défaut ($Z_c + \Delta Z_c$), chacune correspondant à ΔZ_c différente.



a. Réseau étudié avec défaut sur $L2$



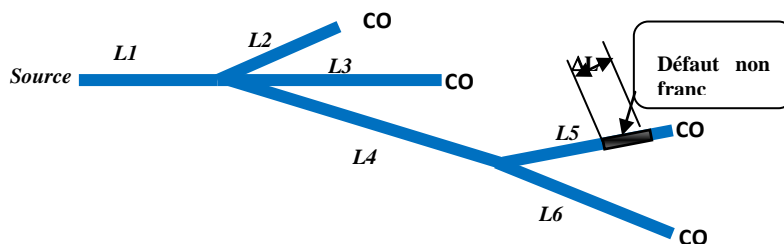
b. Réflectogrammes de la branche $L2$



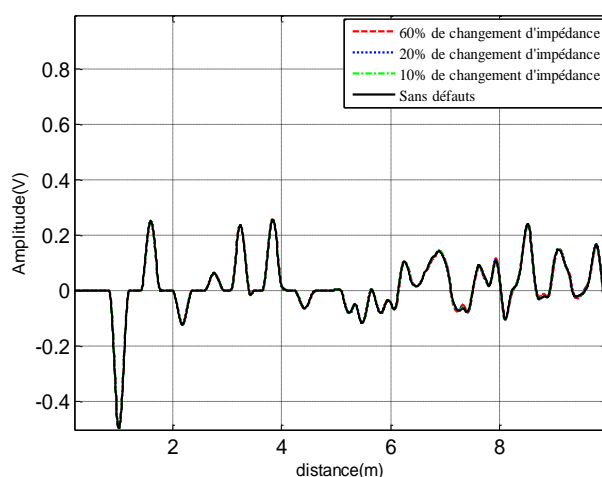
c. Signal de différence dans la branche L2.

Figure IV.12. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L2.

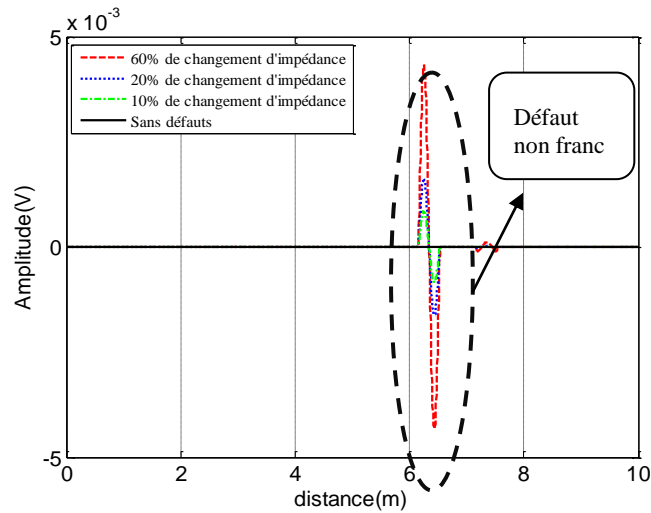
Nous proposons dans cette deuxième application de changer la position du défaut non franc (branche L5) à $LF2 = 6,25$ m de l'entrée (figure IV.13.a).



a. Réseau étudié avec défaut



b. Réfectogramme d'un réseau complexe affecté par un défaut non franc

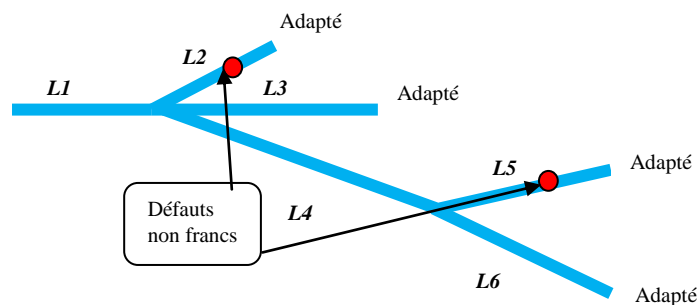


c. Signal de différence d'un réseau sans et avec défaut non franc (10%, 20% et 60%)

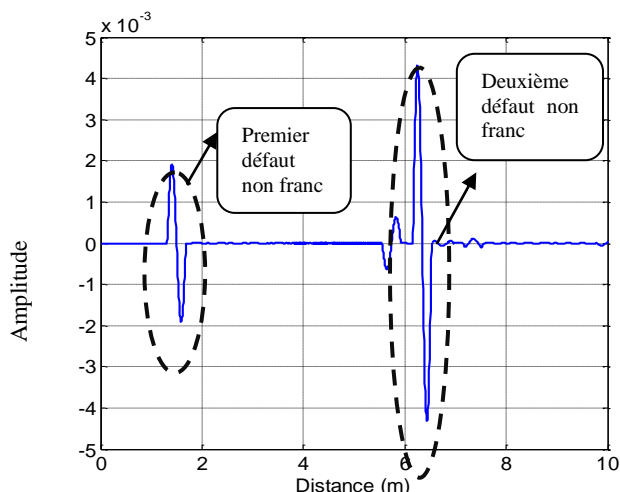
Figure IV.13. Réseau complexe affecté par un défaut non franc dans la branche L5.

V.2. Réseau affecté par deux défauts

Dans le deuxième cas, le réseau filaire est affecté simultanément par deux défauts non francs. Ces deux derniers affectent les deux branches L2 et L5 (figure IV.14), les deux défauts correspondant à un changement d'impédance caractéristique de 10% et 60% et sont distants de 1.4 m et de 6.25m de l'entrée respectivement.



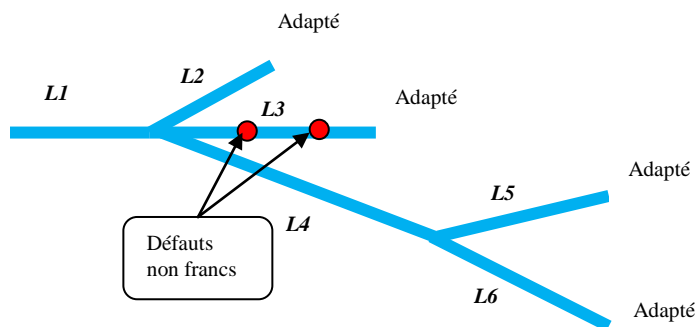
a. Configuration du réseau affecté par deux défauts



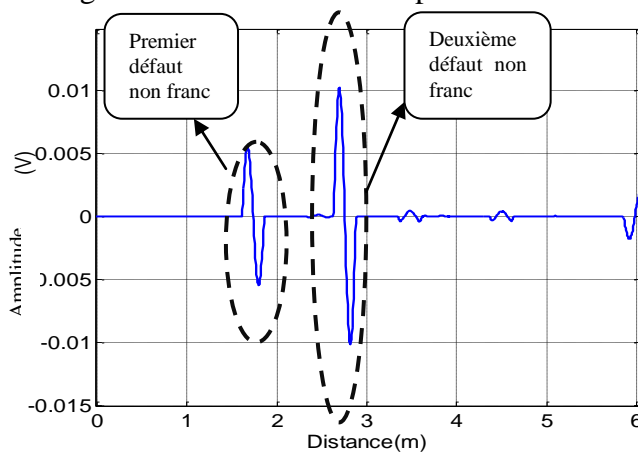
b. Réflectogramme correspondant

Figure IV.14. Réseau affecté par deux défauts dans deux branches différentes.

La figure IV.15 illustre un réseau filaire complexe affecté par deux défauts non francs de changement de 10% et 60% de l'impédance caractéristique a distance de 1.7 m et 2.7 m successivement de l'entrée dans la branche L3.



a. Configuration du réseau affecté par deux défauts



b. Réflectogramme correspondant

Figure IV.15. Réseau affecté par deux défauts dans la même branche.

Nous remarquons pour l'ensemble des résultats que les différents échos apparaissent correctement (aux instants prévus théoriquement) avec une précision très élevée, si ces résultats permettent la détection du défaut, ils ne donnent pas suffisamment d'informations (son impédance, son emplacement). Pour pallier à ce problème nous introduisant quelques outils d'intelligence artificielle pour la résolution du problème inverse.

V.3. Inversion par RN

Comme il est illustré sur l'organigramme du processus d'inversion de la figure IV.1, nous avons utilisé un RN différent pour chaque paramètre à estimer. En effet, d'une façon générale, il vaut mieux utiliser autant de réseaux que de paramètres à estimer. Ceci rend les réseaux de neurones moins complexes avec moins de paramètres internes à ajuster. Le RN que nous utilisons est constituée d'une couche cachée de fonctions tangentes hyperboliques et d'un neurone de sortie linéaire [IV.14].

Le problème inverse est appliqué en utilisant quatre (04) RN, nous utilisons le premier RNp pour la localisation de défaut dans le réseau électrique, les trois derniers RNr sont utilisés pour l'estimation de la résistance des défauts non franc, où le premier RNr1 est utilisé pour caractériser les défauts situés avant la jonction J1, le deuxième RNr2 sert à caractériser les défauts situés entre la jonction J1 et la jonction J2 et le troisième RNr3 est utilisé pour caractériser les défauts situés après la jonction J2 (figure IV.16). Cette répartition des RNr (RNr1, RNr2, RNr3) a été choisie pour augmenter l'efficacité de notre analyse [IV.14].

Le RNp comporte deux couches cachées (33,25) des neurones avec des fonctions d'activation tangente hyperbolique et la couche de sortie constituée d'un seul neurone ayant une fonction d'activation linéaire et RNr contient une couche cachée de (25) neurones aux fonctions d'activation tangente hyperbolique et la couche de sortie constituée d'un seul neurone ayant une fonction d'activation linéaire.

Les bases de données sont constituées d'exemples reliant le temps d'apparition (t) de l'écho à la position du défaut, et l'amplitude du pic de tension correspond à la résistance de défaut. Le nombre total des échantillons dans La base de données d'entrée / sortie, est de 1580 exemples pour chaque RNr (RNr1, RNr2, RNr3) et environ 1397 exemples pour NNp. Chaque ensemble de données est divisé aux trois ensembles différents: ensemble d'apprentissage (80% de tous les échantillons), l'ensemble de validation est (10% de tous les échantillons) et ensemble de tests (10% de tous les échantillons).

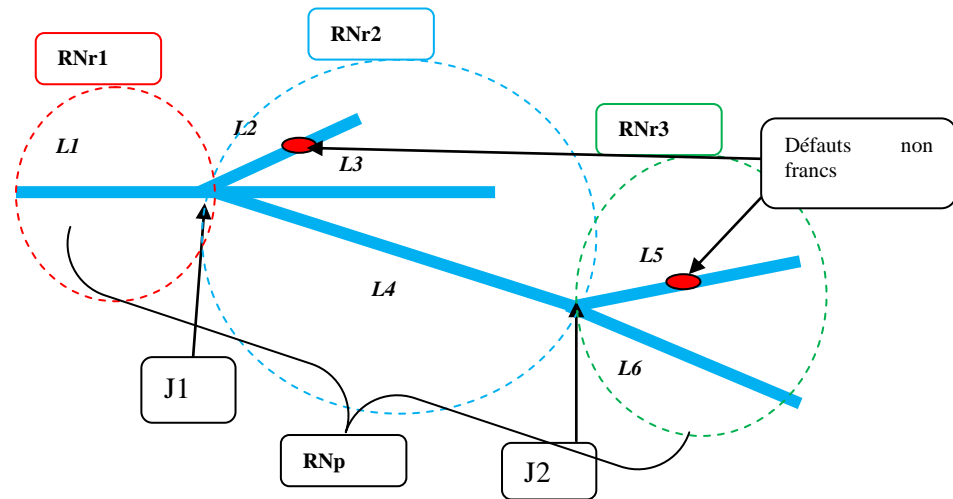


Figure IV.16. La répartition de RN.

Tableau IV.11. La taille des bases des données utilisées pour RN cas d'un réseau complexe affecté par défaut non franc

La taille de la base de données					
	Apprentissage	validation	test	Nombre de neurones	Erreur RMS
RNr	1264	158	158	25	$6.37 \cdot 10^{-5}$
RNp	1120	140	140	(33,25)	$1.763 \cdot 10^{-4}$

Le tableau IV.11 confirme l'efficacité de la méthode de répartition des RN pour l'identification et la localisation des défauts non francs, il est démontré que le défaut non franc a été strictement identifié et localisé avec une petite erreur

Le tableau IV.12 compare les résultats obtenus par les RN avec les valeurs de référence.

Tableau IV.12. Impédance et position des différents types de défauts

		$\Delta Z = 10\%$	$\Delta Z = 20\%$	$\Delta Z = 60\%$
		$\Delta Z + Z_c = 86.49 \Omega$	$\Delta Z + Z_c = 94.34 \Omega$	$\Delta Z + Z_c = 125.8 \Omega$
Défaut non franc 1.4 m		86.49 Ω	94.34946 Ω	125.7996 Ω
		1.40027 m	1.40027 m	1.40027 m
Défaut non franc 6.25 m		86.49 Ω	94.34 Ω	125.8 Ω
		6.25034 m	6.25034 m	6.25034 m

Nous remarquons que les résultats de l'inversion par RN sont en bon accord avec des valeurs de référence. À partir de ces résultats, on peut conclure que le RN arrive à généraliser et donne des résultats avec une bonne précision.

V.4. Inversion par ANFIS [IV.15]

Comme il est illustré sur l'organigramme du processus d'inversion de la figure IV.1, on a utilisé un ANFIS différent pour chaque paramètre à estimer. La structure de l'ANFIS utilisée est composée de 5 couches, la fonction d'appartenance utilisée dans la première couche est la fonction gaussienne. Le problème inverse est appliqué en utilisant 04 ANFIS, nous utilisons le premier ANFISp pour la localisation de défaut dans le réseau électrique, les trois derniers ANFISr (ANFISr1, ANFISr2 et ANFISr3) sont utilisés pour l'estimation de la l'impédance des défauts non franc, où le premier ANFISr1 est utilisé pour caractériser les défauts situés avant la jonction J1, le deuxième ANFISr2 sert à caractériser les défauts situés entre la jonction J1 et la jonction J2 et le troisième ANFISr3 est utilisé pour caractériser les défauts situés après la jonction J2 (figure IV.17).

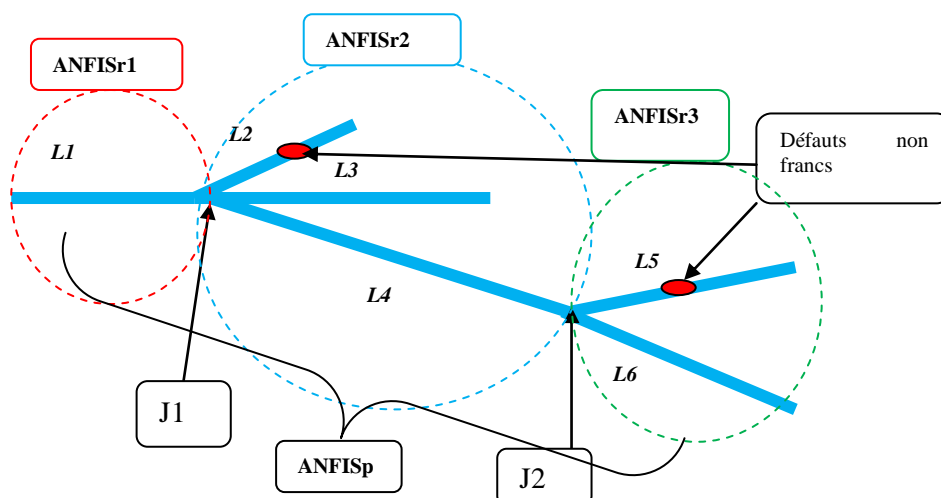


Figure IV.17. Distribution du réseau ANFIS.

Les mêmes bases de données utilisées pour RNs a été utilisé pour ANFIS où le nombre d'exemples de la base de données entrée/sortie est de 1580 exemples pour chaque ANFISr: ensemble de formation (12% de tous les échantillons), ensemble de validation (12% de tous les échantillons) et ensemble de tests (76% de tous les échantillons), où le nombre des règles est 6, le nombre de paramètres totaux est 36 et environ 1215 exemples pour ANFISp, ensemble de formation (10% de tous les échantillons), ensemble de validation (10% de tous les échantillons) et ensemble de tests (80% de tous les échantillons) où le nombre de règles est 4, le nombre total de paramètres est de 24.

Le tableau IV.13 représente les tailles des bases de données utilisées pour l'apprentissage et la validation et le test de l'ANFISp et de l'ANFISr.

Tableau IV.13. Les tailles des bases des données utilisées pour l'apprentissage et validation et le test de l'ANFISp et de l'ANFISr

	ANFIS _p	ANFIS _r
Nombre des paramètres modifiables	24	36
La taille de la base d'apprentissage 5 × le nombre totale de paramètres	120	180
La taille de la base de validation 5 × le nombre totale de paramètres	120	180
La taille de base de test	975	1220
La taille de base totale	1215	1580

Le tableau IV.14 confirme l'efficacité de la méthode de répartition des réseaux ANFIS sur l'identification et la localisation des défauts non francs, il est démontré que le défaut non franc a été exactement identifié et localisé avec une petite erreur [IV.15].

Tableau IV.14. Résultats de l'inversion par ANFIS

La taille de la base de données					
	Apprentissage	validation	test	Nombre de paramètres	Erreur RMS
ANFIS _r	180	180	1220	36	$5.98 \cdot 10^{-4} \Omega$
ANFIS _p	120	120	975	24	$1,17 \cdot 10^{-4} \text{ m}$

Le tableau IV.15 compare les résultats obtenus par ANFIS avec les valeurs de référence dans le cas de défaut non franc affectant un réseau filaire complexe.

Tableau IV.15. Impédance et position des différents défauts (inversion par ANFIS)

	$\Delta Z = 10\%$ $\Delta Z + Z_c$ $= 86.49 \Omega$	$\Delta Z = 20\%$ $\Delta Z + Z_c$ $= 94.34 \Omega$	$\Delta Z = 60\%$ $\Delta Z + Z_c$ $= 125.8 \Omega$
Défaut non franc situé à distance de 1.4 m	86.49086 Ω	94.34946 Ω	125.7996 Ω
	1.39862 m	1.39862 m	1.39862 m
Défaut non franc situé à distance de 6 m	86.48959 Ω	94.34956 Ω	125.80009 Ω
	6.0015 m	6.0015 m	6.0015 m

Les résultats de l'inversion par ANFIS sont en bon accord avec des valeurs de référence. À partir de ces résultats, on peut conclure que l'ANFIS arrive à généraliser et donne des résultats avec une bonne précision.

V.5. Comparaison ANFIS-RN

Le tableau IV.16 illustre les résultats obtenus de la localisation et la caractérisation des défauts non francs avec les deux méthodes d'inversion (RN et ANFIS).

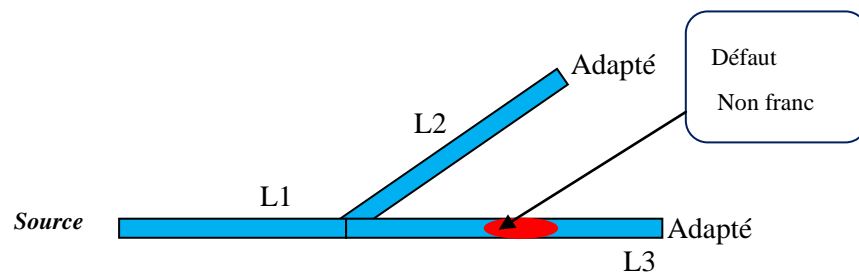
Tableau IV.16. Impédance et position des différents types de défauts

		La taille de la base de données			Nombre de paramétrés, Nombre de neurons	Error RMS
		Apprentissage	validation	test		
ANFIS	ANFIS _r	180	180	1220	36	$5.98 \cdot 10^{-4} \Omega$
	ANFIS _p	120	120	975	24	$1,17 \cdot 10^{-4}$ (m)
RN	RNr	1264	158	158	25	$6.37 \cdot 10^{-5} \Omega$
	RNp	1120	140	140	(33,25)	$1.76 \cdot 10^{-4}$ m

Nous remarquons que les deux approches retrouvent bien les paramètres du défaut (impédance et position), avec un léger avantage pour le ANFIS, cela est justifié par le nombre d'exemples utilisés pour la phase d'apprentissage et de validation de l'ANFIS qui est inférieur à celui utilisé pour RN.

V.6. Effet de la taille du réseau

Pour simuler le cas d'un réseau embarqué de dimensions plus réalistes, un réseau Y de longueurs $L_1=15$ m, $L_2= 20$ m, $L_3= 35$ m a été considéré, le défaut non franc est situé dans la branche L3 à distance de $LF_1 = 35$ m de l'entrée de longueur de $\Delta L= 7$ cm comme illustré en figure IV.18



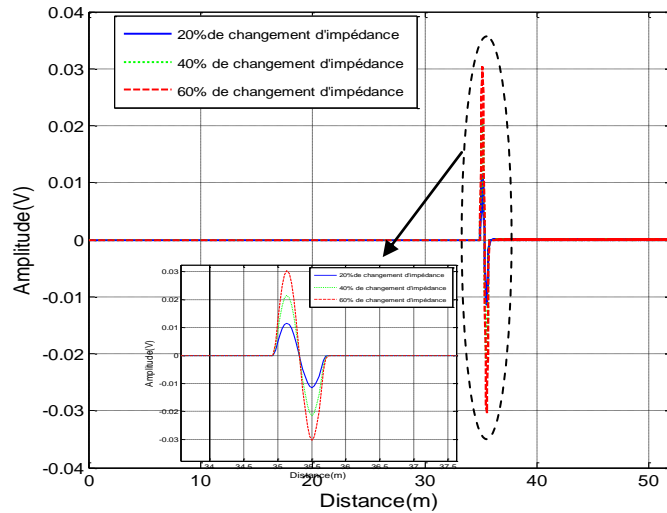


Figure IV.18. Réseau en Y affecté par un défaut non franc dans la branche L3.

Le problème inverse est appliqué en utilisant 03 RN (figure IV.19), nous utilisons le premier RNp pour la localisation de défaut dans le réseau électrique, les deux derniers RNr sont utilisés pour l'estimation de la résistance des défauts non franc, où le premier RNr1 est utilisé pour caractériser les défauts situés avant la jonction J1 et le deuxième RNr2 sert à caractériser les défauts situés après J1.

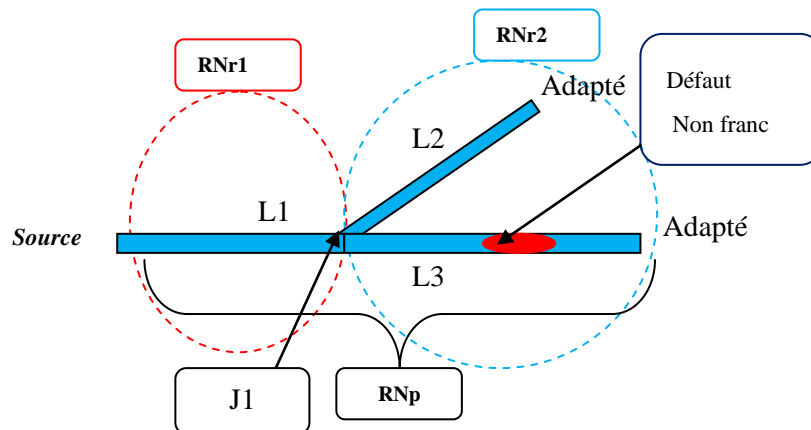


Figure IV.19. Répartition de RN pour un réseau Y affecté par défaut non franc.

Tableau IV.17. Résultats de l'inversion par RN

La taille de la base de données					
	Apprentissage	validation	test	Nombre de neurones	Erreur RMS
RNr	1300	100	150	50	$4.38 \cdot 10^{-4} \Omega$
RNp	1000	100	120	60	$3.7 \cdot 10^{-3} m$

Le tableau IV.17 confirme l'efficacité de la méthode de répartition des RN pour l'identification et la localisation des défauts non francs, il est démontré que le défaut non franc a été strictement identifié et localisé avec une erreur relativement faible malgré les dimensions plus grandes du réseau.

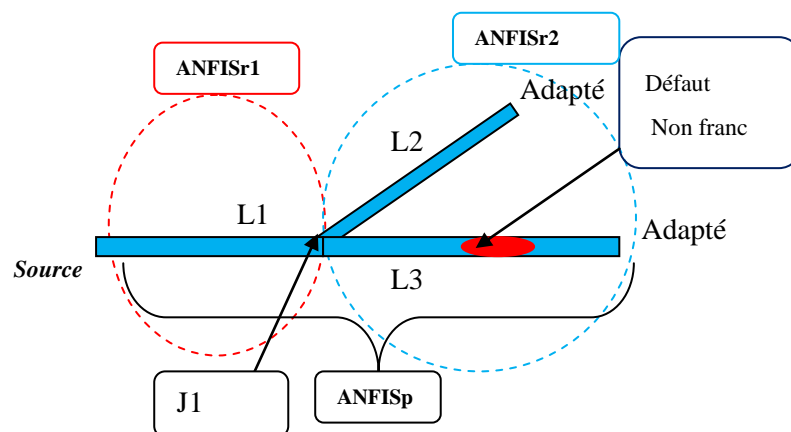


Figure IV.20. La répartition de ANFIS pour un réseau Y affecté par défaut non franc

La même base de donnée de teste utilisée pour RNr, RNp a été utilisée pour ANFISp et ANFISr, on utilise la même stratégie illustré dans la figure IV.20.

Le tableau IV.18 confirme l'efficacité de la méthode de répartition des ANFIS pour l'identification et la localisation des défauts non francs, il est démontré que le défaut non franc a été strictement identifié et localisé avec une petite erreur.

Tableau IV.18. Résultats de l'inversion par ANFIS

La taille de la base de données					
	Apprentissage	validation	test	Nombre de paramétrés	Erreur RMS
ANFIS _r	180	180	1220	36	$5.38 \cdot 10^{-4} \Omega$
ANFIS _p	180	180	850	36	0.011 m

VI. Détection des défauts dans un réseau filaire adaptée bruitée

Dans les conditions réelle et dans les mesures, un bruit naturel superflu est superposé sur le signal utile, ce bruit supplémentaire forme un effet indésirable sur la réponse de la TDR, dans le cas de la présence du bruit il est très difficile de localiser et définir le défaut non franc. Pour résoudre ce problème et pour estimer la robustesse des approches proposées, on reprend la configuration du réseau en figure IV.10, un défaut non franc dans la branche L2 à LF1 = 1,4 m de l'entrée avec un changement d'impédance de 40% et un bruit blanc aléatoire avec un écart type de 1 mV est ajouté aux signaux de différence (figure IV.21).

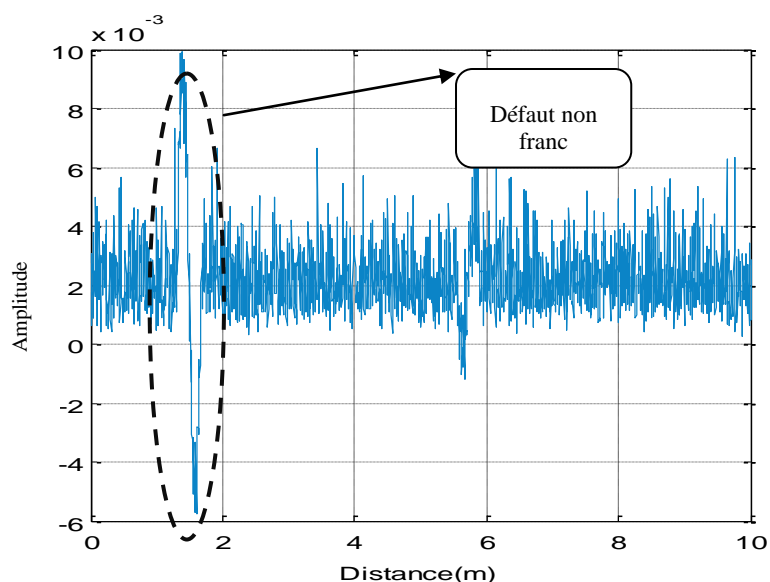


Figure IV.21. Signal de différence avec bruit.

VI.1. Inversion par ANFIS

Pour étudier l'effet du bruit sur l'approche proposée qui est basée sur ANFIS, un bruit blanc gaussien a été ajouté dans les bases des données de teste utilisées pour ANFISp et ANFISr, nous définissons SNR:

$$SNR_{dB} = 20 \log E_{AVRF} / E_{bruit}$$

Où : E_{AVRF} est l'énergie de signal de différence et E_{bruit} est l'énergie du bruit.

Tableau IV.19. L'effet du bruit sur l'approche proposée basé sur ANFIS.

SNR En dB	10	20	30	40	50	60	70
Erreur ANFISp (m)	5.88 *10 ⁻¹	2.13* 10 ⁻¹	6.26 *10 ⁻²	1.99 *10 ⁻²	6.52 *10 ⁻³	2.51 *10 ⁻³	1.47 *10 ⁻³
Erreur ANFISr (Ω)	7.20	2.356	0.703	0.228	0.074	0.023	0.007

Les résultats illustrés dans le tableau IV.19 montrent l'effet du bruit sur l'approche proposée où l'erreur de test de la base de données augmente avec la diminution de SNR, Néanmoins, les résultats sont indiqués dans le tableau IV.20 confirment l'efficacité de la méthode ANFIS dans l'identification du défaut non franc dans l'environnement bruité, cela justifié par la faible erreur dans la localisation et l'identification du défaut.

Tableau IV.20. Efficacité d'ANFIS pour l'identification du défaut non franc avec bruit.

SNR En db	ANFIS						
	10	20	30	40	50	60	70
$\Delta Z = 10 \%$ $\Delta Z + Z_c = 86.49 \Omega$	98.75	86.43	85.71	86.76	86.57	86.50	86.491
$\Delta Z = 20 \%$ $\Delta Z + Z_c = 94.34 \Omega$	87.85	89.13	94.57	94.29	94.32	94.342	94.355
$\Delta Z = 60 \%$ $\Delta Z + Z_c = 125.8 \Omega$	131.40	120.7	125.35	125.64	125.92	125.80	125.81
Défaut situé à distance de 1.4 m et 6.25 m de la source	1.352 6.80	1.613 6.165	1.433 6.268	1.386 6.23	1.402 6.244	1.395 6.2529	1.397 6.2520

VI.2. Inversion par RN

La même base de donnée de teste utilisée pour ANFISp, ANFISr a été utilisée pour RNp et RNr dans le cas d'un milieu bruité.

Tableau IV.21. Effet du bruit sur l'approche proposée basé sur RN

SNR En db	10	20	30	40	50	60	70
Erreur RNp (m)	5.02 *10 ⁻¹	1.97 *10 ⁻¹	5.79 *10 ⁻²	1.97 *10 ⁻²	6.30 *10 ⁻³	2.27 *10 ⁻³	1.11 *10 ⁻³
Erreur RNr (Ω)	8.55	2.32	0.68	0.224	0.069	0.022	0.006

Les résultats illustrés dans le tableau IV.21 montrent l'effet du bruit sur l'approche proposée où l'erreur de la base de données de test augmente avec la diminution de SNR, Néanmoins, les résultats présentés dans le tableau IV.22 confirment l'efficacité de la méthode RN dans l'identification du défaut non franc dans l'environnement bruité, cela est justifié par la faible erreur dans la localisation et l'identification du défaut.

Tableau IV.22. Efficacité de RN pour l'identification du défaut non franc avec bruit.

SNR En db	RN						
	10	20	30	40	50	60	70
$\Delta Z = 10\%$ $\Delta Z + Z_c = 86.49 \Omega$	95.78	87.45	85.56	86.55	86.47	86.48	86.492
$\Delta Z = 20\%$ $\Delta Z + Z_c = 94.34 \Omega$	106.09	92.37	93.65	94.23	94.30	94.33	94.351
$\Delta Z = 60\%$ $\Delta Z + Z_c = 125.8 \Omega$	131.05	132.22	126.2	125.29	125.86	125.80	125.79
Défaut situé à distance de :1.4 m et 6.25 m de la source	1.91 6.66	1.39 5.72	1.46 6.17	1.409 6.271	1.405 6.234	1.402 6.249	1.399 6.250

VII. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons appliqué la méthodologie de diagnostic sur différentes configurations de réseaux (Y et YY) et avec deux types de câblages différents. Deux types de défauts ont été étudiés :

- Dans un premier temps la méthode est appliquée sur des réseaux des câbles de transmission affectée par des défauts francs.
- Dans le deuxième cas de défaut non franc, nous avons remarqué que le réflectogramme du réseau de câblage présente des variations à la position de défaut dont l'amplitude dépend de l'impédance de défaut.

La résolution du problème inverse est effectuée par deux méthodes ANFIS et RN. Nous avons remarqué que les deux approches donnent des résultats satisfaisants, les deux approches estiment bien les paramètres du défaut (impédance et position), avec un nette avantage pour le ANFIS, cela justifié par le nombre d'exemples utilisés pour la phase d'apprentissage et validation de l'ANFIS qui est inférieur à celui utilisé pour RN. Par contre les RN consomment beaucoup de temps pour la création de la base de données, le réglage des paramètres du réseau et l'apprentissage, Pour cela nous considérons que l'utilisation des ANFIS peut être très avantageuse pour les applications embarquées.

Références bibliographiques chapitre IV

- [IV.1] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, & M. Lambert, “Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.46 N.8. pp. 2998-3001, 2010.
- [IV.2] M. K. Smail, H.R.E.H., Boucekara , L. Pichon, H. Boudjefdjouf, R.Mehasni, “Diagnosis of wiring networks using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms”, Computers and Electrical Engineering, Vol.40, N.7, pp.2236-2245,2014.
- [IV.3] H. R. E. H. Boucekara, M. K. Smail, and G. Dahman, “Diagnosis of Multi-Fault Wiring Network Using Time-Domain Reflectometry' and Electromagnetism-Like Mechanism”, Electromagnetics, Vol.33, pp.131-143, 2013.
- [IV.4] H.Boudjefdjouf, R.Mehasni , A.Orlandi, H. R. E. H., Boucekara, F.de Paulis, “Non-Destructive Testing in Complexes Cabling Networks using Time Domain Reflectometry and Particle Swarm Optimization”, Federated Conference on Computer Science and Information Systems ,Vol. 3, pp .157–163,2014.
- [IV.5] H.Boudjefdjouf, R.Mehasni , A.Orlandi, H.R.E.H., Boucekara , F.de Paulis, M.,K.Smail,“Diagnosis of Multiple Wiring Faults Using Time-Domain Reflectometry and Teaching–Learning-Based Optimization” , Electromagnetics , Vol.35,N.1, pp.10-24,2015.
- [IV.6] H. Boudjefdjouf, H. R. E. H. Boucekara, F. De Paulis, M. K. Smail, A. Orlandi, R. Mehasni, “Wire Fault Diagnosis Based on Time-Domain Reflectometry and acktracking Search Optimization Algorithm”, ACES JOURNAL , Vol.31, N.4, pp .340-347, 2016.
- [IV.7] M. K. Smail, H. R. E. H. Boucekara , L. Pichon, H. Boudjefdjouf, A. Amloune, Z. Lacheheb,“Non-destructive diagnosis of wiring networks using time domain reflectometry and an improved black hole algorithm”, nondestructive testing and evaluation journal,Vol.31, N.4, pp.1-15, 2016.
- [IV.8] P. Costa, “Contribution à l’utilisation des réseaux de neurones à couche en traitement du signal”, Thèse de doctorat de l’école normale supérieur de Cachan,

1996.

- [IV.9] W. Q. Wang, M.F. Goldnaraghi, F. Ismail, “ Prognosis of machine health condition using neuro-fuzzy systems ”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 18, pp. 813-831,2004.
- [IV.10] J.-S.R. Jang, C.-T. Sun, E. Mizutani, “Neuro-Fuzzy and Soft Computing:a Computational Approach to Learning and Machine Intelligence”, Prentice-Hall, NewYork,1997.
- [IV.11] A. Laib, M. Melit, B. Nekhoul, H. Boudjefdjouf, H. Bouchekara, “ Localisation of faults in wiring networks using time domain reflectometry and adaptive neuro-fuzzy inference system”, *Electronics Letters*. Vol.53 N.9, pp. 600–602, 2017.
- [IV.12] F. T. Ulaby ,“Fundamentals of Applied Electromagnetics”, Prentice Hall, 1999.
- [IV.13] R. Parakha, “The invisible frays/Aformal assessment of the ability of reflectometry to locate frays on aircraft wiring”,M.S. thesis, Department of Electrical Engineering, Utah State University, Lagan, Utah, 2004
- [IV.14] A. Laib, M. Melit, B. Nekhoul, K. Elkhamlichi drissi,K. Kerroum,,”Soft Fault Identification in Electrical Network using Time Domain Reflectometry and Neural Network”,Third International Conference on Electrical Engineering And Control Applications ICEECA’17 November, 21-23, 2017, At Constantine, Algeria
- [IV.15] A. Laib, M. Melit, B. Nekhoul , K. Elkhamlichi drissi, K. Kerroum,,” Soft fault identification in electrical network using time domaine reflectometry and adaptive neuro-fuzzy inference system”, 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B),2017.

Conclusion Générale

Les travaux de recherche menés dans cette thèse ont pour objectif de proposer et de développer de nouvelles techniques de diagnostic de réseaux filaires complexes dans le but de détecter, localiser et caractériser les défauts dans les réseaux filaires.

Nous avons tout d'abord, positionné les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en présentant les différentes méthodes de diagnostic existantes ; les méthodes existantes ont été développées pour l'analyse d'une simple ligne de transmission mais peu sont adaptées à l'analyse de réseaux filaires complexes, elles semblent ne pas être totalement efficaces pour la détection et la localisation des défauts filaires sans ambiguïté et en plus caractériser voir détecter le vieillissement du câble électrique.

Nous nous sommes intéressés à la réflectométrie dans le domaine temporel. En revanche en raison des chemins multiples dans le réseau complexe, la réponse présente certaines difficultés pour l'analyse. Cette problématique est d'autant plus gênante que les réseaux filaires de topologies différentes sont de plus en plus utilisés, nous avons donc cherché à développer une approche qui réponde à cette problématique.

Nous avons appliqué, dans un premier temps, notre méthode pour diagnostiquer le réseau des câbles de transmission en Y et en YY affectés par des défauts francs [IV.11], Dans un second temps, notre méthode a été appliquée à des réseaux de câblages électrique complexes affectés par des défauts non francs [IV.14-15], Les paramètres à identifier dans ce deuxième cas sont les paramètres électriques et géométriques (l'impédance et la position) du défaut, l'opération d'inversion s'effectue en deux temps. Une étape d'apprentissage des données à partir d'un ensemble d'une base de données s'effectue au préalable (« offline »). Cette étape peut demander un temps relativement important en fonction du type du réseau (simple, Y ou complexe), et du nombre de paramètres utilisés pour réaliser l'apprentissage (nombre d'exemple utilisée), mais elle n'a besoin d'être effectuée qu'une seule fois, dans ce premier cas où nous avons confirmé que l'ANFIS est plus rapide que le RN [IV.14-15].

La deuxième étape d'inversion ne fait pas appel à des itérations successives, elle est rapide, les deux modèles (ANFIS et RN) peuvent par conséquent être utilisés en temps qu'estimateur « temps réel ». Les deux méthodes (ANFIS et RN) montrent une bonne précision dans localisation et caractérisation des défauts (franc ou non franc). Nous avons

par ailleurs montré que l'ANFIS est mieux efficace, cela est justifié par le nombre d'exemples utilisés pour la phase d'apprentissage et de validation qui est largement inférieur à celui utilisé pour RN [IV.14-15].

Afin de confirmer la validation des formalismes que nous avons proposés, nous nous sommes intéressé au cas de fonctionnement et de diagnostic dans des conditions plus proches à la réalité, où nous un bruit naturel superflu existe se superpose avec le signal utile, ce bruit supplémentaire forme un effet indésirable sur la réponse de TDR beaucoup plus lorsque la signature de défaut est comparable en ordre de grandeurs avec ce dernier, la présence du bruit rend très difficile la localisation et l'identification de défaut non franc, pour estimer l'efficacité de notre approche et pour simuler les conditions réelles, un bruit blanc aléatoire a été ajouté aux signaux de réflectogramme, les résultats obtenus confirment l'efficacité de la deux méthodes (ANFIS, RN) dans l'identification du défaut non franc dans l'environnement bruité, cela peut être justifié par la petite erreur trouvée dans la localisation et l'identification du défaut [IV.15].

Les perspectives portent notamment sur l'application de la procédure développée à des situations plus complexes et plus réalistes, par exemple sur un réseau d'automobile dans son environnement réel ou encore un réseau de distribution généralement enterré avec prise en compte du sol.

Il serait intéressant d'augmenter les performances du code FDTD, en y intégrant notamment la prise en compte des phénomènes du couplage entre branches du réseau et la conductivité non finie du sol. Enfin, la vétusté des installations industrielles comportant des tronçons de lignes de longueurs très importantes (supérieures au kilomètre) peut constituer un autre domaine d'application privilégié pour cette méthode.

En ce qui concerne le problème inverse, il semble intéressant d'améliorer la procédure d'inversion en utilisant les Support Vector Machine (SVM), nous devons utiliser les méthodes de traitement de signal (la matrice Pencil, les ondelettes, ...etc.) pour améliorer la base de données utilisée pour l'apprentissage. Une autre solution possible, est de prendre en compte les points significatifs de la réponse temporelle du réseau sous test. Un autre axe de recherche à approfondir est de réfléchir à des solutions pour résoudre le problème d'ambiguïtés dans l'identification des défauts.

ANNEXE

A) Algorithme de rétro-propagation

La rétro-propagation du gradient BP (Back Propagation) est une généralisation de l'algorithme LMS conçu spécialement pour le MLP .C'est un algorithme supervisé dont l'objectif est d'ajuster les poids du réseau MLP de façon à minimiser une fonction de coût différentiable, telle que l'erreur quadratique entre la sortie du réseau et la sortie désiré:

$$E(n) = \|d(n) - x_L(n)\|^2 \quad (\text{A.1})$$

Où $x_L(n)$ est la sortie du réseau au temps n et $d(n)$ la sortie désirée. L'algorithme de BP assure la descente du gradient sur le critère d'erreur pour atteindre le minimum. Le gradient de $E(n)$ est calculé pour tous les poids de la manière suivante :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial W_{ijk}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{ik}} \cdot \frac{\partial y_{ik}}{\partial W_{ijk}} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{ik}} \cdot x_{i-1j} \quad (\text{A.2})$$

Dans le cas de la couche de sortie ($i=L$) on évalue le terme d'erreur de sortie δ_{Lk} comme suit:

$$\delta_{Lk} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{lk}} = 2\hat{f}'(\partial y_{lk})(d_k - x_{lk}) \quad (\text{A.3})$$

Où f' : est la dérivée de la fonction d'activation:

$$\hat{f}'(x) = \frac{df(x)}{dx} \quad (\text{A.4})$$

Pour les couches cachées, le terme d'erreur δ_{ik} du neurone (i,k) est donné par:

$$\delta_{ik} = 2\hat{f}'(y_{lk}) \sum_{j=1}^{N(i+1)} \delta_{i+1j} W_{i+1kj} \quad (\text{A.5})$$

La modification des poids et des biais est obtenue selon les équations suivantes :

$$w_{ijk}(n+1) = w_{ijk}(n) + \mu \delta_{ik} x_{i-1j} + \alpha (W_{ijk}(n) - W_{ijk}(n-1)) \quad (\text{A.6})$$

$$b_{ik}(n+1) = b_{ik} + \mu \delta_{ik} \quad (\text{A.7})$$

μ est le pas d'apprentissage et α le terme d'inertie (momentum).

Le choix du pas d'apprentissage influe beaucoup sur la rapidité de convergence, un pas trop petit ralentit l'apprentissage, un pas trop important provoque un risque d'instabilité. Il est même possible que l'algorithme rencontre un minimum local. Le terme d'inertie (momentum $0 < \alpha < 1.0$) permet de sortir du minimum local et de limiter les oscillations lors de l'apprentissage ; en prenant en compte les évolutions des étapes précédentes et donc de converger plus rapidement. La phase d'apprentissage est souvent arrêtée lorsque l'erreur calculée sur l'ensemble de la base d'apprentissage est inférieure à un seuil déterminé par l'utilisateur. Il est possible d'arrêter l'apprentissage en fixant une limite au nombre d'itérations.

B) Algorithme de Levenberg-Marquardt, ou algorithme LM

permet d'obtenir une solution numérique au problème de minimisation d'une fonction, souvent non linéaire et dépendant de plusieurs variables. L'algorithme interpole l'algorithme de Gauss-Newton et l'algorithme du gradient. Plus stable que celui de Gauss-Newton, il trouve une solution même s'il est démarré très loin d'un minimum. Cependant, pour certaines fonctions très régulières, il peut converger légèrement moins vite. L'algorithme fut découvert par Kenneth Levenberg, puis publié par Donald Marquardt. C'est un problème qui se présente souvent en régression linéaire et non linéaire.

- **Application à la méthode des moindres carrés**

Son application principale est la régression au travers de la méthode des moindres carrés : étant donné un certain nombre de paires de données (t_i, y_i) , on cherche le paramètre \mathbf{a} de la fonction $f(t|\mathbf{a})$ de sorte que la somme des carrés des déviations :

$$S(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^m \left[y_i - f(t_i/\mathbf{a}) \right]^2 \quad (\text{A.8})$$

Expression (A.8) soit minimale. La procédure de l'algorithme est itérative. On part d'un paramètre initial, que l'on suppose « assez proche » d'un minimum, et qui constituera le vecteur \mathbf{p} de départ. Dans beaucoup de cas, un paramètre de départ « standard », tel que

$\mathbf{p}^T=(1,1,\dots,1)$ fonctionnera sans problème. Dans certains cas, il n'y a convergence que si le vecteur de départ n'est pas trop éloigné de la solution.

À chaque itération, on remplace \mathbf{p} par une nouvelle estimation $\mathbf{p} + \mathbf{q}$. Afin de déterminer \mathbf{q} , les fonctions $f_i(\mathbf{p} + \mathbf{q})$ sont approchées en étant linéarisées :

$$f(\mathbf{p} + \mathbf{q}) \approx f(\mathbf{p}) + \mathbf{J}\mathbf{q} \quad (\text{A.9})$$

où on a noté \mathbf{J} la jacobienne de \mathbf{f} en \mathbf{p} .

À un minimum de la somme des carrés S , on a $\nabla_{\mathbf{q}}S = \mathbf{0}$. En dérivant le carré de l'expression de droite, qui s'annule donc, on obtient :

$$(\mathbf{J}^T\mathbf{J})\mathbf{q} = \mathbf{J}^T[\mathbf{y} - \mathbf{f}(\mathbf{p})] \quad (\text{A.10})$$

d'où l'on tire aisément \mathbf{q} on inversant $\mathbf{J}^T\mathbf{J}$.

Dans l'inversion matricielle, tout va dépendre du rapport entre la valeur propre la plus "grande" en norme, et la valeur propre la plus petite ; ce rapport, appelé "conditionnement de matrice", va concrètement refléter la robustesse de l'algorithme face au bruit.

Le point essentiel de l'algorithme de Levenberg-Marquardt est d'approcher cette équation, en l'« amortissant » un peu. (On parle alors de "chargement de la diagonale" afin de contourner le mauvais conditionnement le cas échéant, problème que l'on retrouve avec l'algorithme de Capon et que l'on peut résoudre par le procédé "Single Value Decomposition") :

$$(\mathbf{J}^T\mathbf{J} + \lambda \cdot \text{diag}(\mathbf{J}^T\mathbf{J}))\mathbf{q} = \mathbf{J}^T[\mathbf{y} - \mathbf{f}(\mathbf{p})]. \quad (\text{A.11})$$

Le facteur d'amortissement positif λ est ajusté à chaque nouvelle itération. Si la diminution de S est rapide, on peut utiliser une valeur plus faible, ce qui rapproche l'algorithme de celui de Gauss-Newton. Si en revanche une itération est peu efficace, on peut augmenter λ , ce qui rapproche cette fois l'algorithme de celui du gradient. Un tel facteur d'amortissement est utilisé par exemple dans la régularisation de Tikhonov, utilisée pour résoudre certains problèmes linéaires.

Si on a effectué plus d'un certain nombre d'itérations, ou bien que l'on s'est approché suffisamment d'un minimum, la procédure se termine et renvoie le paramètre \mathbf{p} comme estimation de la solution

- **Choix du paramètre d'amortissement**

De nombreux arguments, plus ou moins heuristiques ont été proposés afin de déterminer le meilleur facteur d'amortissement λ . Des démonstrations théoriques montrent que certains choix garantissent une convergence locale - mais peuvent afficher une convergence faible près de l'optimum. La valeur absolue de tout choix dépend de l'échelle du problème. Marquardt recommandait de commencer à partir de λ_0 et avec un facteur $\nu > 1$. On pose alors au départ $\lambda = \lambda_0$ et calculons la somme des carrés des déviations $S(\mathbf{p})$ après une itération, en utilisant le facteur d'amortissement $\lambda = \lambda_0$, puis en utilisant λ/ν . Si les deux derniers renvoient un point moins bon que le point de départ, on augmente λ en le multipliant par ν , jusqu'à atteindre un point meilleur avec un nouveau facteur $\lambda\nu^k$ pour un certain k . Si l'utilisation de l'algorithme continue. Si l'utilisation de λ/ν donne une somme plus importante, mais que l'utilisation de λ donne une somme plus faible, alors λ est conservé.