



HAL
open science

Méthodes de localisation et de détection de défauts d'arcs électriques séries dans un réseau électrique alternatif basse tension

Edwin Calderon-Mendoza

► **To cite this version:**

Edwin Calderon-Mendoza. Méthodes de localisation et de détection de défauts d'arcs électriques séries dans un réseau électrique alternatif basse tension. Energie électrique. Université de Lorraine, 2018. Français. NNT : 2018LORR0298 . tel-02129975

HAL Id: tel-02129975

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-02129975v1>

Submitted on 20 Dec 2019

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

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



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

Méthodes de localisation et de détection de défauts d'arcs électriques séries dans un réseau électrique alternatif basse tension

THESE

Présentée et soutenue le 20 Décembre 2018

Pour l'obtention du

Doctorat de l'Université de Lorraine

(Spécialité systèmes électroniques)

Par Edwin Milton CALDERON MENDOZA

Composition du jury

Rapporteurs :

Mme. Mireille BAYART, Professeur, Université de Lille, Lille

M. Bertrand Raison, Professeur, Université Grenoble Alpes, Grenoble

Examineurs :

M. El-Bay Bourennane, Professeur, Université de Bourgogne, Dijon

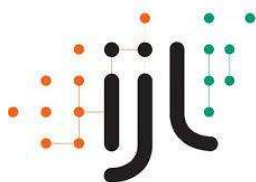
M. Erwann Carvou, Ingénieur de recherche – HDR, Université de Rennes 1, Rennes

Directeur et co-directeur de thèse :

M. Patrick Schweitzer, MCU – HDR, Université de Lorraine, Directeur de thèse

M. Serge Weber, Professeur, Université de Lorraine, Co-directeur de thèse

IJL Institut Lamour UMR CNRS 7198 Campus ARTEM, 54000 Nancy



"Les batailles ne sont pas toujours gagnées par les plus forts, ni les plus rapides, tôt ou tard, l'homme qui triomphe est celui qui croit pouvoir triompher"

- Vince Lombardi

Remerciements

Les travaux exposés dans ce mémoire de thèse ont été effectués au sein de l'équipe 406 – Architectures et Mesures Electroniques de l'Institut Jean Lamour. J'exprime tout d'abord ma reconnaissance à M. Patrick Schweitzer mon directeur de thèse pour sa présence constante, la rigueur de ses analyses, son soutien indéfectible, la confiance et l'encouragement qu'il m'a accordé pendant ces trois dernières années, mais aussi pour ses qualités humaines. Je vous remercie vivement de m'avoir appris comment faire la recherche et m'avoir laissé la liberté de concrétiser mes idées telles que je les imaginais. Je tiens à exprimer toute mon estime et ma gratitude pour tout ce que vous m'avez apporté durant cette thèse.

Je aussi remercie M. Serge Weber, mon co-directeur de thèse, un grand merci pour vos conseils, gentillesse, soutien et de m'avoir posé les bonnes questions pour tirer le meilleur de moi.

Je tiens également à remercier à M. Laouès Guendouz, maître de conférences à l'Université de Lorraine qui a partagé ses connaissances avec moi sur les canaux de transmission avec beaucoup d'échanges et plein d'humour.

Je tiens à remercier Monsieur Bertrand Raison et Madame Mireille Bayart pour avoir accepté d'être rapporteurs de mon travail.

Je voudrais adresser mes remerciements à tous les membres permanents d'équipe MAE 406, en particulier, Etienne Tisserand, Patrice Roth, Amar Rouane et Slavisa Jovanovic pour leurs mots encourageants, leur amabilité, leurs conseils et leur aide au cours de ma thèse.

J'ai apprécié l'aide permanente durant ma thèse de mes collègues doctorants, Vien Duc, Jean Baptiste Humbert, Benjamin Vidales, Arthur Alves De Araujo et Mohammed-Amine Zidane avec qui j'ai pu chaque jour passer de bons moments.

Merci à mes parents Lucila et Virgilio et à ma sœur Roxana pour tout leur soutien moral et émotionnel, même s'ils se trouvent à des milliers de kilomètres, je les porte toujours dans mon esprit et dans mon cœur.

Pour finir, un merci tout particulier à mon épouse Maria Del Carmen pour tout son soutien moral, beaucoup d'amour, compréhension et de patience surtout dans la période la plus dure de la thèse et aussi à ma petite fille Marie Louise qui représente le moteur

de mes rêves et de mes aspirations et est ma source de motivation. Je les aime beaucoup toutes les deux.

Table des matières

Remerciements	ii
Liste des Figures	vii
Liste des Tableaux	x
Introduction Générale	xi
1 Défauts d’arcs électriques et caractérisation	1
1.1 Introduction	1
1.2 Installation électrique AC basse tension domestique et défauts associés . .	2
1.2.1 Mécanisme et production d’un arc électrique	4
1.2.2 Causes d’apparition des arc électriques	5
1.2.3 Classification des arcs électriques	5
1.2.3.1 Arc série	6
1.2.3.2 Arc parallèle.	6
1.2.4 Modèle d’arc électrique	7
1.3 Banc de mesure expérimental	8
1.4 Génération d’un arc électrique	10
1.4.1 Génération par chemin carboné	10
1.4.2 Génération par ouverture de contacts	12
1.5 Analyse des arc électriques	13
1.5.1 Analyse du courant d’arc	13
1.5.2 Évolution de l’arc au cours du temps	14
1.6 Conclusion	19
2 Analyse des principales méthodes de localisation de défauts électriques	21
2.1 Introduction	21
2.2 Méthodes Basées sur les paramètres de l’impédance de ligne	22
2.2.1 Algorithmes exploitant les mesures à une extrémité de la ligne . .	22
2.2.1.1 Méthode de la réactance simple	23
2.2.1.2 Méthode takagi	23
2.2.1.3 Méthodes basées sur des itérations progressives	25
2.2.2 Algorithmes exploitant les mesures à deux extrémités de la ligne .	29
2.2.2.1 Méthode synchronisée	29
2.2.2.2 Méthode non synchronisée	30

2.3	Signaux d'onde progressive (réflectométrie passive)	31
2.3.1	Transformée en ondelettes	36
2.3.2	Classification des méthodes à ondes progressives	38
2.3.2.1	Enregistrement unique	38
2.3.2.2	Enregistrement synchronisé à deux extrémités	39
2.4	Réflectométrie active	40
2.4.1	Classification des méthodes de réflectométrie active	42
2.4.1.1	Time Domain Reflectometry (TDR)	43
2.4.1.2	Frequency Domain Reflectometry (FDR)	43
2.4.1.3	Sequence Time-Domain Reflectometry (STDR)	45
2.4.1.4	Spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR)	45
2.4.1.5	Time-Frequency Domain Reflectometry (TFDR)	46
2.4.2	Comparatif des méthodes de réflectométrie	47
2.5	Méthodes à base d'intelligence artificielle	49
2.5.1	Réseau neuronal artificiel	49
2.5.2	Système d'inférence adaptative neuro-floue (ANFIS)	52
2.5.3	Algorithme génétique	53
2.5.4	Méthodes d'intelligence artificielle appliquées pour localiser les défauts électriques	53
2.5.5	Conclusion	55
3	Méthodes pour la localisation d'un défaut d'arc série	56
3.1	Introduction	56
3.2	Algorithme de localisation de défauts d'arcs série basé sur la méthode d'impédance pour un système domestique AC	57
3.2.1	Modélisation d'une ligne électrique	57
3.2.2	Algorithme de localisation des défauts	59
3.2.3	Tests expérimentaux et résultats	61
3.3	Algorithme de localisation des défauts d'arc série AC à double extrémité pour une ligne basse tension utilisant des paramètres d'impédance et un réseau neuronal	65
3.3.1	Seconde approche pour la modélisation d'une ligne domestique	65
3.3.2	Représentation temporelle et fréquentielle à partir des signaux mesurés	66
3.3.3	Classification des types d'arcs	68
3.3.4	Un algorithme pour la localisation des défauts en arc de série en utilisant les paramètres d'impédance	69
3.3.4.1	Principe de fonctionnement de la méthode	69
3.3.4.2	Implémentation et évaluation de l'algorithme	71
3.3.5	Développement d'un algorithme pour la localisation des défauts arc série en utilisant des paramètres d'impédance et un réseau de neurones	73
3.3.5.1	Génération de vecteurs utilisant des paramètres d'impédance	74
3.3.5.2	Topologie du réseau neuronal	74
3.3.6	Résultats et performances	77
3.3.6.1	Validation avec des positions entraînées et non entraînées	77
3.3.6.2	Validation expérimentale utilisant des données de différents tests de défauts d'arc série	79

3.3.6.3	Performance utilisant des données de chemin carboné . . .	79
3.3.6.4	Performance à l'aide des données de contacts d'ouverture . . .	80
3.3.6.5	Validation utilisant différentes caractéristiques de ligne . . .	82
3.4	Méthode basée sur les signaux d'onde progressive	85
3.4.1	Considérations à prendre en compte pour l'application de la méthode	91
3.5	Conclusions	92
4	Filtre de Kalman et processeur de logique floue pour la détection de défauts d'arc série dans un réseau électrique domestique	93
4.1	Introduction	93
4.2	Méthode proposée	95
4.2.1	Filtrage de Kalman	96
4.2.2	Tests de défauts d'arc série utilisant des charges domestiques typiques	98
4.2.3	Sélection de la fréquence de fonctionnement pour le filtre de Kalman	99
4.2.4	La différence de troisième ordre	101
4.3	La partie décision	102
4.3.1	Seuil adaptatif utilisant un approche de type Fuzzy	102
4.3.2	Fuzzyfication et règles de diagnostic	103
4.3.3	Logique de détection	104
4.4	Résultats	105
4.4.1	Cas 1: mode de fonctionnement en régime établi	105
4.4.2	Cas 2: mode de fonctionnement en régime transitoire	107
4.4.2.1	Sous-cas 1	107
4.4.2.2	Sous-cas 2	108
4.4.2.3	Sous-cas 3	109
4.4.2.4	Sous-cas 4	110
4.4.2.5	Sous-cas 5	111
4.4.3	Cas 3: Appareil perturbateur parallèle	112
4.5	Conclusion	114
A	Conclusion générale et perspectives	117
A.1	Perturbations EMI et configuration expérimentale	120
A.1.1	Introduction	120
A.1.2	Tests standardisés	121
A.1.2.1	EN 61000-4-4 norme d'immunité transitoire rapide (BURST)	121
A.1.3	EN 61000-4-5 norme d'immunité aux surtensions	122
A.1.3.1	EN 61000-4-11 norme d'immunité à creux de tension et variations de tension	123
A.1.4	Influence des perturbations EMI	124
A.1.4.1	Analyse temporelle	124
	Bibliographie	128

Liste des Figures

1.1	Représentation d'un Système électrique domestique.	2
1.2	Régions d'un défaut d'arc.	4
1.3	Caractéristiques de tension et de courant de la décharge d'arc.	4
1.4	Exemples d'apparition des arc électriques.	6
1.5	Arc série.	6
1.6	Arc parallèle.	7
1.7	Caractéristique tension - courant d'un arc série.	7
1.8	Modèle de défaut d'arc électrique.	8
1.9	Schéma de la ligne électrique avec 40 points d'insertion.	9
1.10	Banc de mesure.	10
1.11	Principales charges utilisées.	11
1.12	Échantillons utilisés dans le processus d'expérimentation.	12
1.13	Génération d'un défaut d'arc par chemin carboné.	12
1.14	Génération d'un défaut d'arc par ouverture des contacts.	12
1.15	Génération d'un défaut d'arc par ouverture des contacts.	13
1.16	Processus pour la génération des signaux du courant et tension.	13
1.17	Comparaison des courants de défaut d'arc série.	14
1.18	Courant de ligne perceuse (arc série).	15
1.19	Courant de ligne compresseur (arc série).	15
1.20	Courant de ligne aspirateur (arc série).	15
1.21	Courant de ligne PC (arc série).	16
1.22	Tension d'un défaut arc série chemin carboné 1.	16
1.23	Tension d'un défaut arc série chemin carboné 2.	17
1.24	Évolution de la tension de réamorçage et la tension d'arc moyenne (échantillon 2).	17
1.25	Courbes en trois dimensions tension de réamorçage-tension moyenne de défaut-Temps.	18
2.1	Ligne de transmission avec un enregistreur.	23
2.2	Théorème de la superposition pour une ligne de transmission défailante.	24
2.3	Ligne triphasée qui comprend un défaut d'arc.	26
2.4	Ligne de transmission avec deux enregistreurs.	29
2.5	Schéma de défaut avec des mesures non synchronisées.	31
2.6	Propagation des ondes dans une ligne défailante (court-circuit).	33
2.7	Réponse temporelle et fréquentielle de différents types de fenêtres.	36
2.8	Bande de fréquences et décomposition de la transformée en ondelettes.	38
2.9	Enregistrement de défaut dans un seul point de mesure.	38
2.10	Enregistrement de défaut dans deux points de mesure.	39

2.11	L'émission du signal et la réflexion obtenue à la fin du câble.	40
2.12	Injection d'onde et réflexions considérant la caractéristique physique du câble.	41
2.13	Principaux signaux conventionnels utilisés dans la réflectométrie.	42
2.14	PDFDR diagramme.	44
2.15	Diagramme de bloc STDR.	46
2.16	Représentation schématique d'un neurone.	50
2.17	structure ANN simple utilisée dans la localisation des défauts électriques.	51
2.18	Système de base ANFIS utilisé pour localiser les défauts électriques.	53
2.19	Fonctionnement d'une GA.	54
3.1	Modèle de ligne électrique domestique (fonctionnement normal).	58
3.2	Modèle de ligne électrique domestique (mode de fonctionnement par défaut).	58
3.3	Représentation en quadripole d'une ligne sous un défaut d'arc série	58
3.4	Description de l'algorithme pour la localisation d'un défaut d'arc.	62
3.5	Test de 10 positions de défaut d'arc.	63
3.6	Graphiques obtenus à partir de la bande de fréquences (test d'algorithme de localisation de défauts).	64
3.7	Représentation graphique de la zone de confiance.	65
3.8	Représentation de la ligne électrique intérieure.	66
3.9	Modèle d'un segment de câble (modèle Pi: 1m).	66
3.10	Formes d'onde des courants et tensions à deux extrémités de la ligne électrique.	67
3.11	DFFT des courants.	67
3.12	DFFT de tensions.	68
3.13	Calcul de coefficient à fréquence fondamentale.	69
3.14	Diagramme des coefficients normalisés pour différentes données.	69
3.15	Modèle de ligne électrique simplifié.	70
3.16	Algorithme de localisation des défauts basé sur les paramètres d'impédance.	71
3.17	Exemple d'estimation de distance de défaut (en considérant $C = 0$).	72
3.18	Estimations de distance de défaut (en considérant $C \neq 0$).	73
3.19	Algorithme proposé pour l'estimation de la distance de défaut.	74
3.20	Diagramme ANN.	75
3.21	Validation ANN pour le test de chemin carboné.	78
3.22	Validation ANN pour test d'ouverture des contacts.	78
3.23	Performance utilisant data1 et data3 (data2 comme référence).	79
3.24	Performance utilisant data4 et data5 (data2 comme référence).	79
3.25	Performance utilisant data6 et data7 (data12 comme référence).	80
3.26	Performance utilisant data8 et data9 (data12 comme référence).	80
3.27	Performance utilisant data10 et data11 (data12 comme référence).	81
3.28	Performance utilisant data13 (data12 comme référence).	81
3.29	Valeurs de distance de défaut pour différentes longueurs de ligne.	82
3.30	Erreurs de distance de défaut estimée pour une ligne de 100 m.	84
3.31	Erreurs de distance de défaut estimées (paramètres d'impédance différents).	84
3.32	schéma pour l'acquisition de données aux deux extrémités de la ligne.	86
3.33	Coefficients obtenus dans le terminal 1.	87
3.34	Coefficients obtenus dans le terminal 2.	87

3.35	Coefficients obtenus à l'échelle D3.	88
3.36	Valeur absolue des coefficients (ligne sans défaut).	89
3.37	Valeur absolue des coefficients (ligne défailante).	89
3.38	Coefficients obtenus pour différentes positions de défaut d'arc série.	90
4.1	Schéma proposé pour la détection AC des défauts d'arc série.	95
4.2	Différentes configurations de type masquage.	98
4.3	Filtre EMI.	98
4.4	Défaut d'arc en utilisant une configuration perturbatrice de l'appareil.	99
4.5	Génération de résidus avec différents taux de fréquence.	100
4.6	Etat X2 et résidus.	100
4.7	Logique de seuillage floue.	102
4.8	Ensembles flous.	104
4.9	Logique de détection.	105
4.11	Détection de défaut prenant en compte le mode de fonctionnement en régime établie.	106
4.12	Sous-cas 1: courant transitoire pour l'aspirateur 2.	108
4.13	Sous-cas 2: Phase transitoire du courant (type masquage 1) d'une lampe halogène, d'un aspirateur 2 et d'une perceuse.	109
4.14	Sous-cas 3: courant transitoire (type de masquage 2) d'une perceuse.	110
4.15	Sous-cas 4: courant transitoire (type de masquage 3) de l'aspirateur 2.	111
4.16	Sous-cas 5: détection d'un défaut d'arc en présence d'un filtre EMI.	112
4.17	Courant transitoire de l'aspirateur 2 (avec compresseur perturbateur).	113
4.18	Courant transitoire d'une perceuse (avec compresseur perturbateur).	113
A.1	Banc d'essai expérimental.	121
A.2	Signaux BURSTs.	122
A.3	Signaux BURSTs.	123
A.4	Signaux BURSTs.	123
A.5	Courant de résistance.	124
A.6	BURSTs.	125
A.7	Creux de tension.	126
A.8	Variation de tension.	126
A.9	Comparaison de courants (BURSTs/Arc série).	127

Liste des Tableaux

1.1	Localisation des points d'insertion de défauts.	9
1.2	Caractéristiques des sondes de courant.	9
1.3	Charges utilisées dans la plate-forme expérimentale.	11
2.1	Récapitulatif des principales méthodes de localisation des défauts basées sur les paramètres de l'impédance.	32
2.2	Performance comparative des méthodes de réflectométrie.	48
3.1	Taux d'erreur dans les estimations de distance de défaut.	82
3.2	Estimation de la distance de défaut pour différentes longueurs de ligne.	83
3.3	Résumé des résultats.	91
4.1	Valeurs de référence.	103
4.2	Fuzzy rules.	104
4.3	Temps de détection pour une alimentation alternative de 230 V.	107
4.4	Résumé des résultats.	114
4.5	Comparaison de la méthode proposée avec les approches de la littérature.	115
A.1	Paramètres de surtension.	122
A.2	Charges utilisées dans le banc d'essai expérimental.	124

Introduction Générale

Les travaux dans ce rapport de thèse ont été menés dans le cadre d'une thèse réalisée au sein de l'Institut Jean Lamour – Equipe 406 – Nancy. Cette thèse fait suite aux travaux menés dans l'équipe pour la mise au point de stratégies de localisation et détection de défauts d'arcs électriques série dans des installations basse tension.

Contexte et objectifs

La dangerosité des défauts électriques due notamment aux défauts d'arcs électriques est connue depuis longtemps et n'est plus à démontrer. La norme UL 1699 aux Etats Unis définit notamment le mode opératoire des tests à réaliser sur les disjoncteurs. La norme IEC 622606 similaire à la précédente est plus récente et concerne principalement l'Europe.

Bien qu'un arc dans un circuit électrique puisse se produire en parallèle avec la charge, la sur-intensité produite peut généralement être détectée par les systèmes conventionnels de disjonction. C'est pour cela que dans ce travail nous nous focalisons sur l'apparition des arcs séries qui peuvent survenir notamment dans le cas des fils défectueux ou lors l'apparition des mauvaises connexions. Dans ce cas, les disjoncteurs classiques ne détectent qu'une faible variation d'intensité assimilable à une variation de charge. Le défaut n'est alors pas détecté. L'échauffement engendré par l'arc conduit alors s'il s'entretient à un incendie.

Plusieurs dispositifs de protection existent et sont déjà commercialisés principalement aux États Unis. Les méthodes de détection les plus courantes sont basées sur l'analyse du courant de ligne. Les principales analyses sont fréquentielle, temporelle ou temps-fréquence. Toutefois, comme nous l'avons indiqué dans des travaux précédents [1, 2] les performances se dégradent dans le cas de charges complexes sur la ligne (association de charges non linéaires, charges de masquages, charges perturbatrices et perturbations EMI).

C'est dans le cas de ces contraintes que nous proposons une méthode de détection originale et performante associée à un bloc de décision.

Parallèlement à la détection se pose la problématique de la localisation de défauts. En effet, les réparations de ligne non apparente (notamment dans l'habitat) nécessite de connaître avec plus moins de précision l'emplacement du défaut qui vient d'être détecté. Notons également, qu'à l'heure actuelle, aucun disjoncteur pour la détection des défauts d'arcs n'est équipé de la fonction localisation d'un arc sur la ligne électrique.

Problématique scientifique et technique

Deux objectifs principaux sont visés dans cette thèse. Le premier concerne sur la mise en

ouvre des méthodes pour la localisation de défauts d'arcs électriques séries et le second est une contribution à la mise au point d'une méthode de détection fiable de ces défauts.

De façon analogue aux travaux réalisés au sein de l'équipe [1, 3, 4], l'approche consiste à proposer une solution d'algorithme de détection et de localisation qui sera directement implantée au sein des disjoncteurs magnétothermiques du tableau électrique afin de protéger les installations électriques.

Pour la localisation et la détection, nous devons nous appuyer sur les grandeurs électriques des courants et tensions de lignes disponibles aux bornes du réseau. La localisation avec des techniques basées sur l'utilisation de capteurs ultrasonores qui peuvent être sensibles aux ondes électromagnétiques produites par l'arc ne seront pas volontairement retenues.

Les principales contraintes à respecter sont:

Pour la localisation

- Ne souhaitant pas mettre en oeuvre des systèmes de réflectométrie (analyse de l'injection des signaux haute fréquence dans la réseau électrique), une analyse passive des courants et tensions aux bornes de la source d'alimentation de la ligne à protéger sera privilégiée,
- Nous considérons une ligne de courte distance (quelques dizaines de mètres). La localisation doit être réalisée avec le maximum de précision possible (de l'ordre des mètres),
- La méthode proposée ne doit pas nécessiter l'arrêt de fonctionnement de l'installation électrique.

Pour la détection

- Analyse basée sur les courants et tension de ligne secteur,
- Prise en compte des temps de détection précisés dans la norme IEC 62606,
- Détection de défauts d'arcs pour une charge en régime établi et en régime transitoire,
- Limitation de la complexité des algorithmes pour une implantation future,
- Détection fiable dans le cas de charges de masquages, charges perturbatrices ou répondeurs aux tests EMI.

Démarche suivie

Nous nous sommes appuyés sur la norme IEC62606 afin de générer et étudier les défauts

d'arcs électriques produits par écartement d'électrodes ou chemin carboné. Le phénomène d'arc évolue fortement au cours du temps et peut être qualifié de chaotique (variation aléatoire des tensions d'amorçages et de la tension d'arc dans une moindre mesure). Le défaut peut être inséré dans le banc expérimental réalisé dans le cadre de cette thèse à plusieurs positions différentes dans le circuit. La première étape a consisté à avoir une base de données de signaux constituée par les signatures des courants et tension de ligne aux bornes de l'alimentation et de la charge. Pour chacune des positions du défaut, les courants d'arcs et tension d'arc ont été aussi enregistrées.

Nous avons ensuite étudié les principales méthodes de la littérature permettant de localiser les défauts. Rappelons que la majorité d'entre elles sont dédiées aux systèmes de puissance avec des lignes de grande longueur. Cette étude nous a permis d'adapter certains algorithmes à notre problématique de localisation des arcs séries. Les tests de performances ont été réalisés sur une ligne électrique simple chargée par une résistance. Plusieurs améliorations ont été nécessaires afin d'améliorer les performances de localisation.

Nous avons ensuite proposé et testé une méthode de détection de la présence d'un défaut d'arc électrique basée sur l'utilisation d'un filtre de Kalman. Nous avons décomposé l'algorithme en deux parties : détection d'un symptôme de défaut/seuillage puis prise de décision entre présence et absence d'arc sur la ligne. L'étape de seuillage est primordiale car elle nécessite un seuillage adaptatif pour être efficace.

Afin de tester les performances de l'algorithme de détection, nous avons mené une campagne de mesures afin d'avoir une configuration la plus large possible. Nous avons ainsi reproduit des transitoires de charges, des cas de charges de masquages, des charges perturbantes conformément aux recommandations de la norme IEC 62606. Chacunes des diverses séquences et réponses de l'algorithme sont analysées de façon détaillée.

Organisation de la thèse

Le mémoire de cette thèse est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre introduit les défauts pouvant survenir dans les installations électriques domestiques en s'attachant aux phénomènes d'apparition d'arcs électriques. Le banc expérimental développé pour cette thèse est présenté ainsi que le mode opératoire permettant de créer différents types d'arcs sur la ligne. Une caractérisation rapide des arcs sera également réalisée.

Le deuxième chapitre porte sur l'état de l'art des principales méthodes de localisations de défauts sur des lignes électriques.

A partir de l'étude bibliographique, trois différentes méthodes de localisation de défauts pour les lignes courtes seront présentées dans le troisième chapitre. L'analyse de la performance de chaque méthode de localisation proposée est montrée à travers différents tests.

Le quatrième chapitre est dédié au développement d'une méthode de détection de la présence de défauts d'arcs électriques série. La méthode est validée avec un ensemble de signatures électriques pour des charges non linéaires, des charges combinées, des charges en régime transitoire et entretenu. Le choix d'une approche de seuillage est également traité dans cette partie.

Chapitre 1

Défauts d'arcs électriques et caractérisation

1.1 Introduction

Le premier chapitre est dédié à la présentation des installations domestiques et du recensement des défauts notamment électriques pouvant survenir dans une installation électrique et conduire à un incendie.

Nous nous focalisons dans cette étude aux défauts d'arcs électriques. Nous présentons rapidement le mécanisme d'apparition et d'entretien de ces phénomènes dans un réseau électrique.

Le banc expérimental sera ensuite décrit dans la partie suivante. Celui-ci est constitué par une ligne électrique de 49 mètres de longueur sur laquelle les défauts d'arcs peuvent être insérés à des endroits différents de la ligne. Les normes UL 1699 et IEC 6206 définissent le mode préparatoire pour la réalisation d'échantillons pour reproduire les défauts d'arcs (Chemin carboné ou écartement d'électrodes).

Nous nous intéresserons dans la dernière partie à la signature électrique d'un arc électrique constitué par la tension d'arc et le courant de ligne et étudierons l'évolution des caractéristiques de l'arc au cours du temps (tension d'arc moyenne et tensions d'amorçage positives et négatives).

1.2 Installation électrique AC basse tension domestique et défauts associés

Nous nous intéressons dans ce travail à une installation électrique domestique alimentée en 230 V/ 50 Hz en régime monophasé constitue le standard européen. Une telle installation (Fig. 1.1) doit suivre les recommandations de la norme NFC 15-100. Elle définit notamment pour chaque charge le nombre de points d'alimentation, la section des conducteurs ainsi que l'ensemble des protections à mettre en oeuvre (disjoncteur et court-circuit)

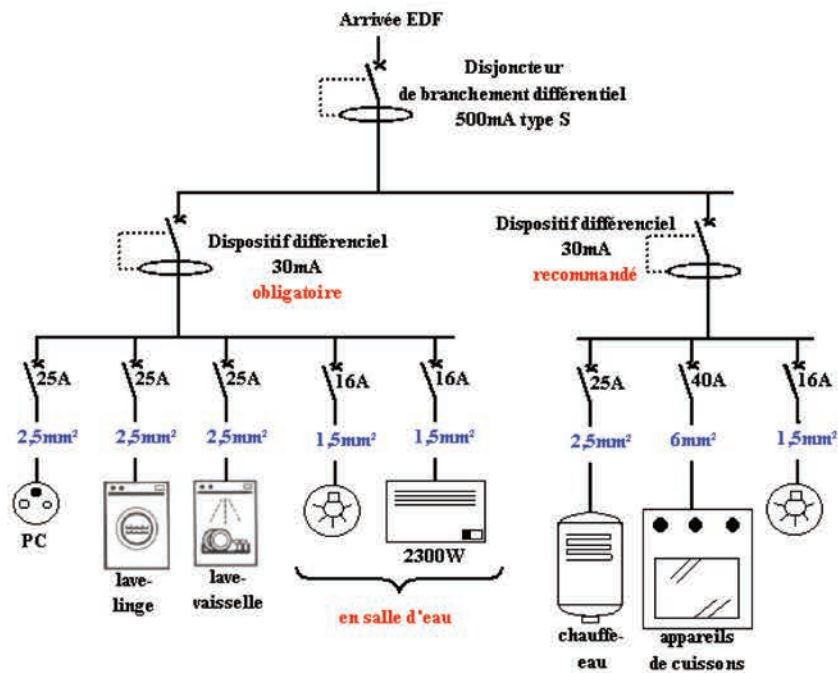


FIGURE 1.1: Représentation d'un Système électrique domestique.

Les statistiques de la NFPA (National Fire Protection Association), montrent que jusqu'en 2016 aux États-Unis, 364 300 incendies de maisons ont été produits. Cela se traduit par environ 2 775 décès, 11 025 blessés et 5 726 300 000 milliards de dollars de pertes pour dommages matériels. 23 500 de ces incendies sont liées au dysfonctionnement électrique des bâtiments résidentiels.

En Corée les incendies électriques représentent plus de 37% des accidents d'incendie et constituent un grave danger pour les zones résidentielles. Environ 42% des incendies électriques sont causés par de mauvaises connexions, une isolation dégradée ou comprimée et une connexion partielle, ce qui peut être attribué à la formation d'arcs [5].

En Chine [6] et en Norvège [7], on estime que la proportion des incendies électriques ces dernières années était respectivement de 21% et 27%. En 2013 la FICCI (Federation of

Indian Chambers of Commerce and Industry) a indiqué dans son évaluation des risques indiens que 73% des incendies à Mumbai étaient liés à défaillances électriques [8].

Dans l'Union européenne (25 pays en 2004) une estimation approximative publiée par l'ICF (Fédération internationale des fabricants de câbles) [9] basée sur les 600 000 incendies signalés annuellement indique que la proportion des incendies électriques varie de 13% à 20%.

En France, le Groupe de Réflexion sur la Sécurité Électrique dans le Logement en 2018 (GRESEL) [10] souligne que la proportion d'installations électriques vétustes ou inadaptées est préoccupante. Les installations électriques sont responsables d'une proportion importante des incendies domestiques. Les sources disponibles, intégrant la Brigade des Sapeurs Pompiers de Paris (BSPP), situent entre 25 % et 34 % la part des incendies domestiques qui sont d'origine électrique. Les études d'accidentologie indiquent pour leur part que l'état dégradé des installations électriques est à la source de nombreux accidents. Elles permettent de situer aux environs de 100 le nombre de décès annuels dus à une électrocution, et à environ 4 000 celui des électrisations graves entraînant souvent des handicaps à long terme et des séquelles esthétiques

L'ensemble de ces études menées dans de nombreux pays montrent clairement que le déclenchement de nombreux incendies est lié à des problèmes électriques et notamment à l'apparition d'arcs électriques sur lignes de distribution domestique. La dissipation de puissance de l'arc électrique peut être assimilée à une source de chaleur capable d'enflammer un matériau inflammable et peut entraîner à des explosions ou à des feu.

Afin d'éviter le risque de défaillance de l'arc électrique, des dispositifs de protection ont été ajoutés aux exigences pour les installations électriques. Ainsi, un disjoncteur AFCI (Arcing Fault Circuit Breaker) capable de détecter des arcs électriques fournit un niveau de protection supplémentaire et son utilisation est obligatoire, conformément aux codes électriques des plusieurs pays [11, 12].

L'AFCI est un système de protection efficace des réseaux AC pour prévenir les dommages et les incidents catastrophiques tels que les incendies [13–15]. La discrimination des conditions d'arc est toujours un défi pour le développement d'un AFCI. Ces dernières années une grande amélioration apportée par cet appareil est qu'il est capable de faire la distinction entre la fermeture momentanée d'un contacteur ou entre un petit arc d'ouverture (provoqué par le fonctionnement normal du système) et une défaillance soutenue ou un arc. Cependant à l'heure actuelle, aucun de ces appareils ne permet de localiser les défauts d'arc série sur la ligne en fonctionnement.

1.2.1 Mécanisme et production d'un arc électrique

L'arc électrique est une décharge électrique qui produit un plasma continu entre deux électrodes à des tensions différentes (Fig. 1.2). Un arc est constitué de trois régions: la région anodique, la colonne plasma et la région cathodique. Les régions d'électrode (anode et cathode) forment les régions de transition entre le nuage de plasma gazeux et les conducteurs solides [16].

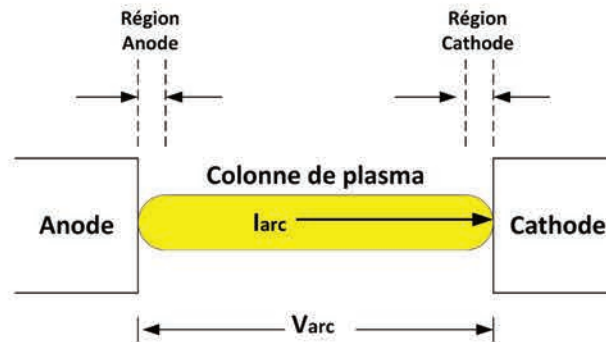


FIGURE 1.2: Régions d'un défaut d'arc.

Une source d'alimentation électrique est suffisante pour maintenir le chauffage de la colonne de plasma, l'arc peut exister indéfiniment ou au moins beaucoup plus longtemps qu'une décharge non soutenue telle qu'une étincelle. Sur la Fig. 1.3 sont affichées les valeurs caractéristiques de tension et de courant de la décharge d'arc. Le déplacement des porteurs de charge négatifs (électrons) de la cathode à l'anode permet la conduction du courant électrique. Dans le sens inverse, le flux de porteurs de charge positifs, les ions ont une mobilité plus faible et la conduction est réduite. Dans le processus de génération de porteurs de charges électriques pour la formation d'arcs (dans les installations électriques) à basse tension, les électrons accélérés dans le champ inter-électrode acquièrent une énergie suffisante pour ioniser les atomes ou molécules du gaz de remplissage [17].

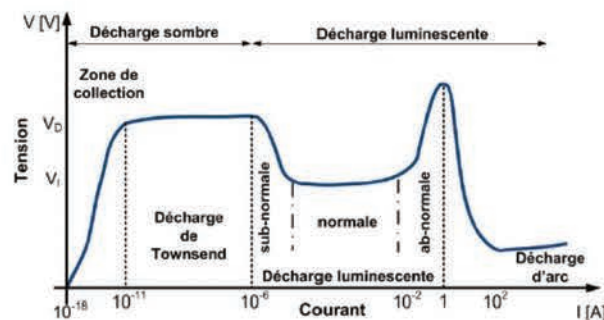


FIGURE 1.3: Caractéristiques de tension et de courant de la décharge d'arc.

Le processus d'ionisation thermique qui produit de nouveaux porteurs de charge dans la colonne pour remplacer les pertes est prédominant dans un plasma à forte concentration de porteurs de charge et de densité d'énergie. La conductivité électrique élevée du plasma et la génération auto-entretenu de particules chargées ne nécessitent pas un champ électrique élevé.

Bien qu'aucun événement perturbant, comme un endommagement des électrodes ou un refroidissement important, ne survienne, l'arc existe aussi longtemps que la puissance absorbée est maintenue. La distribution de fréquence dépend de la température du plasma, les rayonnements sont toujours émis dans le domaine de la lumière visible, donnant à l'arc son aspect lumineux. De même, une partie de l'énergie de l'arc est dissipée sous forme de rayonnement.

1.2.2 Causes d'apparition des arcs électriques

Dans la période de vie utile d'un réseau électrique d'un bâtiment, différentes situations peuvent être générées, ce qui peut contribuer à la formation d'arcs électriques [18]. Quelques exemples plus communs sont présentés ci-dessous:

- Isolation électrique endommagée suite à une attaque de rongeurs,
- Carbonisation de l'isolement,
- Cordons d'appareils ou équipement vieilles,
- câbles trop tendus et courbés au niveau du risque de dommages,
- Perçage accidentel des câbles avec des clous, des mèches, des agrafes, des vis, etc,
- Vieillesse naturelle et exposition des câbles au chauffage, humidité, à la lumière du soleil et à la circulation des piétons,
- Causes vibratoires pouvant conditionner la génération d'arcs de série dans les connexions défectueuses.

La Fig. 1.4 montre quelques exemples de causes plus courantes d'apparition des arcs électriques.

1.2.3 Classification des arcs électriques

En fonction de l'emplacement par rapport à la charge, les défauts d'arc peuvent être classés en deux types: série et parallèle.

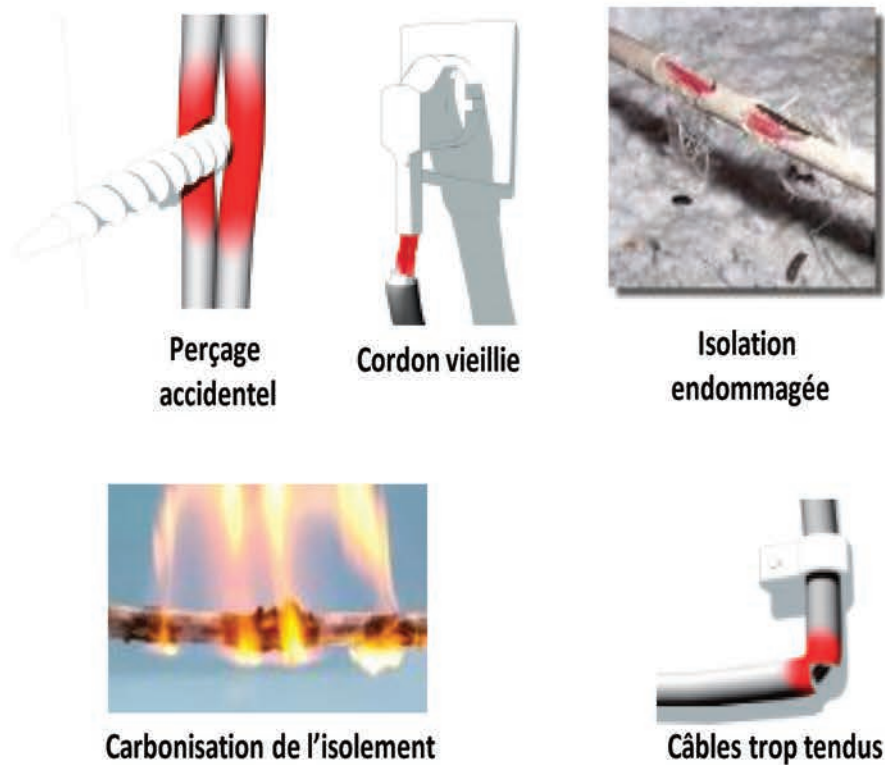


FIGURE 1.4: Exemples d'apparition des arcs électriques.

1.2.3.1 Arc série

L'arc série se produit lorsque l'isolant traversant l'arc est en série avec la charge. Dans ce type d'arc, le courant qui traverse l'arc est identique à celui qui exige la charge. La Fig. 1.5 montre une représentation schématique d'un arc de série.

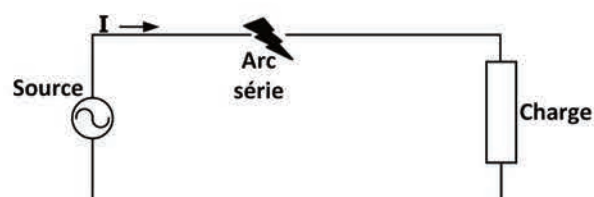


FIGURE 1.5: Arc série.

1.2.3.2 Arc parallèle.

Les arcs parallèles sont généralement produit lorsque l'isolant d'un câble sous tension a été perdu ou endommagé et que le conducteur se rapproche suffisamment de la terre (ou d'un autre câble avec un potentiel différent) pour que la décharge se produise. Dans ce cas, seule la capacité de l'alimentation et la résistance du câble limitent le pic de courant produit. La Fig. 1.6 montre la représentation schématique de ce type d'arc.

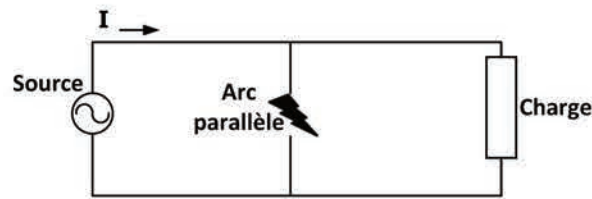


FIGURE 1.6: Arc parallèle.

L'arc parallèle peut être assimilé à un court circuit facilement détectable par un disjoncteur traditionnel. D'autre part, l'arc série interagit en tant que composant électrique en série avec la charge et peut durer quelques minutes. Les arcs série ne sont pas détectables par les dispositifs classiques de protection qui détectent seulement les surcharges ou les courants résiduels.

1.2.4 Modèle d'arc électrique

Les principales caractéristiques d'un défaut d'arc série peuvent être décrites à travers la tension de défaut d'arc et de la courant de ligne. Considérant une configuration simple source - charge résistive (Fig. 1.5), Ces signaux obtenus sont représentés sur la Fig. 1.7.

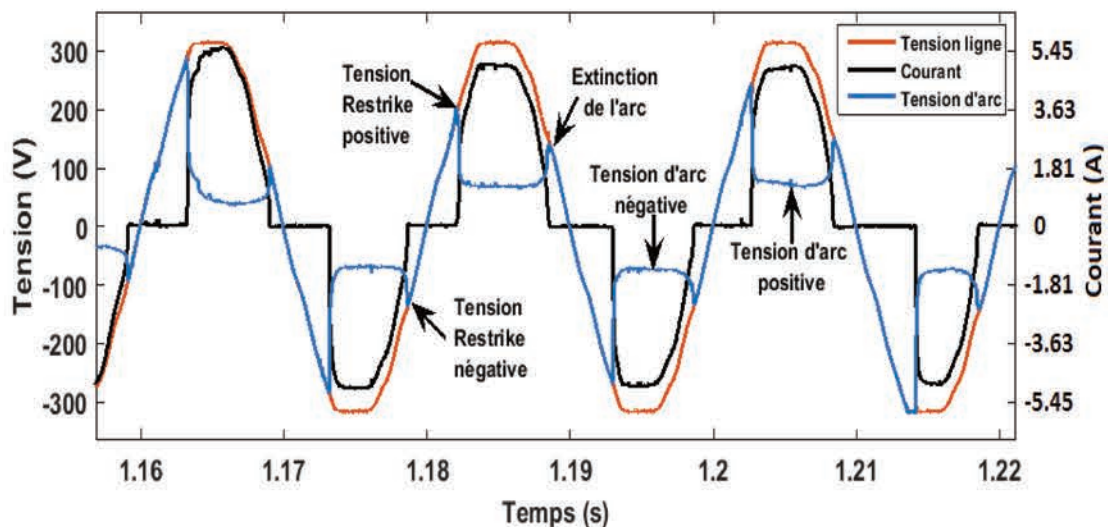


FIGURE 1.7: Caractéristique tension - courant d'un arc série.

L'arc est produit lorsque la tension atteint un niveau suffisant pour faire claquer le matériel isolant du câble (tensions de Restrike positive et négative). Le courant électrique à cet instant effectue un changement rapide correspondant au passage d'une zone plate (courant égal à zéro) à une zone de conduction qui est proportionnel à la relation de la tension et l'impédance (tensions d'arc positive et négative).

Les processus physiques de l'arc sont de nature complexe, et il est très difficile de développer des modèles théoriques utilisant la physique des arcs [16]. Cependant, quelques auteurs ont déployé des efforts importants pour proposer des modèles Haute Impédance HIF (high impedance fault) d'un défaut d'arc en courant alternatif (modèles à diodes) qui prend en compte la tension d'arc pour chaque demi-période [19, 20]. Basé sur ces travaux, dans [21] les auteurs ont ajouté un interrupteur d'ouverture et fermeture pour générer la tension d'amorçage de l'arc. Lorsque la tension atteint la tension d'amorçage (V_r), l'interrupteur est fermé donc le courant circule à travers l'une des diodes (en fonction de la polarité de la tension positive ou négative). L'interrupteur est ouvert à chaque passage par zéro du courant. La Fig. 1.8 montre le circuit électrique du modèle d'arc qui sera utilisé pour l'analyse et la validation des données de défaut d'arc réel.

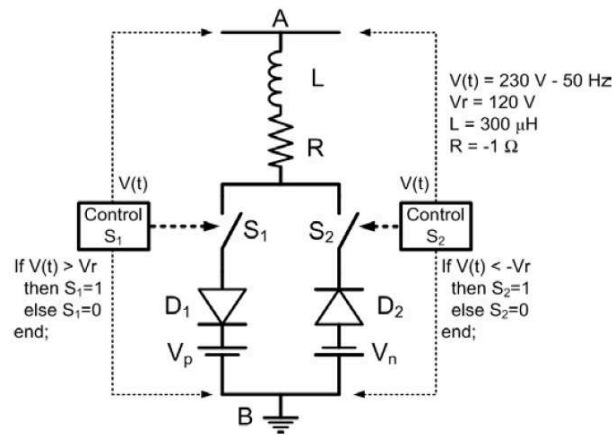


FIGURE 1.8: Modèle de défaut d'arc électrique.

Dans la section suivante, la procédure expérimentale pour la génération de défauts d'arc en utilisant le banc d'essai expérimental est présentée

1.3 Banc de mesure expérimental

Une plate-forme expérimentale est utilisée pour créer une base de données des courants et tensions afin d'évaluer la performance des méthodes de localisation et détection proposées dans les chapitres suivants.

Le banc d'essai est composé de deux câbles parallèles de 49 mètres, d'une résistance de charge de 47 ohms et d'une alimentation électrique (230V-50Hz). Quarante points différents répartis uniformément sur la ligne sont utilisés pour l'insertion de défauts d'arc (génération par chemin carbonisé ou ouverture des contacts). La Fig. 1.9 présente un schéma de la ligne électrique.

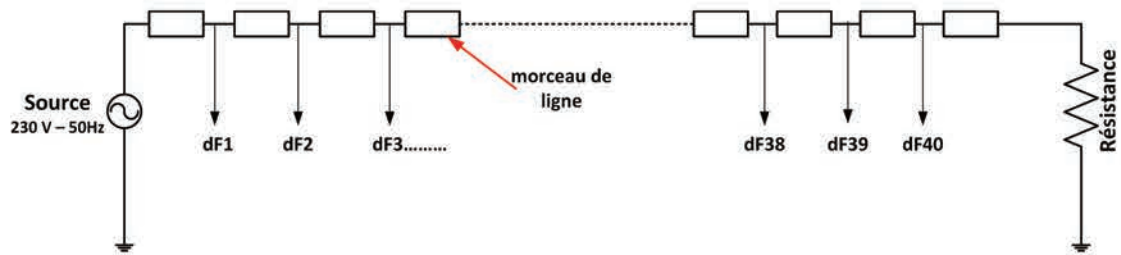


FIGURE 1.9: Schéma de la ligne électrique avec 40 points d'insertion.

Le Tableau 1.1 répertorie toutes les distances entre la source et chacun des 40 points possibles où peut être inséré le défaut d'arc électrique.

TABLE 1.1: Localisation des points d'insertion de défauts.

Point de mesure	Longueur (mètre)	Point de mesure	Longueur (mètre)	Point de mesure	Longueur (mètre)	Point de mesure	Longueur (mètre)
1	3,407	11	14,7447	21	26,3477	31	37,1367
2	4,53	12	15,6497	22	27,4477	32	38,2367
3	5,3805	13	17,3897	23	28,2927	33	39,8017
4	6,3807	14	18,5267	24	29,1487	34	41,1467
5	8,1387	15	19,4697	25	30,6217	35	42,0817
6	9,1797	16	20,2447	26	31,8717	36	42,8167
7	10,2147	17	21,6777	27	32,8017	37	44,2317
8	11,0597	18	22,9167	28	33,5917	38	45,4517
9	12,6997	19	23,7677	29	34,9917	39	46,3967
10	13,8097	20	24,6427	30	36,1337	40	47,4267

Le banc de test expérimental est présenté dans la Fig. 1.10.

Les mesures des tensions et des courants sont réalisées à l'aide d'un oscilloscope LECROY HDO4096 à une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz.

Les mesures des tensions de ligne et d'arc sont réalisées à l'aide d'une sonde différentielle active Testec TTSI9010 1:100 de bande passante comprise entre 70 MHz et 7 kV. La mesure de la tension d'arc nous permet de confirmer la présence de ce phénomène sur la ligne électrique. Les caractéristiques des sondes de courant sont résumées dans le Tableau 1.2.

TABLE 1.2: Caractéristiques des sondes de courant.

	Marque	Largeur de bande	Résolution min.
CP30a	LECROY	50 MHz	10mA/div et 30A DC
AP015	LECROY	100MHz	1mA/div et 30A DC



FIGURE 1.10: Banc de mesure.

Dans l'expérimentation des nombreuses charges couramment présents dans un réseau électrique domestique sont aussi utilisées (Fig. 1.11). Ceci est réservé au développement de l'algorithme de détection de défauts d'arc série présenté au Chapitre 4.

Le Tableau 1.3 montre les principales charges domestiques linéaires et non linéaires connectées dans le circuit utilisées dans les expérimentations.

1.4 Génération d'un arc électrique

1.4.1 Génération par chemin carboné

La première étape consiste à préparer les échantillons destinés à l'élaboration des chemins carbonés. Pour l'élaboration des échantillons ont été utilisés deux morceaux de câble de 20 cm de longueur. La procédure est décrite dans les normes UL 1699 et IEC 6206 [11, 12]. La Fig. 1.12 montre les étapes mises en oeuvre pour l'obtention d'un chemin carboné et son insertion dans un point de défaut de la ligne expérimentale.



FIGURE 1.11: Principales charges utilisées.

TABLE 1.3: Charges utilisées dans la plate-forme expérimentale.

Configuration	Appareil	Puissance [W]
Simple	Bouilloire	1200
	Lampe halogène	500
	Ventilateur	60
	PC	300
	Perceuse	400
	Aspirateur 1	1000
	Aspirateur 2	1600
Appareils parallèles	Lampe halogène // Lampe halogène	1000
	PC // PC	600
Type masquage 1	Lampe halogène // R=80ohm	
	Aspirateur 2 // R=80Ω	
	Perceuse // R=80Ω	
Type masquage 2	Aspirateur 2 // R=80Ω	
	Perceuse // R=80Ω	
Type masquage 3	Aspirateur 2 // R=80Ω	
	Perceuse // R=80Ω	
Filtre EMI 1	R=47Ω	
	Perceuse	
	Aspirateur 2	
Appareil perturbateur	Aspirateur 1	
	PC	
	Perceuse	
	Lampe fluorescente	
	Compresseur	

Dans la Fig. 1.13, la configuration pour la génération de défauts d'arc est illustrée. La carbonisation des échantillons nécessaires pour la production d'un arc électrique est produite par impulsions séquentielles d'un générateur haute tension placée en série avec la tension de l'alimentation domestique. La création du chemin carboné implique l'utilisation d'une enceinte climatique. Donc, l'injection de signal contrôlée dans le circuit

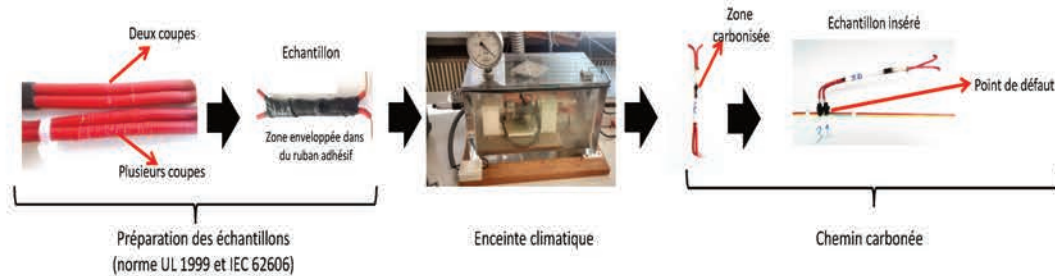


FIGURE 1.12: Échantillons utilisés dans le processus d'expérimentation.

série: source - générateur - échantillon - charge, favorise la rupture du matériau isolant avec les déplacements d'électrons et la génération de plasma.

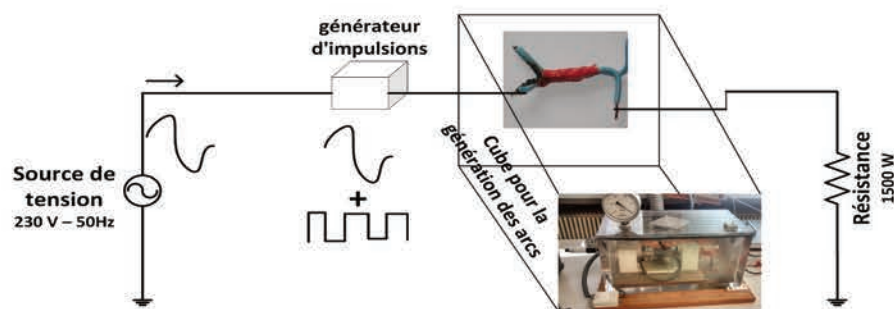


FIGURE 1.13: Génération d'un défaut d'arc par chemin carboné.

1.4.2 Génération par ouverture de contacts

La Fig. 1.14 représente le schéma du générateur par ouverture des contacts. Selon la norme IEC62606 [12] le dispositif générateur utilisé pour la réalisation des tests de défauts d'arc séries par ouverture de contacts comprend une électrode fixe et une électrode mobile qui permet l'amorçage de l'arc. La séparation des électrodes à une distance appropriée cause l'ionisation de l'air et la formation de plasma (défaut d'arc).

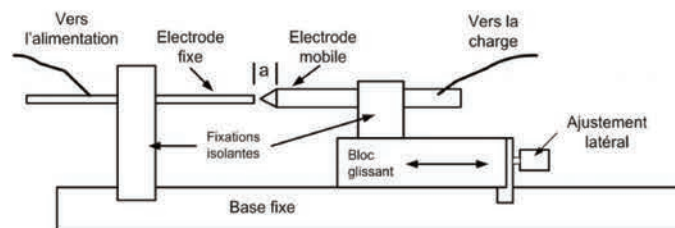


FIGURE 1.14: Génération d'un défaut d'arc par ouverture des contacts.

Les électrodes de cuivre de 6 millimètres de diamètre sont utilisées dans l'expérimentation. Dans la Fig. 1.15 on peut observer la génération d'un défaut d'arc série.



FIGURE 1.15: Génération d'un défaut d'arc par ouverture des contacts.

1.5 Analyse des arc électriques

Les données relatives du courant et tension mesurés ont été enregistrées à l'aide du banc d'essai expérimental selon la configuration présentée sur la Fig. 1.16. Le processus d'essais en série des défauts d'arc expérimentaux a été effectué en insérant un chemin carboné ou deux électrodes en cuivre dans la ligne électrique.

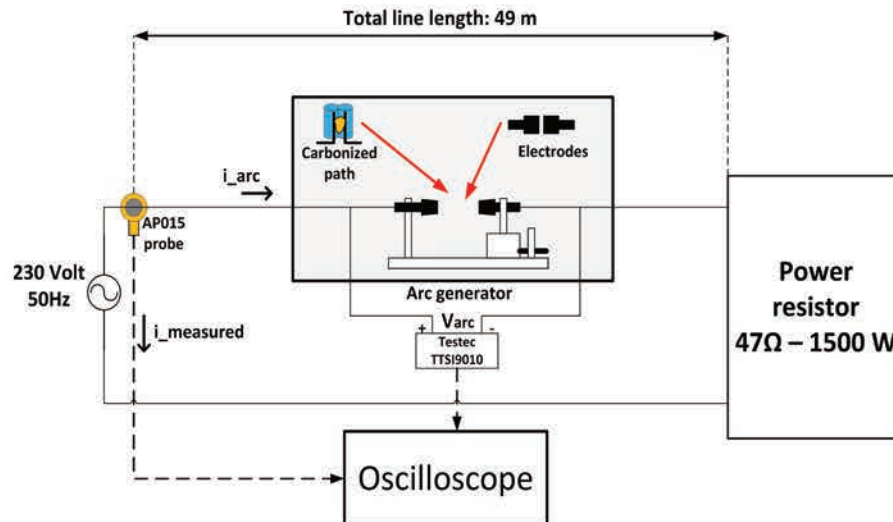


FIGURE 1.16: Processus pour la génération des signaux du courant et tension.

1.5.1 Analyse du courant d'arc

Le courant enregistré lorsqu'un défaut d'arc série est produit dans le banc d'essai expérimental est intrinsèquement lié aux paramètres réels de la ligne. D'autre part, la problématique de l'utilisation d'un modèle de défaut d'arc en série ne prend pas en compte les variations dynamiques des paramètres présentés dans un défaut d'arc réel. La Fig. 1.17 montre une comparaison des courants de défaut en considérant un modèle mathématique conventionnel [21] présenté dans la partie de modélisation et une signal réel obtenue lors un test expérimental d'un défaut d'arc série.

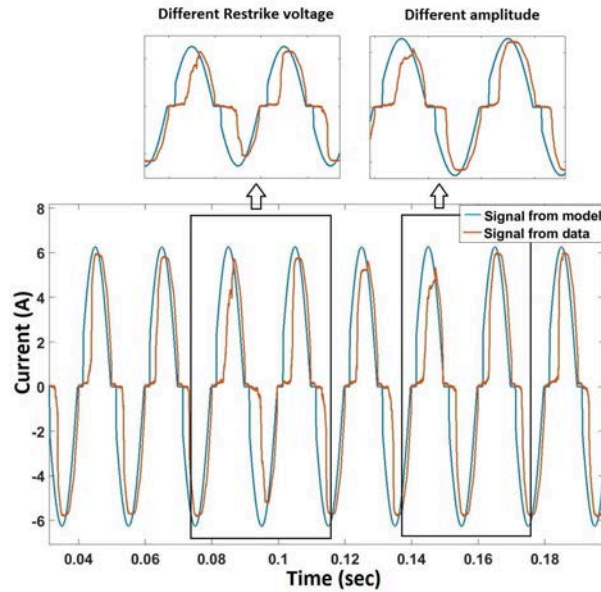


FIGURE 1.17: Comparaison des courants de défaut d'arc série.

Le courant de défaut obtenu à partir du modèle présente une forme quasi identique sur plusieurs périodes successives. Dans le cas d'essais expérimentaux utilisant un chemin carboné, la forme d'onde du courant de défaut a des amplitudes qui sont modifiées d'une période à l'autre. En outre, la forme d'onde a un décalage de phase variable au fil du temps. Cela montre la nature chaotique de l'arc, donc la utilisation d'un modèle ne reproduit pas d'une manière précise la dynamique d'un arc électrique. Dans ce contexte, les données obtenues lors la génération des arcs électriques sur le banc d'essai seront directement utilisées dans la conception des algorithmes de localisation et de détection.

Une base de signatures de courants est enregistrée en utilisant différents appareils en tant que charges. Dans les Figs. 1.18, 1.19, 1.20 et 1.21 les courants en fonctionnement normal puis en présence d'un défaut d'arc série sont présentés pour une perceuse, un compresseur, un aspirateur et un ordinateur. A partir de ces figures, il est possible d'observer différentes formes de signatures de défaut qui sont associés à des caractéristiques dynamiques de chaque appareil utilisé.

1.5.2 Évolution de l'arc au cours du temps

Il est possible d'observer aussi le comportement complexe d'un défaut d'arc en observant l'évolution de la tension d'un défaut d'arc comme montrent les Figs. 1.22 et 1.23.

Les tests effectués sur le banc d'essai sont réalisées avec différents échantillons insérés sur le point de mesure 9. Ensuite, le courant circulant dans le circuit provoque l'amorçage d'un défaut d'arc.

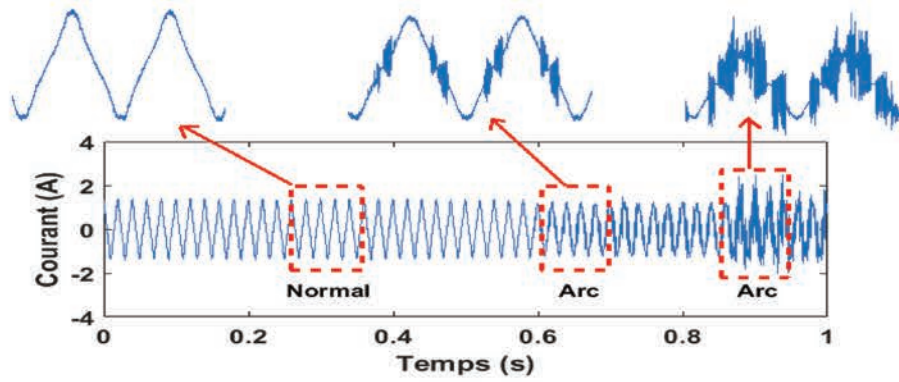


FIGURE 1.18: Courant de ligne perceuse (arc série).

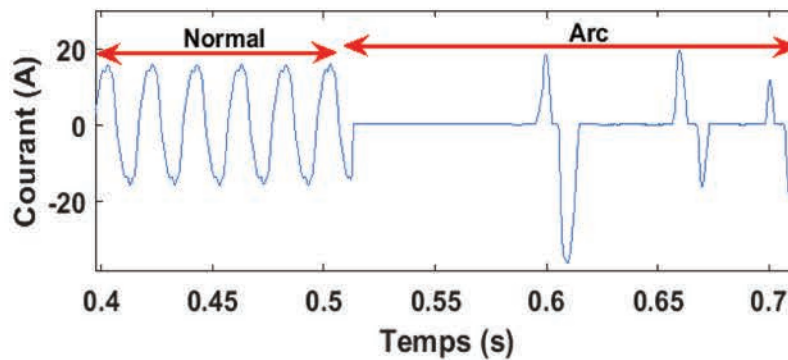


FIGURE 1.19: Courant de ligne compresseur (arc série).

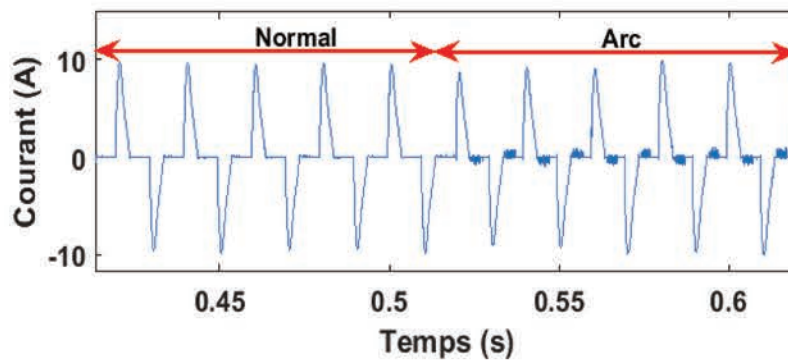


FIGURE 1.20: Courant de ligne aspirateur (arc série).

La tension de défaut d'arc pour les échantillons 1 et 2 insérés dans le banc d'essai montrent une évolution constante au début de l'arc (zone d'ionisation stable). Ensuite, les ondes de tension montrent une tendance exponentielle décroissante due à la combustion progressive du matériau isolant. Cet état est ralenti pendant quelques secondes (9 s pour l'échantillon 1 et 4 s pour l'échantillon 2). Enfin, la tension chute brusquement à une valeur proche de zéro qui correspond à l'extinction d'arc (destruction totale du matériau isolant), donc l'échantillon est en court circuit.

Les tendances pour les échantillons 1 et 2 sont similaires. Cependant, chacun d'eux

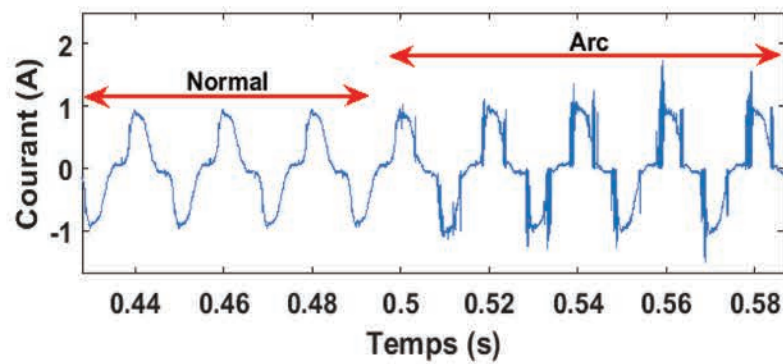


FIGURE 1.21: Courant de ligne PC (arc série).

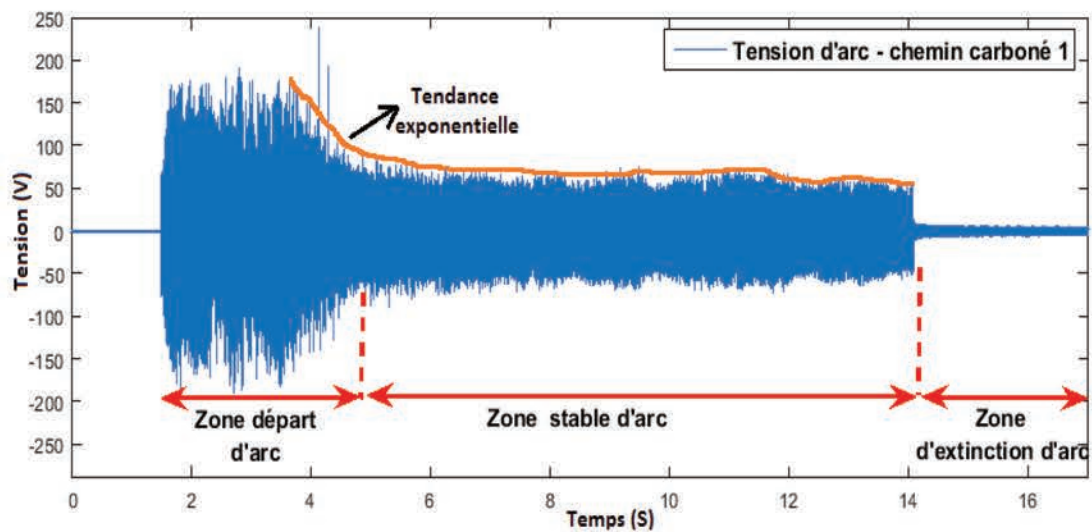


FIGURE 1.22: Tension d'un défaut arc série chemin carboné 1.

a des caractéristiques particulières comme par exemple la durée, la forme d'évolution exponentielle et les amplitudes maximales.

Compte tenu de l'échantillon 2, la présence du défaut est d'environ 16 s. La tension de réamorçage (Restrike) ainsi que la tension d'arc moyenne évoluent fortement au cours du temps. La Fig. 1.24 montre l'évolution temporelle (positive et négative) de ces paramètres.

L'évolution de la tension de réamorçage est de type exponentielle décroissante. Dans cette expérience, les valeurs de la tension de réamorçage sont comprises entre 250 V et 40 V (valeurs absolues). La durée du phénomène d'arc est de presque 16 s.

Les tensions d'arc moyenne ont des comportements stochastiques avec amplitudes différentes dans plusieurs cycles d'onde. Ce phénomène est présent dans toute la durée d'un défaut d'arc. Cependant, dans l'évolution temporelle, il est possible de voir plusieurs valeurs prédominantes de la tension d'arc moyenne autour des valeurs comprises dans l'intervalle

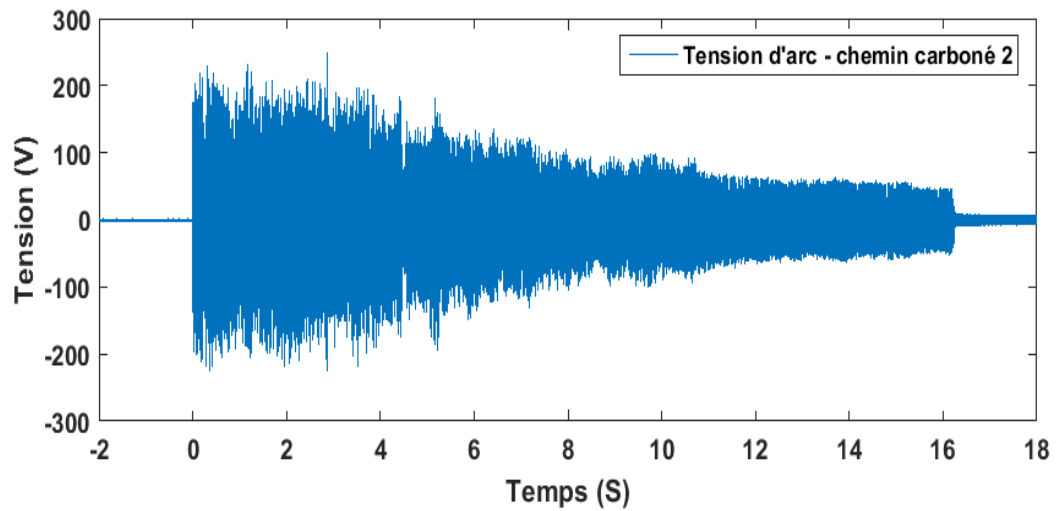


FIGURE 1.23: Tension d'un défaut arc série chemin carboné 2.

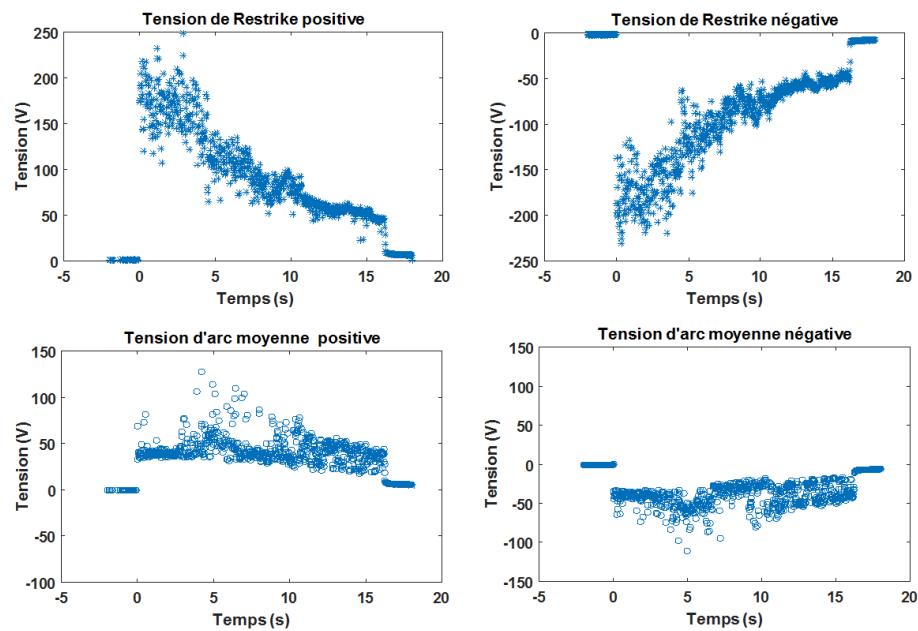


FIGURE 1.24: Évolution de la tension de réamorçage et la tension d'arc moyenne (échantillon 2).

de 30 V à 40 V (en tenant compte des valeurs absolues). Cette valeurs sont réduites brusquement à des valeurs proches de zéro après l'extinction du défaut d'arc.

De plus, afin de confirmer l'évolution de la tension de réamorçage et de la tension moyenne de défaut d'arc, cinq chemin carbonisés supplémentaires ont été utilisés. Ainsi, dans La Fig. 1.25 sont représentées pour chaque chemin carboné, l'évolution de la tension moyenne d'arc et de la tension de réamorçage en fonction du temps.

Les résultats obtenus montrent clairement que la tendance exponentielle de la tension de réamorçage ainsi que les variations des tensions d'arc moyennes dans un intervalle défini

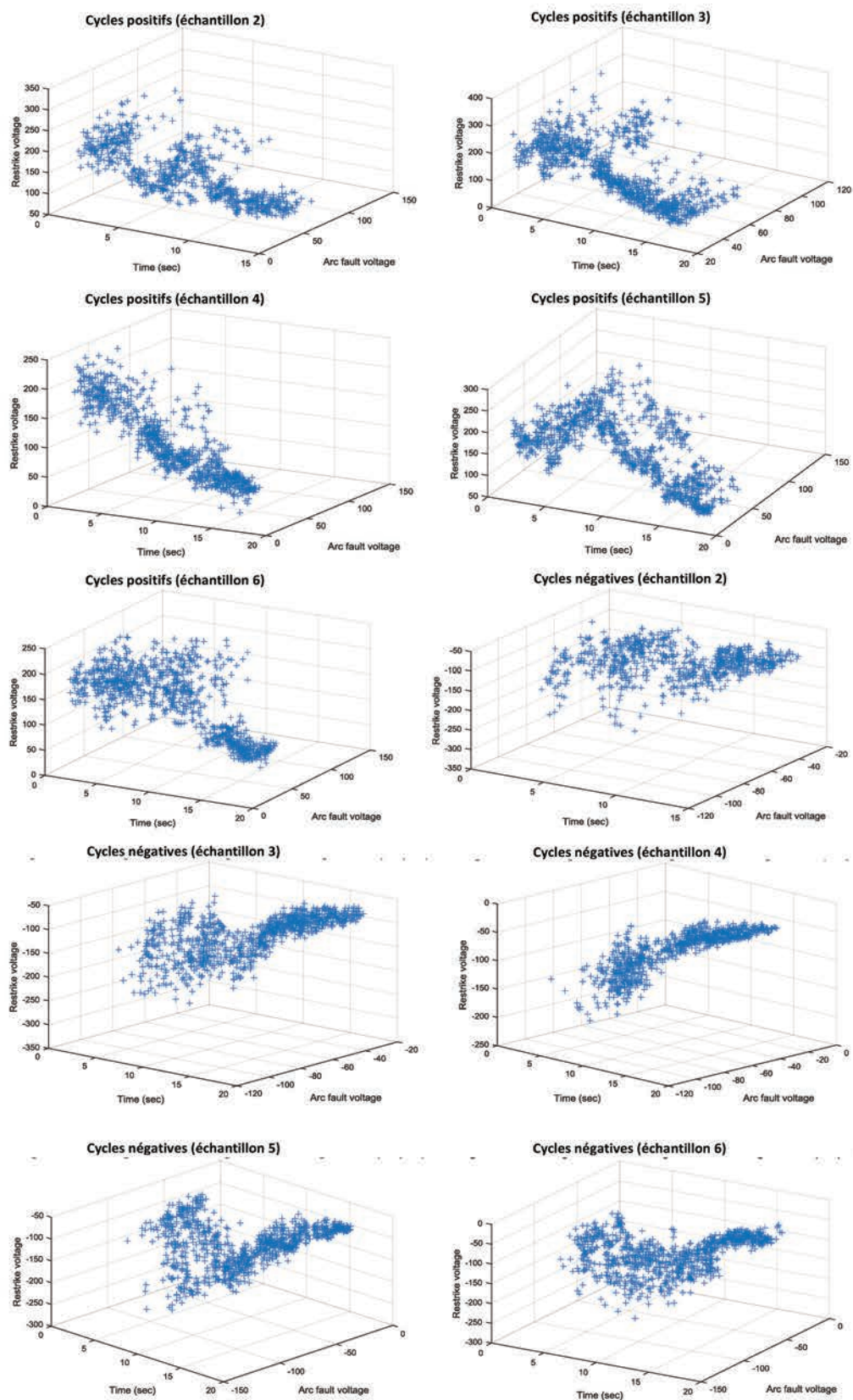


FIGURE 1.25: Courbes en trois dimensions tension de réamorçage-tension moyenne de défaut-Temps.

peuvent être répétées pour les cinq chemins carbonés. Cependant, au début de chaque courbe et pendant presque 10 s, un comportement chaotique est observé. Ceci est particulièrement accentué dans les valeurs moyennes de tension de défaut d'arc lorsqu'une tendance est introuvable. Dans le cas de la tension de réamorçage de chaque courbe, au début il n'est pas possible d'établir une tendance bien définie. Cet état est dû à l'ionisation plasmatisque n'atteint pas une condition stable au début.

Pour chaque test de chemin carboné, les intervalles définis de variations des tensions d'arc moyenne positives se situent: échantillon 2: 50 V à 100 V, échantillon 3: 40 V à 80V, échantillon 4: 50 V à 100 V, échantillon 5: 25 V à 70 V et échantillon 6: 70 V à 120 V. Les intervalles définis de variations des tensions d'arc moyenne négatifs se situent: échantillon 2: -20 V à -40 V, échantillon 3: -40 V à -60 V, échantillon 4: -20 V à -40 V, échantillon 5: -20 V à -50 V et échantillon 6: -20 V à -50 V.

La tension de réamorçage et la tension de défaut d'arc moyenne obtenues pour chaque test, nous permettent d'apprécier la dynamique complexe d'un arc série. Selon les résultats obtenus, la tension de réamorçage a une évolution temporelle de nature exponentielle. Dans le cas de la tension d'arc moyenne, les intervalles numériques trouvés expérimentalement varient d'un chemin carboné à l'autre. Ceci même dans le même chemin carboné où les intervalles, pour un cycle positif, diffèrent des intervalles obtenus pour un cycle négatif.

En considérant la ligne de distribution expérimentale, l'impédance associée à chaque point d'insertion d'un défaut dépend de la distance à la source. Ainsi, pour les points d'insertion qui sont éloignés de la source, les impédances associées ont des valeurs un peu plus élevées par rapport à celles situées près de la source. Cependant, en raison de la courte longueur de la ligne utilisée, ces impédances ont des valeurs proches. D'autre part, l'impédance de chaque chemin carboné inséré possède une impédance avec un comportement stochastique différent de celui des autres chemins carbonés. Dans ce contexte, compte tenu de la caractéristique de l'impédance de la ligne et de la nature du chemin carboné, il est très difficile de trouver une signature spécifique permettant de distinguer l'influence de la distance de défaut dans le comportement du défaut d'arc.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale de la problématique des arcs électriques dans les systèmes de réseau domestique, leur influence et leur impact.

De plus, nous avons présenté le banc d'essai expérimental, la procédure expérimentale pour générer un défaut d'arc en utilisant la norme UL 1699 et IEC 62606. Ensuite, des

expériences ont été effectuées sur le banc d'essai en utilisant des chemins carbonés et en ouvrant des contacts entre les électrodes de cuivre.

Le courant de ligne et la tension de défaut d'arc ont été enregistrés et analysés afin de décrire la dynamique d'un défaut d'arc. Dans ce contexte, une analyse du courant de ligne a montré un comportement stochastique et variable par rapport à un modèle conventionnel utilisé.

Dans le cas de la tension de défaut d'arc, nous avons analysé la tension de réamorçage et la tension de défaut d'arc moyenne dans de nombreux cycles d'ondes. Leur évolution temporelle nous a permis d'établir des tendances qui sont présentées. Toutefois, ils ne sont pas totalement reproductibles en utilisant différents chemins carbonés.

Dans la suite de ce travail de thèse, on ne prend pas le modèle d'arc mais directement les données enregistrées issues de la manipulation sur le banc d'essai.

Chapitre 2

Analyse des principales méthodes de localisation de défauts électriques

2.1 Introduction

De nombreuses méthodes ont été développées pour détecter l'apparition de défauts et notamment d'arcs séries dans les circuits alternatifs basse tension (réseau domestique 220 V / 50 Hz en Europe et 115 V / 60 Hz aux USA). Des disjoncteurs de type AFCI sont commercialisés et assurent plus ou moins efficacement la protection des réseaux contre ce type de défaut.

En cas de détection d'un défaut il est nécessaire de situer avec précision l'emplacement du défaut sur la ligne pour améliorer notamment les temps de réparation de ces lignes. Toutefois aucun des dispositifs de disjonction ne permet à l'heure actuelle de localiser les défauts d'arcs séries sur la ligne électrique en fonctionnement.

L'objectif de cette partie est de répertorier les principales méthodes de la littérature permettant de localiser un défaut sur des lignes de courtes distances ($< 100m$). Il est à noter toutefois que les principales méthodes existantes sont principalement consacrées à la localisation de défauts parallèles et sur des lignes électriques de puissance de grandes distances (plusieurs dizaines de km).

Dans une première partie, les méthodes basées sur les paramètres de l'impédance de la ligne seront présentées. Viennent ensuite les méthodes à base d'ondes progressives bien qu'elles soient essentiellement adaptées à des lignes de très grandes distances. Dans une troisième partie, l'ensemble des méthodes basées sur la réflectométrie seront décrites.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux méthodes basées sur l'intelligence artificiel qui utilisent un réseaux de neurones artificiels (ANN), Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) et des algorithmes génétiques. Également seront présentes des variantes hybrides à base d'ondelettes et ANN.

Les limitations, performances, avantages et inconvénients des principales méthodes nous serviront à proposer et tester plusieurs méthodes de localisation adaptées à nos besoins.

2.2 Méthodes Basées sur les paramètres de l'impédance de ligne

Les algorithmes basés sur les paramètres de l'impédance de ligne permettent d'estimer la distance de défaut principalement à partir des courants et tensions de ligne obtenus soit à une ou soit aux deux extrémités de la ligne électrique. Ces grandeurs sont ensuite substituées dans les équations de Kirchhoff du circuit qui utilisent les paramètres d'impédance de la ligne. Une grande partie des algorithmes développés permet d'estimer la distance des défauts parallèles phase à phase ou phase à terre. Les méthodes dédiées à la localisation des défauts haute impédance et des défauts d'arcs électriques sont également présentées.

2.2.1 Algorithmes exploitant les mesures à une extrémité de la ligne

Les algorithmes basés sur les mesures du courant et tension à une extrémité d'une ligne de transmission proche de la source ne nécessitent pas de synchronisation de données et peuvent être facilement implémentées dans un système électronique embarqué. La Fig. 2.1 présente le schéma d'une ligne de transmission avec deux sources E_G et E_H . Un défaut de phase à la terre est représenté par une valeur de résistance faible. Lorsqu'un défaut est produit à une certaine distance du terminal G, l'impédance totale de la ligne est divisée en deux parties. Ainsi, chaque partie dépend de la distance de défaut inconnue.

L'impédance totale Z_{app} vue de l'enregistreur 1 est calculée en appliquant la deuxième loi de Kirchhoff.

$$V_G = (Z_S * x)I_G + R_f I_f \quad (2.1a)$$

$$Z_{app} = \frac{V_G}{I_G} = Z_S * x + R_f \frac{I_f}{I_G} \quad (2.1b)$$

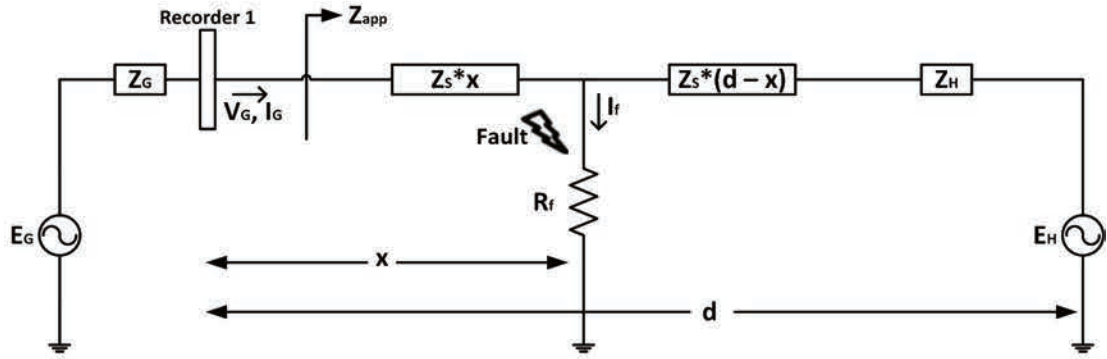


FIGURE 2.1: Ligne de transmission avec un enregistreur.

où: R_f est la résistance de défaut, I_f est le courant de défaut, V_G et I_G sont la tension et le courant mesurés par l'enregistreur G, 'x' est la distance de défaut, Z_s est l'impédance de la ligne par mètre.

De l'équation (2.1b), la distance de défaut 'x' pourrait être calculée. Cependant, les paramètres R_f et I_f sont inconnus. Dans ce contexte, nous décrivons les approches de la littérature qui à travers des variables connues et des moyens analytiques obtiennent des solutions aux équations pour l'estimation de la localisation de défauts d'une ligne électrique.

2.2.1.1 Méthode de la réactance simple

Cette méthode peut seulement être appliquée en considérant un défaut R_f purement résistif [22]. Par conséquent, I_f et I_G sont en phase. En considérant l'impédance comme une simple estimation de la réactance linéaire, la partie réelle de (2.1b) est supprimée. Donc, l'équation est réduite à:

$$x = \frac{V_G}{I_G \operatorname{imag}(Z_S)} \quad (2.2)$$

Cette approche est toutefois fortement affectée lorsque I_f et I_G ne sont pas en phase en raison de la charge ou du système non-homogène fréquemment présent dans un système réel [23].

2.2.1.2 Méthode takagi

Cette méthode [24] améliore les performances de la méthode de réactance simple en faisant comme hypothèse complémentaire que le défaut électrique est une source de tension en série avec une résistance. Ensuite, le théorème de superposition est appliqué

afin d'obtenir deux conditions: une condition de pré-défaut et une condition de défaut illustrée dans la Fig. 2.2.

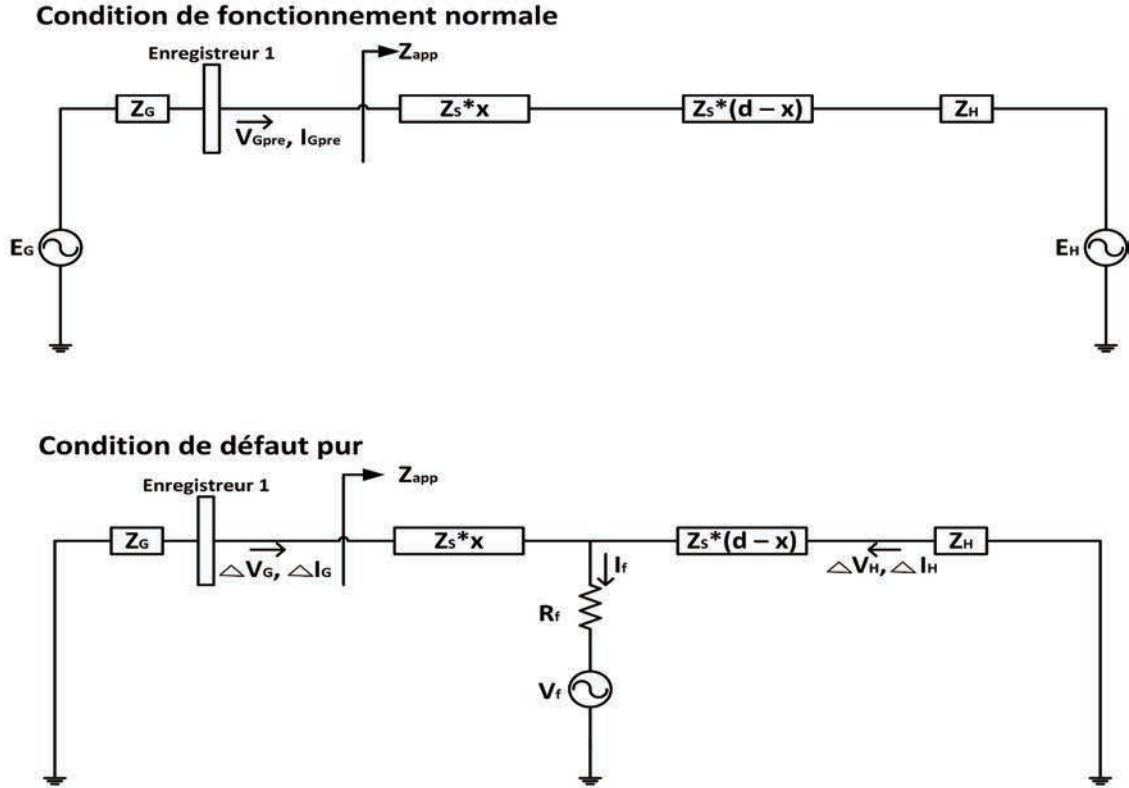


FIGURE 2.2: Théorème de la superposition pour une ligne de transmission défailante.

où: V_{Gpre} et I_{Gpre} sont la tension et le courant de pré-défaut, ΔV_G et ΔI_G sont la tension et le courant engendrés par le défaut dans le côté gauche, ΔV_H et ΔI_H sont la tension et le courant engendrés par le défaut dans le côté droit. Z_G et Z_H sont des impédances internes des sources aux deux extrémités de la ligne.

Considérant la condition de défaut, nous obtenons le courant de défaut exprimé par l'équation (2.3).

$$I_f = \left(\frac{Z_G + Z_S + Z_H}{(1-x)Z_S + Z_H} \right) \Delta I_G \quad (2.3)$$

Cette équation est remplacée dans l'équation (2.1a). L'équation résultante est multipliée par le terme ΔI_G^* (conjugué du courant) pour obtenir l'équation suivante:

$$V_G * \Delta I_G^* = (Z_S * x) \Delta I_G \Delta I_G^* + R_f \left(\frac{Z_G + Z_S + Z_H}{(1-x)Z_S + Z_H} \right) \Delta I_G \Delta I_G^* \quad (2.4)$$

Z_G et Z_H ont la même phase (ligne de transmission homogène). Ainsi de l'équation (2.4), la distance de défaut exprimée en fonction de la réactance est calculée dans l'équation (2.5).

$$x = \frac{\text{imag}(V_G \Delta I_G^*)}{\text{imag}(Z_S \Delta I_G \Delta I_G^*)} \quad (2.5)$$

La valeur de $\Delta I_G = I_G - I_{Gpre}$ est obtenue à partir de la soustraction entre le courant mesuré lors de l'apparition d'un défaut (I_G) et le courant en fonctionnement normal (I_{Gpre}). Cette méthode représente une amélioration de la méthode de la réactance simple car l'erreur de réactance produite par la charge est minimisée. Cependant, une ligne de transmission non homogène peut provoquer l'augmentation de l'erreur dans l'estimation de la distance de défaut. De plus, les méthodes présentes sont principalement destinées à localiser des défauts parallèles simples.

Afin de surmonter ce problème dans la partie suivante sont présentés les algorithmes pour localiser les défauts d'arc et défauts à haute impédance. Ces méthodes calculent l'emplacement de la phase défaillante par des équations itératives.

2.2.1.3 Méthodes basées sur des itérations progressives

Indépendamment de la nature du défaut d'arc, la méthode présentée dans [25] est capable de localiser la distance de défaut. La méthode proposée calcule les paramètres d'impédance de la ligne de transmission. Cela comprend également l'estimation de l'inductance mutuelle en utilisant les mesures de tension et de courant de la ligne pour l'estimation de la distance de défaut. Une amélioration de la méthode présentée dans [26], se concentre sur les défauts parallèles intermittents. L'algorithme proposé utilise les données de tension et de courant mesurées à une extrémité du réseau et la connaissance des paramètres de câble/ligne (impédance propre et mutuelle) pour trouver l'emplacement du défaut d'arc. Sur la Fig. 2.3, un circuit triphasé avec un défaut d'arc dans la phase "a" est présenté.

Les équations (2.6), (2.7) et (2.8) donnent les relations entre les tensions et les courants pour chaque phase.

$$V_a = x * (R_{a-cable} i_a + L_{aa-cable} \frac{di_a}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_b}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_c}{dt}) + R_{arc} I_{arc} \quad (2.6)$$

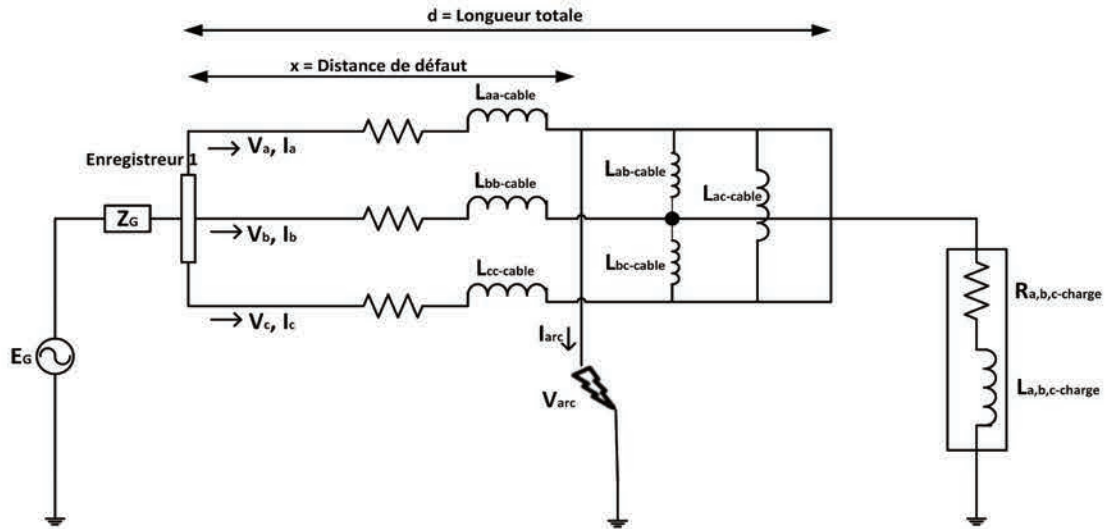


FIGURE 2.3: Ligne triphasée qui comprend un défaut d'arc.

$$V_b = (R_{b-cable} + R_{b-charge})i_b + L_{ab-cable} \frac{di_a}{dt} + (L_{bb-cable} + L_{b-charge}) \frac{di_b}{dt} + L_{bc-cable} \frac{di_c}{dt} \quad (2.7)$$

$$V_c = (R_{c-cable} + R_{c-charge})i_c + L_{ac-cable} \frac{di_a}{dt} + L_{bc-cable} \frac{di_b}{dt} + (L_{cc-cable} + L_{c-charge}) \frac{di_c}{dt} \quad (2.8)$$

Le défaut phase à la terre est décrit par l'équation (2.6). Les variables $R_{a-cable}$, $(L_{aa-cable}, L_{ab-cable}, L_{ac-cable}$ représentent la résistance du câble, l'inductance propre et les inductances mutuelles. R_{arc} (résistance d'arc) et 'x' (distance de défaut) sont calculés en utilisant des échantillons de courant et de tension obtenus au cours de périodes d'échantillonnage spécifiques. Chaque échantillon supplémentaire peut fournir une équation supplémentaire. Ainsi, deux équations sont nécessaires pour trouver les variables inconnues. La représentation matricielle est illustrée par l'équation (2.9).

$$\begin{bmatrix} Va1 \\ Va2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_{a-cable}i_{a1} + L_{aa-cable} \frac{di_{a1}}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_{b1}}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_{c1}}{dt}) & I_{arc1} \\ (R_{a-cable}i_{a2} + L_{aa-cable} \frac{di_{a2}}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_{b2}}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_{c2}}{dt}) & I_{arc2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ R_{arc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

L'objectif de la méthode proposée est de résoudre l'équation (2.9) pour trouver les paramètres inconnus. Après avoir calculé la distance de défaut "x" en résolvant cette équation dans une première itération en considérant des valeurs initiales de I_{arc1} et I_{arc2}

(valeurs sélectionnées arbitrairement), la tension de défaut peut être calculée à partir de l'équation (2.10).

$$V_{Fault} = V_a - x * (R_{a-cable}i_a + L_{aa-cable} \frac{di_a}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_b}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_c}{dt}) \quad (2.10)$$

Après avoir déterminée la tension de défaut de l'équation (2.10), le courant de charge peut être calculé en utilisant l'équation (2.11).

$$V_{Fault} = R_{a-rmcharge}i_{charge-a} + L_{a-charge} \frac{di_{charge-a}}{dt} + (d-x) * (R_{a-rmcharge}i_{charge-a} + L_{aa-cable} \frac{di_{charge-a}}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_{charge-b}}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_{charge-c}}{dt}) \quad (2.11)$$

L'équation ci-dessus montre la relation entre le courant de charge et la tension de défaut. Après avoir obtenu le courant de charge, le courant de défaut est calculé à partir de l'équation (2.12)

$$I_{arc} = i_a - i_{charge-a} \quad (2.12)$$

Le résultat est utilisé pour mettre à jour le courant de défaut dans l'équation (2.9) pour la prochaine itération. Un certain nombre d'itérations sont fixées dans le but qu'une solution puisse converger dans l'erreur allouée.

La méthode présentée dans [27] introduit un modèle mathématique de défaut de haute impédance HIF (High Impedance Fault). L'approche de l'estimation des moindres carrés permet d'estimer la distance de défaut et les paramètres inconnus HIF. La tension de défaut dans une phase de la ligne en fonction du modèle utilisé peut être représentée par l'équation (2.13).

$$V_F = R_F i_F + L_F i'_F + V_{Fp} sgp(i_F) + V_{Fn} sgn(i_F) \quad (2.13)$$

où R_F et L_F sont les parties résistives et inductives du modèle HIF. Le paramètre V_{Fp} est la tension d'arc positive, présente quand i_F est dans son demi-cycle positif et, V_{Fn} est la tension d'arc négative, présente quand i_F est dans son demi-cycle négatif.

La méthode ne considère pas la présence des inductances mutuelles. L'équation (2.13) est utilisée dans l'équation matricielle (2.14) qui permettent de trouver la distance de défaut 'x'.

$$\begin{bmatrix} Va1 \\ Va2 \\ \vdots \\ VaN \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vs1 & i_{F1} & i'_{F1} & sgp(i_{F1}) & sgn(i_{F1}) \\ Vs2 & i_{F2} & i'_{F2} & sgp(i_{F2}) & sgn(i_{F2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ VsN & i_{FN} & i'_{FN} & sgp(i_{FN}) & sgn(i_{FN}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ R_F \\ L_F \\ V_{Fp} \\ V_{Fn} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

l'équation (2.14) permet également d'estimer les paramètres inconnus du modèle HIF. L'équation est obtenue à partir de la tension de ligne et du courant échantillonnés (N échantillons considérés). D'autre part, le valeur de Vs est obtenue de l'équation (2.15)

$$Vs = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} \quad (2.15)$$

La méthode utilise la différence entre les courants résiduels de défaut et de pré-défaut pour l'estimation du courant de défaut i_F .

Les paramètres Vs et i_F doivent être calculés et substitués dans l'équation (2.14) à chaque itération de l'estimation de la distance de défaut.

Les méthodes proposées pour l'estimation de la distance des défauts d'arc et des défauts HIF sont complexes et nécessitent une charge de calcul importante. De nombreuses itérations doivent être effectuées pour trouver la distance de défaut. Dans la méthode présentée par [26], les inductances mutuelles entre les phases de la ligne doivent être estimées préalablement. En outre, ces méthodes doivent estimer le courant de défaut et la tension de défaut dans chaque itération pour résoudre les équations (2.9) et (2.14). Les valeurs élevées de la résistance d'un défaut d'arc conduisent à une erreur plus élevée dans l'estimation de la distance.

2.2.2 Algorithmes exploitant les mesures à deux extrémités de la ligne

La manière plus précise de calculer la distance de défaut dépend de la mesure de tensions et courants aux deux extrémités de la ligne de distribution. Les méthodes ainsi développées ont été regroupées en fonction de la synchronisation des données.

2.2.2.1 Méthode synchronisée

La méthode (deux extrémités synchronisées) suppose que les mesures des tensions et courants sont synchronisées sur une référence temporelle commune via le système de positionnement global (GPS). La Fig. 2.4 montre le schéma général avec deux enregistreurs.

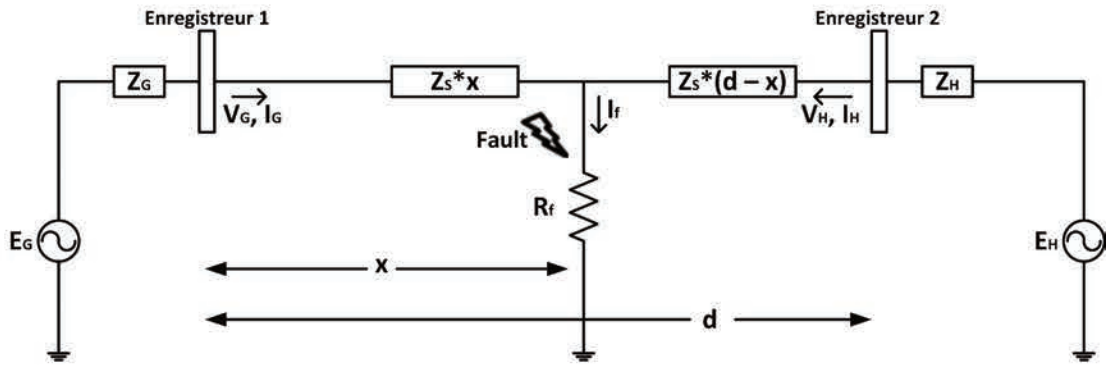


FIGURE 2.4: Ligne de transmission avec deux enregistreurs.

La tension de défaut V_F peut être obtenue en fonction des tensions et courants mesurés, selon les équations (2.16a) et (2.16b).

$$V_F = V_G - I_G Z_s x \quad (2.16a)$$

$$V_F = V_H - I_H Z_s (d - x) \quad (2.16b)$$

En faisant correspondre ces deux équations, nous obtenons l'équation (2.17). Cette équation permet l'estimation de la distance de défaut.

$$d = \left| \frac{\frac{V_G - V_H}{Z_s} + I_H d}{I_G + I_H} \right| \quad (2.17)$$

où Z_s est l'impédance de ligne par mètre.

La structure simple de l'équation (2.17) dépend du modèle de ligne (modèle des paramètres concentrés) négligeant les courants capacitifs et le couplage mutuel. À cet égard, la performance de l'algorithme de localisation des défauts peut être considérablement affectée par l'influence de ces paramètres.

Le travail présenté dans [28] propose un algorithme de localisation de défauts qui a un modèle plus précis et moins dépendant de la résistance de défaut. Cependant, cet algorithme a été conçu principalement pour de longues lignes de transmission. Les équations télégraphiques sont représentées dans (2.18a) et (2.18b).

$$V_f = \cosh(\delta m)V_G - Z_0 \sinh(\delta m)I_G \quad (2.18a)$$

$$V_f = \cosh(\delta(d - m))V_H - Z_0 \sinh(\delta(d - m))I_H \quad (2.18b)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne, δ est la constante de propagation.

La distance de défaut est obtenue à partir de l'équation (2.19)

$$x = \frac{[\tanh^{-1}(\frac{-B}{A})]}{\delta} \quad (2.19)$$

Les coefficients A et B sont obtenus selon les équations suivantes:

$$A = Z_0 \cosh(\delta d)I_H - \sinh(\delta d)V_H + Z_0 I_G \quad (2.20a)$$

$$B = \cosh(\delta d)V_H - Z_0 \sinh(\delta d)I_H - V_G \quad (2.20b)$$

L'avantage de cette méthode est qu'une meilleure modélisation de la ligne peut conduire à des résultats plus précis dans l'estimation de la distance de défaut. Cependant, la méthode nécessite des calculs complexes pour résoudre des équations trigonométriques.

2.2.2.2 Méthode non synchronisée

Afin de surmonter le problème de l'utilisation de dispositif de synchronisation complexes, [29] présente une méthode qui permet de synchroniser des signaux analytiquement en utilisant l'opérateur de synchronisation $e^{j\gamma}$ (γ est l'angle de synchronisation inconnu). La méthode utilise uniquement la séquence positive des signaux. La Fig. 2.5 montre une représentation schématique de la ligne avec des mesures non synchronisées.

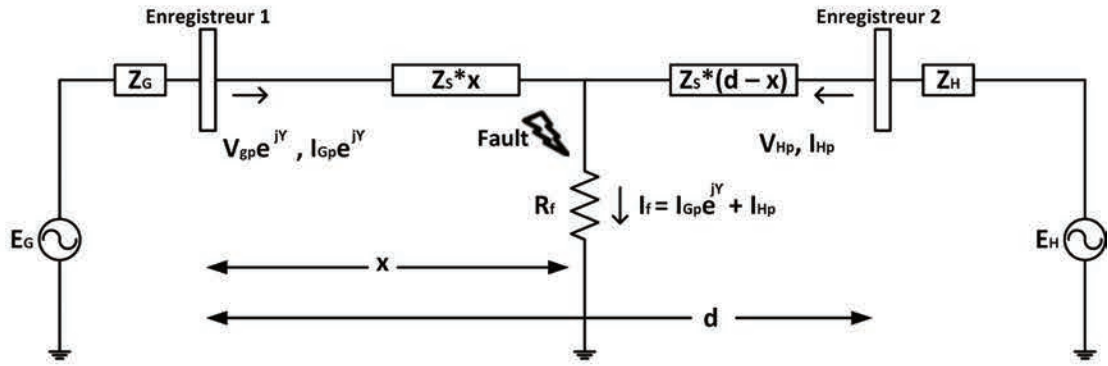


FIGURE 2.5: Schéma de défaut avec des mesures non synchronisées.

Selon la Fig. 2.5, la synchronisation est réalisée en comparant la tension de défaut obtenue en utilisant des mesures de signaux des deux côtés de la ligne (équation (2.21)).

$$V_{Gp}e^{j\gamma} - (Z_s * x)I_{Gp}e^{j\gamma} = V_{Hp} - Z_s * (d - x)I_{Hp} \quad (2.21)$$

Cette équation peut être écrite séparément pour les parties réelles et imaginaires. La partie réelle permet de trouver la distance de défaut à partir de la solution de l'équation (2.22a).

$$|e^{j\gamma}| = \left| \frac{V_{Hp} - Z_s * (d - x)I_{Hp}}{V_{Gp} - (Z_s * x)I_{Gp}} \right| = 1 \quad (2.22a)$$

L'inconvénient de la méthode est de dépendre fortement de la connaissance précise du paramètre d'impédance de la ligne.

Le Tableau 2.1 résume les méthodes présentées dans cette section. Il est nécessaire de remarquer que seules les méthodes basées sur des itérations progressives peuvent estimer les distances de défaut produites par des arcs parallèles.

2.3 Signaux d'onde progressive (réflectométrie passive)

La méthode des ondes progressives est basée sur l'analyse des ondes en haute fréquence générées par un défaut et des réflexions produites dans une ligne électrique. Les transitoires électromagnétiques rapides générés sont typiquement des signaux non périodiques qui contiennent à la fois des oscillations hautes fréquences superposées aux signaux électriques [30, 31]. Les défauts de faible impédance (courts-circuits) dans la ligne

TABLE 2.1: Récapitulatif des principales méthodes de localisation des défauts basées sur les paramètres de l'impédance.

METHODE	EQUATION	Type de défaut	Particularités
Réactance simple [S. Das et al., 2014]	$x = \frac{\text{imag}\left(\frac{V_G}{I_G}\right)}{\text{imag}(Z_{L1})}$	Défaut simple parallèle	La précision de la méthode est fortement affectée par la nature du défaut et l'influence de charge.
Méthode Takagi [Takagi et al., 1982]	$x = \frac{\text{imag}(V_G \Delta I_G^*)}{\text{imag}(Z_s \Delta I_G \Delta I_G^*)}$	Défaut simple parallèle	Cette méthode considère les effets de charge. Cependant, l'algorithme utilise un modèle simplifié de la ligne et considère que la ligne est complètement homogène.
Algorithmes exploitant les mesures à une extrémité de la ligne [M. M. Alamuti et al., 2012]	$\begin{bmatrix} v_a1 \\ v_a2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_{a-cable} i_a1 + L_{aa-cable} \frac{di_a1}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_b1}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_c1}{dt}) & I_{arc1} \\ (R_{a-cable} i_a2 + L_{aa-cable} \frac{di_a2}{dt} + L_{ab-cable} \frac{di_b2}{dt} + L_{ac-cable} \frac{di_c2}{dt}) & I_{arc2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ R_{arc} \end{bmatrix}$	Défaut d'arc parallèle	Ces méthodes sont indépendantes de la valeur de charge et de la nature du défaut d'arc. Ils peuvent parfaitement être utilisés dans les lignes à basse tension. Cependant, une résistance à l'arc plus élevée peut entraîner des erreurs importantes dans l'estimation de la distance. En plus, ces méthodes doivent estimer le courant de défaut et la tension de défaut dans chaque itération. De nombreuses itérations doivent être effectuées pour trouver la distance de défaut. Par conséquent, ces méthodes ont des architectures complexes et nécessitent une charge de calcul importante.
	[L. U. Iurinic et al., 2016]	$\begin{bmatrix} v_a1 \\ v_a2 \\ \vdots \\ v_aN \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s1 & i_{f1} & i'_{f1} & sgp(i_{f1}) & sgn(i_{f1}) \\ V_s2 & i_{f2} & i'_{f2} & sgp(i_{f2}) & sgn(i_{f2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ V_sN & i_{fN} & i'_{fN} & sgp(i_{fN}) & sgn(i_{fN}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ R_f \\ L_f \\ V_{fp} \\ V_{fn} \end{bmatrix}$	HIF parallèle
Algorithmes exploitant les mesures à deux extrémités de la ligne [Obtenu des lois de Kirchhoff]	$x = \frac{V_G - V_H + I_H d}{Z_s + I_H d}$	Défaut simple parallèle	Ces méthodes nécessitent un système GPS pour la synchronisation, sont plus chères mais elles sont plus précises pour la localisation des défauts. Cependant, la méthode qui utilise un modèle précis de la ligne, nécessite des caractéristiques constructives exactes de la ligne et une grande capacité de calcul.
	[A. T. Johns et al., 1990]	$x = [\tanh^{-1}(-B/A)]/\gamma$ $A = Z_0 \cosh(\gamma LL) I_H - \sinh(\gamma LL) V_H + Z_0 I_G$ $B = \cosh(\gamma LL) V_H - Z_0 \sinh(\gamma LL) I_H - V_G$	
Méthode non synchronisée [M. Pustulka.,2013]	$ e^{j\gamma} = \left \frac{V_{Hp} - Z_s(d-x)I_{Hp}}{V_{Gp} - (Z_s x)I_{Gp}} \right = 1$ $ V_{Hp} - Z_s(d-x)I_{Hp} = V_{Gp} - (Z_s x)I_{Gp} $	Défaut simple parallèle	La mise en œuvre de cette méthode est moins coûteuse par rapport à la méthode synchronisée. Cependant, cela nécessite une bonne capacité de calcul et la précision des estimations de localisation dépend de la connaissance précise des paramètres d'impédance de la ligne.

électrique génèrent des discontinuités intenses dans les tensions et les courants, conduisant à des oscillations avec des intensités plus élevées par rapport aux défauts à haute impédance (y compris les défauts d'arc) qui produisent des fronts d'onde avec des amplitudes plus faibles [32].

Une ligne électrique avec un défaut à la terre (court-circuit) est illustrée dans la Fig. 2.6

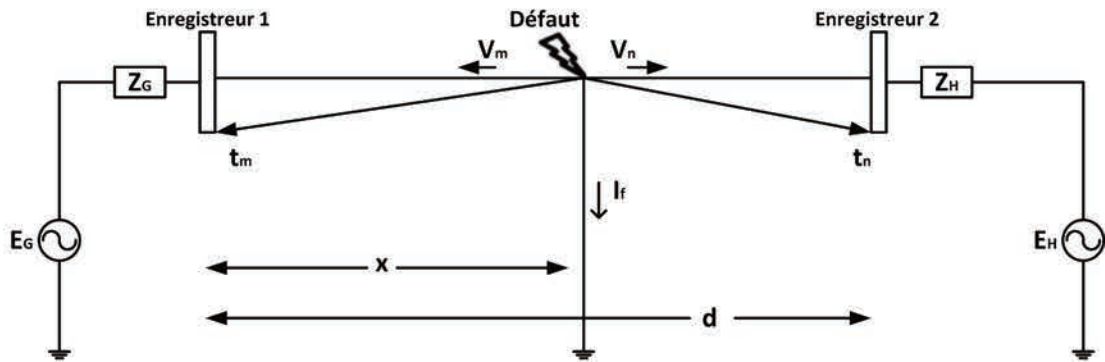


FIGURE 2.6: Propagation des ondes dans une ligne défectueuse (court-circuit).

Les ondes de tensions (V_m et V_n) générées par le défaut se propagent vers les deux extrémités de la ligne à la vitesse v .

Par exemple, un temps de trajet t_m est observée pour l'onde progressive qui arrive à l'enregistreur 1. Le changement d'impédance au niveau du dispositif d'enregistrement produit la réflexion de l'onde. En supposant que le coefficient de réflexion du point soit k_m , alors l'onde réfléchi $k_m v$ se dissémine en sens inverse vers le point de défaut. Lorsque l'onde réfléchi atteint le point de défaut (court-circuit) qui a un coefficient de réflexion de $\rho_u = -1$, l'onde est réfléchi avec la polarité changée et revient vers le côté de l'enregistreur 1. Le phénomène de réflexion des ondes se reproduit continuellement jusqu'à atteindre l'état stationnaire [33].

La distance de défaut peut être calculée en utilisant une valeur de référence de la vitesse de la propagation théorique de l'onde électrique sur la ligne ($2 * 10^8$) m/s et un temps de propagation estimé à partir des ondes transitoires générées.

À cet égard, la transformée discrète de Fourier DFT (Discrete Fourier Transform) décompose les signaux de durée infinie à partir du temps en fonction de la fréquence. La DFT est décrit par l'équation (2.23).

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad (2.23)$$

où:

x_n : est le signal échantillonné dans le domaine temporel

X_k : est une approximation dans le domaine fréquentiel

n : est le taux d'échantillonnage

N : est un intervalle de données qui contient un nombre d'échantillons

Cependant, la DFT ne révèle pas comment le contenu de fréquence du signal varie avec le temps. Une amélioration de la DFT appelée transformée de Fourier de courte durée DFFT (Discrete Fast Fourier Transform), transforme un signal en une fonction bidimensionnelle du temps et de la fréquence et fournit des informations temporelles et fréquentielles d'un événement de signal. La DFFT calcule la DFT sur le signal pour chaque fenêtre de temps spécifique. Différentes fonctions de fenêtrage sont utilisées pour améliorer la performance de la DFFT, les principales sont:

Fenêtre rectangulaire:

Une fenêtre rectangulaire est utilisée si le spectre du signal est plutôt plat ou à large bande en fréquence. Cette type de fenêtre est également utilisée dans le cas des fréquences très proches avec amplitudes presque identiques ($h(kn)$ est la fonction normalisée de la fenêtre).

$$h(kn) = \begin{cases} 1, & \text{if } kn \in [0, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Fenêtre triangulaire (de Bartlett):

La fenêtre de Bartlett permet une pondération des coefficients à la moitié de la fenêtre et une diminution de la pondération (valeurs de coefficients égales à zéro) au bords de la fenêtre. Il favorise l'élimination de l'effet indésirable de 'Aliasing'.

$$h(kn) = \begin{cases} 2kn/N, & \text{if } kn \in [0, N/2[\\ 2(N - kn)/N, & \text{if } kn \in [N/2, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Fenêtre de Hann:

La fenêtre de Hann est adaptée aux mesures de bruits, qui nécessitent une bonne résolution de fréquence mais qui peuvent tolérer des lobes secondaires relativement importants.

$$h(kn) = \begin{cases} 0.5 - 0.5\cos(2\pi kn/N), & \text{if } kn \in [0, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Fenêtre de Hamming:

La fenêtre de Hamming est une version modifiée de la fenêtre de Hann. Toutefois, la fenêtre de Hamming présente l'inconvénient d'être discontinue au niveau des bords.

$$h(kn) = \begin{cases} 0.54 - 0.46\cos(2\pi kn/N), & \text{if } kn \in [0, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Fenêtre de Blackman:

La fenêtre de Blackman permet une bonne réjection des lobes secondaires.

$$h(kn) = \begin{cases} 0.42 - 0.5\cos(2\pi kn/N) + 0.08\cos(4\pi kn/N), & \text{if } kn \in [0, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Fenêtre de Kaiser (Kaiser-Bessel):

La fenêtre de Kaiser propose un paramètre variable α qui permet de trouver un équilibre entre les lobes secondaires et le lobe principal et d'ajuster la forme de la fenêtre. Ainsi pour petits valeurs de α , la forme de la fenêtre ressemble à une forme rectangulaire. Par contre, si α a une valeur grande, les largeurs de la fenêtre à ses extrémités sont plus étroites. La fenêtre de Kaiser est plus utilisée pour la détection des signaux qui ont presque la même fréquence mais avec différentes amplitudes.

$$h(kn) = \begin{cases} \frac{I_0(\pi\alpha\sqrt{1-(\frac{2kn}{N-1}-1)^2})}{I_0(\pi\alpha)}, & \text{if } kn \in [0, N] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

où I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première type et d'ordre zéro. La Fig. 2.7 montre la réponse temporelle et fréquentielle de différents types de fenêtres.

Cependant, la précision de la DFFT est limitée par la taille de la fenêtre [34]. Une fenêtre de grande taille améliore la résolution fréquentielle mais réduit la résolution temporelle. En revanche, une fenêtre de petite taille fournit une bonne résolution dans le domaine temporel et une mauvaise résolution dans le domaine fréquentiel.

Dans ce contexte, les ondelettes donnent souvent une meilleure représentation du signal en utilisant l'analyse multirésolution [35] et sont considérées comme un puissant outil

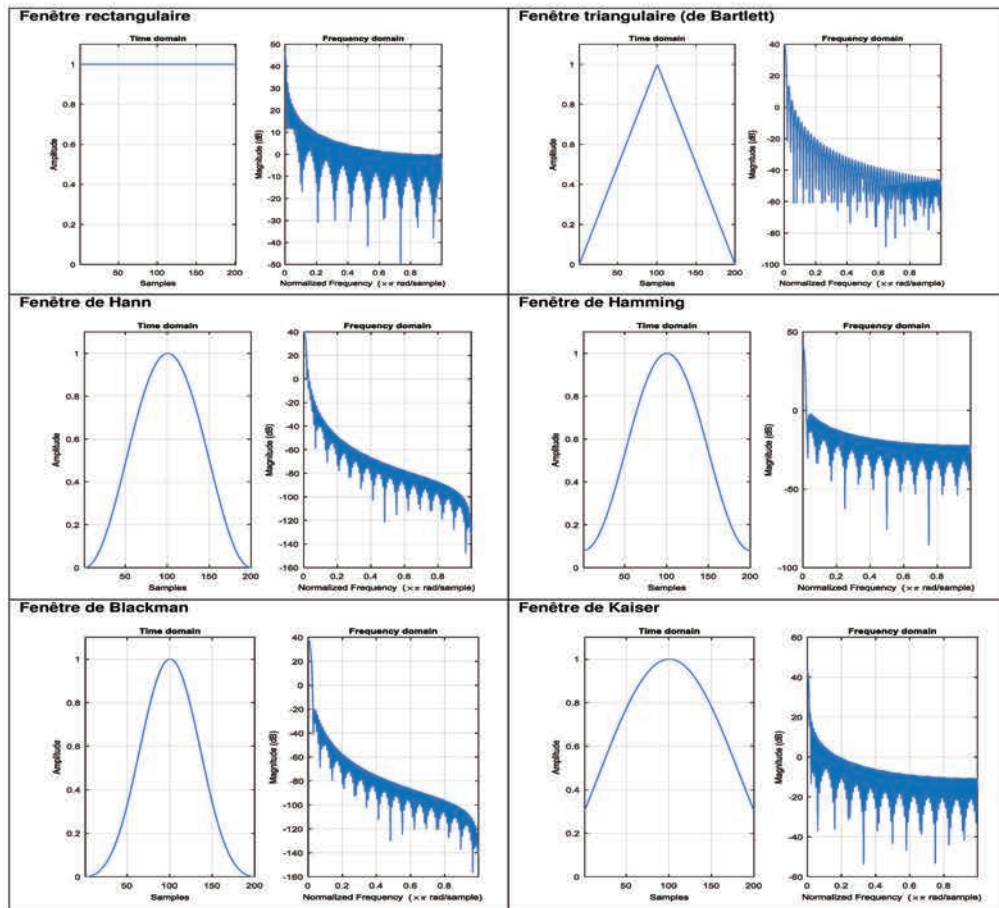


FIGURE 2.7: Réponse temporelle et fréquentielle de différents types de fenêtres.

de traitement du signal pour traiter les ondes transitoires non périodiques par rapport à la DFFT.

2.3.1 Transformée en ondelettes

La transformée en ondelettes WT (Wavelet transform) est définie comme la somme sur l'ensemble du temps du signal multiplié par les versions mises à l'échelle / décalées de la fonction d'ondelette mère. Les résultats de décomposition de la WT sont de nombreux coefficients d'ondelettes, qui sont fonction du temps et de la fréquence. Le signal original peut être construit en multipliant chaque coefficient obtenu par l'ondelette mère mise à l'échelle et déplacée de manière appropriée.

Le mécanisme de travail de la WT améliore la technique de fenêtrage grâce à l'utilisation des intervalles de temps courts pour les composantes haute fréquence et de longs intervalles pour les composantes basse fréquence [36, 37]. Cette capacité de la WT à adapter la résolution en fréquence peut grandement faciliter la détection des ondes transitoires

généérées par un défaut sur les lignes électriques avec une meilleure représentation temps-fréquence du signal.

L'équation suivante donne une description mathématique de la transformée en ondelettes discrète DWT [38] (Discrete Wavelet Transform):

$$DWT(m, n) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_k f(k) \sigma\left(\frac{n - k2^m}{2^m}\right) \quad (2.24)$$

$\sigma\left(\frac{n-k2^m}{2^m}\right)$ est la ondelette mère. Il faut remarquer que 2^m est le paramètre de mise à l'échelle et $k2^m$ est le paramètre de déplacement (k et m sont des variables entières).

L'implémentation de la DWT implique des paires successives de filtres passe-haut et passe-bas à chaque étape de la mise à l'échelle. À cet égard, nous considérons une séquence de filtres conjugués $h(k - 2\tau)$ et $g(k - 2\tau)$, qui correspondent à une séquence de réponse impulsionnelle du filtre passe-bas et du filtre passe-haut. La sortie passe-bas devient l'entrée des deuxièmes ensembles de filtres tandis que la sortie passe-haut correspond aux détails du signal (l'information haute fréquence du signal) [36]. La fonction de mise à l'échelle $A_{(j+1)}(k)$ et les ondelettes $D_{(j+1)}(k)$ sont définies en utilisant l'algorithme pyramidal de Mallat. Par conséquent, le signal transitoire est décomposé comme ci-dessous:

$$A_{(j+1)}(k) = \sum_k \frac{h(k - 2\tau)c_j(k)}{\sqrt{2}} \quad (2.25a)$$

$$D_{(j+1)}(k) = \sum_k \frac{g(k - 2\tau)c_j(k)}{\sqrt{2}} \quad (2.25b)$$

où k représente l'indice du nombre de coefficients d'ondelettes, sous l'échelle des ondelettes discrètes dyadiques $2^{(j+1)}$. La DWT implémentée comme une banque de filtres multi-étages est montrée dans la Fig. 2.8.

Où f_s est la fréquence d'échantillonnage. Selon la Fig. 2.8, il est possible d'identifier la bande de fréquence de chaque étape de décomposition. Le nombre d'étapes de décomposition est influencé par la fréquence d'échantillonnage du signal d'origine [39].

Un élément important dans l'analyse du signal transitoire est la sélection de l'ondelette mère et la détermination du nombre de multiples étapes de décomposition. Par conséquent, une ondelette mère optimale doit être sélectionnée en comparant les capacités de suppression des harmoniques et l'extraction des caractéristiques des signaux de défaut [39]. Selon le travail présenté dans [40], les auteurs montrent et évaluent sept familles différentes

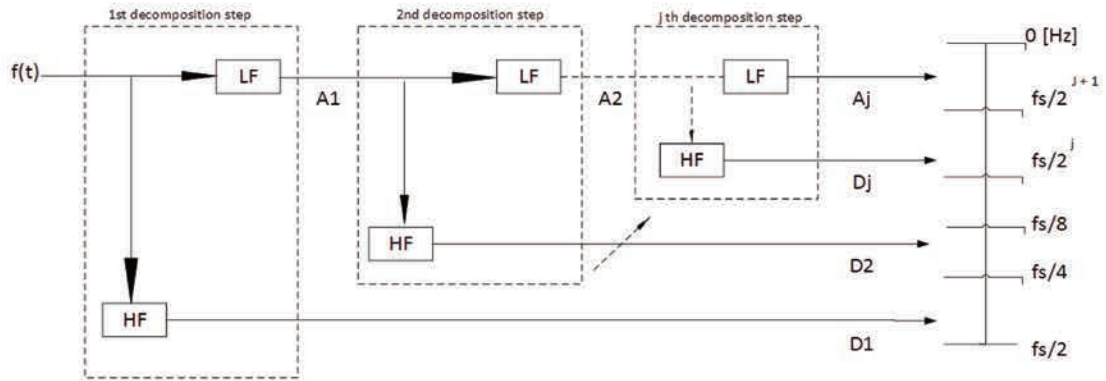


FIGURE 2.8: Bande de fréquences et décomposition de la transformée en ondelettes.

d'ondelettes : Haar, Daubechies, Symlets, Coiflet, BiorSplines, Reverse BiorSplines et Meyer utilisées dans la détection et la classification des défauts sur une ligne de transmission haute puissance.

2.3.2 Classification des méthodes à ondes progressives

Les systèmes de localisation de la bibliographie basés sur la théorie des ondes progressives [33, 34, 37, 39, 41–43] prennent un ou deux points de mesure situés aux extrémités des lignes pour enregistrer les ondes transitoires réfléchies. Les signaux enregistrés sont décomposés en plusieurs niveaux par la transformée en ondelettes afin de trouver le temps de parcours de l'onde de défaut vers les extrémités de la ligne.

2.3.2.1 Enregistrement unique

Cette configuration illustrée sur la Fig. 2.9, qui repose uniquement sur les signaux enregistrés à une extrémité de la ligne (près de la source), ne nécessite pas de synchronisation des mesures.

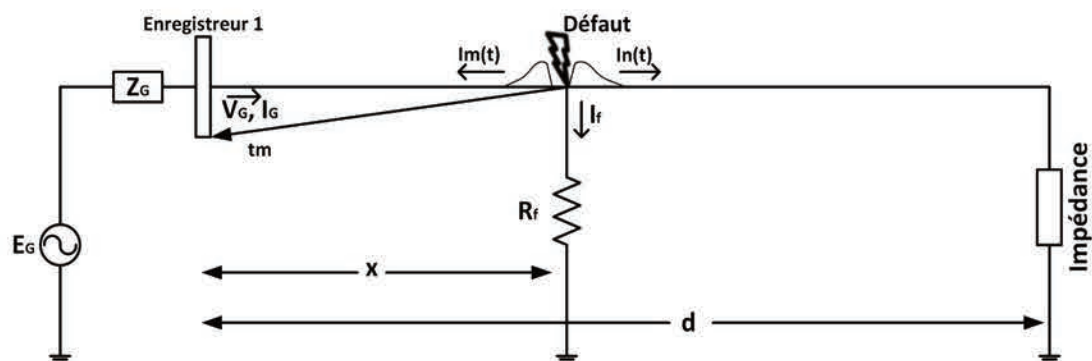


FIGURE 2.9: Enregistrement de défaut dans un seul point de mesure.

Cependant, dans un tel cas, en raison de l'absence de toute autre référence temporelle, toutes les mesures seront par rapport à l'instant où le défaut est détecté pour la première fois [33]. La distance en utilisant un seul enregistrement terminé est calculée d'après la équation (2.26).

comme:

$$x = \frac{v_m * t_m}{2} \quad (2.26)$$

où t_m est le temps de parcours de la première vague depuis le point de défaillance jusqu'à l'enregistreur et v_m est la vitesse de l'onde de déplacement.

Le principal inconvénient de ce système est l'identification de la tête d'onde réfléchie du point de défaut réel. La prise en compte de réflexions multiples provient non seulement du point de défaut mais également de l'impédance distant situé à l'autre extrémité de la ligne (près de la charge) [43].

2.3.2.2 Enregistrement synchronisé à deux extrémités

Les signaux de défaut sont enregistrés simultanément aux deux extrémités de la ligne par deux canaux distincts qui utilisent tous deux la même référence temporelle synchronisée à l'aide des récepteurs GPS (Global Positioning Satellite), présentée dans la Fig. 2.10.

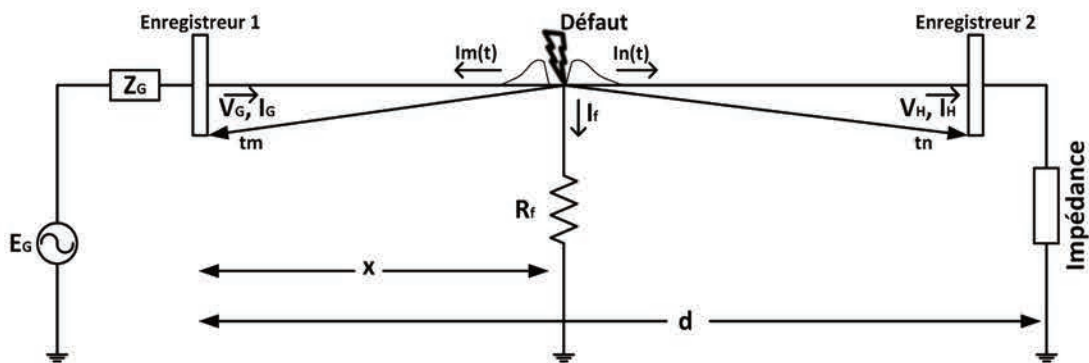


FIGURE 2.10: Enregistrement de défaut dans deux points de mesure.

Le calcul de la distance est possible en utilisant les équations suivantes:

$$t_d = t_m - t_n \quad (2.27a)$$

$$x = \frac{d - v_m * t_d}{2} \quad (2.27b)$$

Cependant, dans la pratique, ce type de système est plus coûteux à mettre en œuvre, car la méthode prend en compte 2 unités GPS, une à chaque extrémité de la ligne pour fournir un horodatage précis pour enregistrer les ondes progressives [32].

L'avantage de la méthode basée sur des ondes progressives est sa robustesse face à différents types de défauts, angles de création de défaut et différentes résistances de défaut [44].

Toutefois, les principaux inconvénients de la méthode sont: un taux d'échantillonnage élevé, ainsi que l'incertitude présentée dans la distinction entre les ondes de déplacement réfléchies par le défaut et par les extrémités de la ligne [33]. Lorsqu'un défaut se produit à proximité du relais de protection, l'onde progressive se réfléchit et se réfracte continuellement entre l'anomalie et l'impédance discontinue, car la localisation du défaut est proche de la discontinuité d'impédance. Dans cette situation, les schémas traditionnels basés sur les ondes progressives auraient des difficultés à détecter de manière fiable la direction du défaut [36].

Les méthodes de localisation des défauts par ondes progressives sont généralement plus adaptées à lignes longues et dans les systèmes de transmission à haute puissance [34].

2.4 Réflectométrie active

Dans le principe de fonctionnement de base de la réflectométrie active, un signal est émis à une extrémité du câble. Dès qu'un défaut se présente, une partie de l'amplitude du signal émis est réfléchi par la discontinuité d'impédance à ce point. Dans le cas le plus simple de réflexion d'une onde, la Fig. 2.11 présente la réflexion due à la présence d'une impédance à l'extrémité de la ligne.

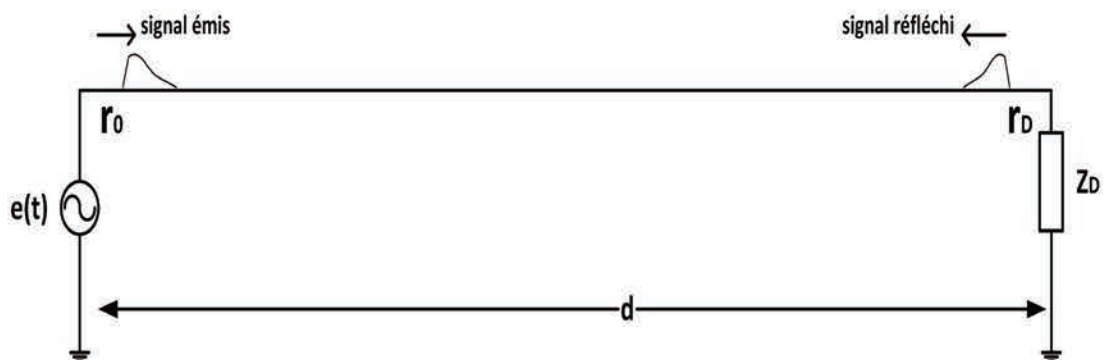


FIGURE 2.11: L'émission du signal et la réflexion obtenue à la fin du câble.

Les équations suivantes peuvent être obtenues:

$$r_D = (Z_D - Z_C)/(Z_D + Z_C) \quad (2.28a)$$

$$r_0 = e^{-2\gamma} r_D(\omega) \quad (2.28b)$$

où: r_D est le coefficient de réflexion à la fin de la ligne; r_0 est le coefficient de réflexion dans le point de mesure; Z_D est l'impédance dans le point à la fin de la ligne; Z_C est l'impédance caractéristique de la ligne; γ est la constante de propagation de la ligne électrique.

Considérant que $e(t)$ est un signal incident, sa transformée de Fourier est représentée par $E(\omega) = TF(e(t))$. Pour le signal réfléchi $S(\omega) = E(\omega)r_0(\omega)$, sa représentation dans le domaine temporel est obtenue en utilisant les équations suivantes:

$$S(t) = TF^{-1}(S(\omega)) \quad (2.29a)$$

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) r_0(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.29b)$$

Le temps entre l'impulsion incidente et l'impulsion réfléchie est calculé afin d'estimer la distance de défaut. Le signal global analysé est composé de l'impulsion d'origine et des impulsions réfléchies retardées avec déformations des amplitudes et présentant un déphasage. La Fig. 2.12, explique plus précisément comment les différents transitoires sont générés (réflexions) après qu'une impulsion est injectée dans le réseau câblé [30].

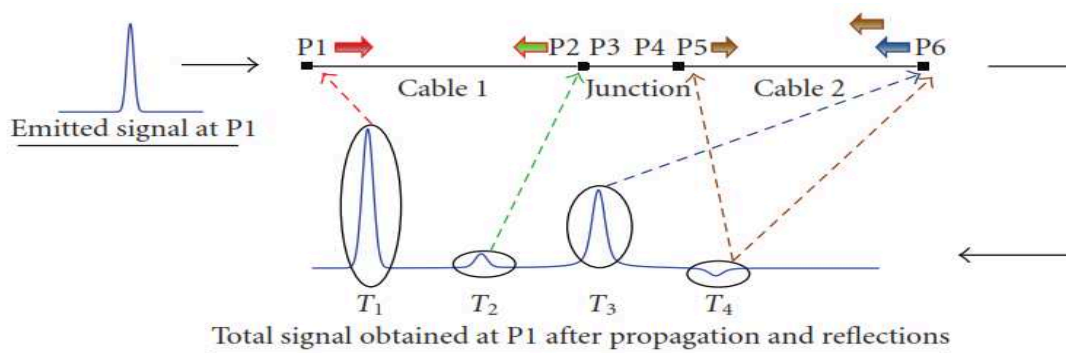


FIGURE 2.12: Injection d'onde et réflexions considérant la caractéristique physique du câble.

T_1 = impulsion émise à P1; T_2 = impulsion résultante de la réflexion au point de jonction P2 (câble 1 / jonction) de T_1 ; T_3 = impulsion résultante de la réflexion à la fin du point de ligne P6 de $T_1 - T_2$; T_4 = impulsion résultante de la réflexion en P6 de la partie de T_3 provenant de sa réflexion au point de jonction P5 (câble2 / jonction).

Le coefficient de réflexion r_D permet de distinguer le type de défaut selon l'intensité à laquelle un signal est réfléchi. Ainsi, le type de discontinuité appartient à un court-circuit ($Z_D = 0$ et $r_D = -1$), un circuit ouvert ($Z_D = \infty$ et $r_D = 1$) ou un défaut intermittent ($-1 < r_D < 1$).

Les défauts ouverts et les courts-circuits peuvent être facilement détectés en utilisant la méthode de réflectométrie active. Cependant, les défauts faibles (isolation endommagée, défaut d'arc, etc.) sont difficiles à localiser car les pics de la réflexion ont des intensités plus faibles comparables aux nombreuses sources d'erreur dans les mesures comme par exemple: la propagation de vitesse variable, l'impossibilité de faire correspondre l'impédance du réflectomètre avec le fil, les fils très courts dont le signal réfléchi chevauche le signal incident [45].

2.4.1 Classification des méthodes de réflectométrie active

Une classification des méthodes de réflectométrie active utilisant différentes caractéristiques des ondes incidentes (Fig. 2.13) est détaillée ci-dessous:

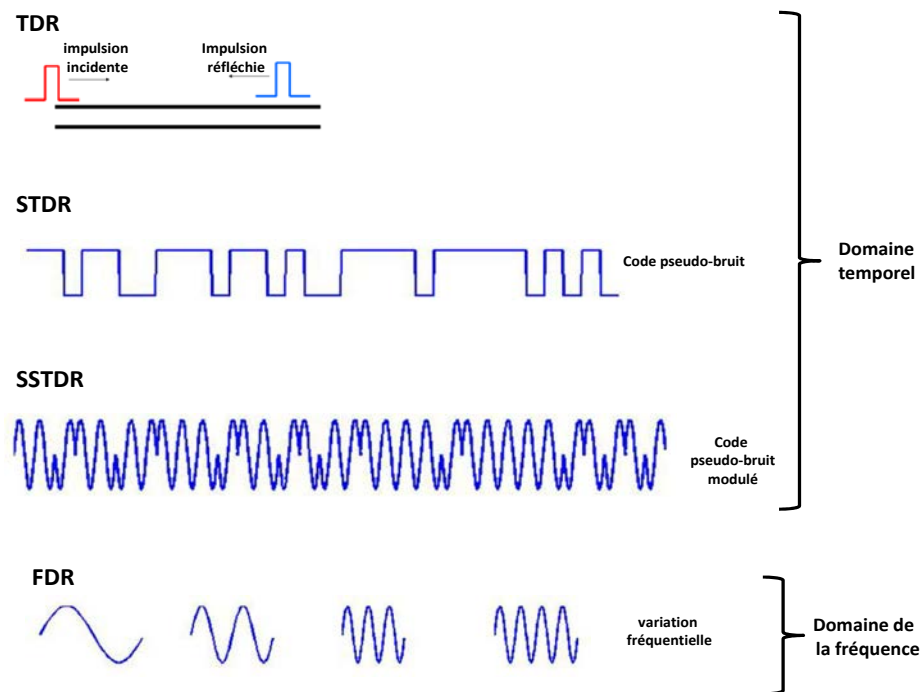


FIGURE 2.13: Principaux signaux conventionnels utilisés dans la réflectométrie.

2.4.1.1 Time Domain Reflectometry (TDR)

TDR est une méthode standard pour le diagnostic des défauts dans les systèmes de câblage [46] et utilise une impulsion de tension comme onde incidente. La méthode TDR a le potentiel de détecter de petits changements d'impédance comme ceux produits par des défauts intermittents. Cependant, un problème inhérent au TDR pour la détection précise et la localisation d'un défaut est la distorsion de l'impulsion TDR produite par des réflexions multiples qui sont présentées dans la ligne [47].

Il est important de remarquer que si le fil est déplacé, même légèrement, le petit changement de l'impédance et de la vitesse de propagation peut facilement affecter la réflexion faible du défaut [1]. Il est également difficile de contrôler le problème de chevauchement entre les ondes incidentes et réfléchies produites dans les fils courts. Les problèmes de précision du TDR sont liés à la connaissance précise des paramètres de fil. Une autre restriction importante dans l'application TDR est qu'elle nécessite généralement que les lignes soient déconnectées de l'alimentation.

2.4.1.2 Frequency Domain Reflectometry (FDR)

Dans cette méthode un ensemble d'ondes sinusoïdales à fréquences variables sont injectées dans le fil afin de réduire le bruit et la vibration du signal. Il existe quatre types de réflectométrie de domaine fréquentiel: Frequency Modulated Carrier Wave (FMCW), Phase Detection Frequency Domain Reflectometry (PD-FDR), Standing Wave Ratio (SWR) et Magnitude Detection-Mixed Signal Reflectometry (MSR). Les trois premiers sont couramment utilisés dans les applications radar. Les méthodes mesurent différentes propriétés d'onde sinusoïdale réfléchi (fréquence, amplitude ou phase) afin de déterminer la distance de défaut.

En termes généraux, les avantages des méthodes FDR sont qu'elles présentent une très faible dispersion de fréquence et peuvent être appliqués dans les réseaux ramifiés. Les méthodes FDR fonctionnent également sur des gammes de fréquences différentes aux signaux existant dans le fil donc elles peuvent être utilisées sur des fils alimentés.

Frequency modulated carrier wave (FMCW)

Dans cette méthode, la fréquence de l'onde sinusoïdale varie très rapidement (dans la gamme de spectre RF [48]) de manière linéaire. Ensuite, le décalage de fréquence entre les signaux incidents et réfléchis est mesuré et converti dans un délai en utilisant la vitesse à laquelle la fréquence est étagée. Les limitations de vitesse auxquelles la fréquence peut être balayée et la précision avec laquelle le décalage de fréquence peut

être mesuré rendent cette méthode très difficile à mettre en œuvre [45].

Phase detection frequency domain reflectometry (PD-FDR)

Cette méthode mesure le déphasage entre les signaux incidents et réfléchis. La Fig. 2.14, donne une idée de la mise en œuvre de PD-FDR.

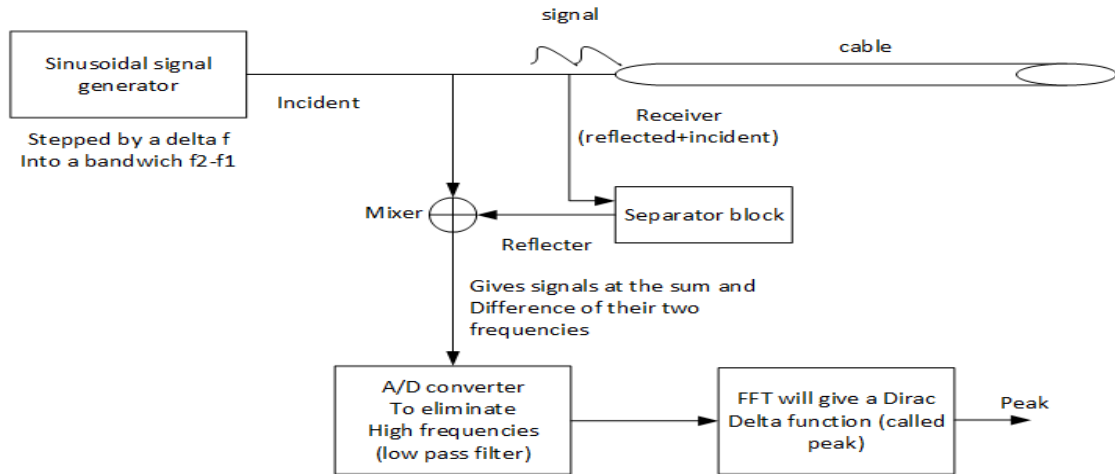


FIGURE 2.14: PDFDR diagramme.

Le générateur fournit le signal sinusoïdal qui est étalé sur une bande passante donnée ($f_1 - f_2$). Une partie du signal incident est injectée dans le câble et le reste est envoyé à l'entrée du mixeur. Ensuite, le signal mesuré est composé du signal incident et le signal réfléchi provient de la fin de la ligne. Ce signal mesuré est envoyé à un bloc séparateur afin d'obtenir uniquement l'onde réfléchie. Dans un second temps, le mixeur multiplie les deux ondes sinusoïdales obtenues. La tension à la sortie du mixeur est le signal utilisé pour déterminer la longueur du câble. À cet égard, un convertisseur A / N est utilisé comme filtre passe-bas. Finalement, la DFFT est utilisée pour obtenir un pic proportionnel à la longueur du fil. La distance est déterminée par l'équation suivante [49]:

$$L = \frac{1}{2} \left(\frac{Peak - Peak(0)}{N_{TFR} - 1} \right) \left(\frac{N_F - 1}{f_2 - f_1} \right) \nu_P \quad (2.30)$$

ou Peak est l'emplacement du pic du delta de Dirac dans la TFR (nous considérons Peak(0) comme le premier pic enregistré); $N_F = \frac{f_2 - f_1}{\Delta f}$ est le nombre de fréquences dans le FDR (Δf est la taille du pas de fréquence); N_{TFR} est le nombre de points dans la DFFT.

Standing wave ratio (SWR)

Cette méthode mesure l'amplitude de l'onde stationnaire créée par la superposition

des signaux incidents et réfléchis sur le fil. La somme de ces deux ondes sinusoïdales donne des pics (interférences constructives) ou des zéros (interférences destructives). La fréquence est balayée jusqu'à ce qu'une détection nulle se produise, cela correspond à la distance de défaut trouvée [45]. La méthode peut être appliquée avec succès dans les courts-circuits et les défauts ouverts. Cependant, sa précision est sévèrement affectée lors de la localisation des défauts non francs (défauts intermittents). De plus, dans des réseaux ramifiés la performance de la méthode est fortement affectée en raison de la présence de réflexions multiples.

Magnitude detection-mixed signal reflectometry (MSR)

C'est un type de SWR qui mesure l'amplitude au carré de l'onde stationnaire pour toute la bande de fréquence considérée, améliorant ainsi la précision, en particulier pour les petites réflexions [45]. Les avantages de MSR sont que la méthode est plus précise que SWR pour les défauts intermittents, est moins coûteuse et complexe que PD-FDR et peut être utilisée dans l'estimation des défauts sur les lignes courtes alimentées.

2.4.1.3 Sequence Time-Domain Reflectometry (STDR)

Le STDR utilise le code pseudo-bruit (PN) comme signal émis (les amplitudes de signal sont plus petites par rapport aux données contenues dans un signal d'aéronef par exemple). De plus, les intensités STDR n'ont pas de perte significative et peuvent donc être utilisées dans les longues lignes. Cette méthode utilise la corrélation qui peut être utilisée sur les fils sous tension mieux que toutes les autres méthodes de réflectométrie. Après l'auto-corrélation de la somme des signaux incidents et réfléchis présents sur le fil, la distance entre le pic de corrélation majeur et les pics secondaires de la fonction résultante, représente la différence de temps entre les signaux incidents et réfléchis [50].

Un système d'interconnexion capacitif est utilisé pour l'injection et la détection du signal de réflectométrie, selon la Fig. 2.15.

La capacitance entre la sonde sans contact et le fil crée un filtre passe-haut équivalent. Ainsi, la plupart des composantes à plus haute fréquence du code PN sont transmises et détectées.

2.4.1.4 Spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR)

SSTDR utilise une onde sinusoïdale pour moduler le code PN. Le signal résultant est employé comme signal de test. Cette méthode est capable de tester de petites défaut

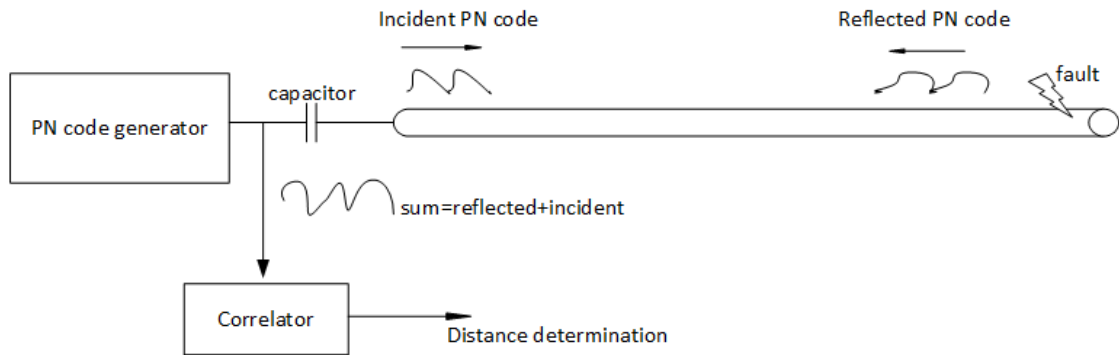


FIGURE 2.15: Diagramme de bloc STDR.

d'arc électrique pendant une courte durée en considérant une ligne sous tension [51]. Le signal total du câble est introduit dans un circuit corrélateur avec un signal de référence. La corrélation entre les signaux incident et réfléchis identifie le type de défaut et permet sa localisation [51, 52].

L'emplacement de différents pics dans la corrélation complète permet de trouver des discontinuités d'impédance telles que les circuits ouverts, les courts-circuits et les arcs. Par conséquent, l'emplacement des pics à la sortie du corrélateur et une estimation de la vitesse de propagation permet la détermination de la distance de défaut [51]. Pour un emplacement précis, le système doit corréler le code PN de référence avec le signal sur la ligne, le traiter et le stocker assez rapidement pour attraper l'arc avant qu'il disparaisse [4]. SSTDR fournit le meilleur rapport signal/bruit et peut être utilisé sur les basses fréquences (60 ou 400Hz) [45].

Cependant, de manière similaire aux autres méthodes présentées, les réflexions multiples dans un câble d'impédance non contrôlée produisent des variations de la vitesse de propagation sur la ligne, ce qui peut réduire considérablement la précision de cette méthode.

2.4.1.5 Time–Frequency Domain Reflectometry (TFDR)

Dans les méthodes présentées précédemment l'énergie du signal de réflexion diminue considérablement lorsque la longueur du câble augmente. Conséquemment le taux d'erreur augmente.

La méthode de réflectométrie active dans le domaine temps-fréquence tire avantage des TDR et FDR en raison de sa capacité à placer l'énergie des ondes transitoires dans une bande de fréquence d'intérêt. En TFDR, le signal de test est basé sur un signal de compression d'enveloppe Gaussien avec quatre paramètres pour sa caractérisation: durée, fréquence de balayage, centre de fréquence et centre de temps [47].

Le signal de référence proposé (signal chirp modulé linéairement avec une enveloppe Gaussienne) est écrit comme suit:

$$s(t) = (\alpha/\pi)^{\frac{1}{4}} * e^{-\alpha \frac{(t-t_0)^2}{2} + j\beta \frac{(t-t_0)^2}{2} + j\omega_0(t-t_0)} \quad (2.31)$$

ou: α est la durée du temps; β est le taux de balayage de fréquence; t_0 est le centre de temps; and ω_0 est le centre de fréquence.

La détermination de ces paramètres est très importante et doit être choisie en tenant compte des caractéristiques d'atténuation présentées dans un câble. De plus, la différence: $t - t_0$ indique comment l'énergie dans le signal de référence est répartie sur le plan temps-fréquence.

Les avantages de la méthode TFDR est de pouvoir détecter et localiser des réflexions multiples, même des réflexions très faibles (sans tenir compte du bruit). De plus, la méthode permet la minimisation de la distorsion du signal de référence en limitant la largeur de bande de fréquence [47].

2.4.2 Comparatif des méthodes de réflectométrie

- Tous les systèmes de réflectométrie ont le potentiel de localiser les défauts sur les réseaux ramifiés. Cependant, ces réflexions sont souvent trop complexes. À cet égard, la SSTDR fournirait une meilleure approche [45] mais elle nécessite une puissance informatique élevée [53].
- l'enregistrement et le maintien d'une base de référence améliorent la précision des méthodes de réflectométrie. Cependant, cela peut entraîner une tâche coûteuse et peu fiable en raison des caractéristiques de câble et des conditions de mesure en continu sur le terrain [46]. L'environnement de haute vibration d'un avion par exemple, peut produire des changements d'impédance importants, rendant les méthodes de réflectométrie difficiles à mettre en œuvre dans la pratique [52].
- STDR et SSTDR sont également adaptés pour tester une ligne défectueuse en présence de bruit blanc ou de signaux basse fréquence (tels qu'une fréquence de 60 ou 400 Hz). Cependant, SSTDR représente une meilleure option pour tester les câbles en présence des signaux de données à haute fréquence typiquement trouvés sur les câbles d'avion [51].

Sur la base de l'analyse précédente, Le Tableau 2.2 reprend les principaux avantages et inconvénients des différentes méthodes de réflectométrie.

TABLE 2.2: Performance comparative des méthodes de réflectométrie.

	Distance	Performance	signal émis	Avantages	Désavantages
TDR [45, 47]	12.7cm-30.48m	15.2cm-30.5cm	échelons de voltage	<ul style="list-style-type: none"> • il est simple à utiliser. 	<ul style="list-style-type: none"> • Il n'a pas une bonne performance pour tester les réseaux ramifiés, • Ce n'est pas optimal pour tester les fils sous tension. • Il a une grande dispersion du signal, • Cela dépend d'une base de référence initiale précise et de la connaissance des paramètres du matériau de fil, • Il nécessite un générateur d'impulsion rapide.
PD-FDR [45]	10.2cm- 15.24m	5.1cm	échelons sinusoïdes	<ul style="list-style-type: none"> • Il présente une très petite dispersion de fréquence, • il peut fonctionner dans une gamme de signal inférieure à la marge de bruit. 	<ul style="list-style-type: none"> • Les performances sont sérieusement affectées par le câble sous tension, • Il peut être utilisé sur des fils sous tension mais avec de mauvaises performances, • Il a seulement de bonnes performances pour les défauts de court-circuit et de circuit ouvert, • Il ne peut pas détecter de très petites réflexions, • Cela dépend d'une base de référence initiale précise et de la connaissance des paramètres du matériau de fil.
MSR [45]	10.2cm- 15.24m	5.1cm	échelons sinusoïdes		
SWR [45]					
STDR/SSTDR [45, 50, 51]	10.2cm- 30.4m	2.5cm	Code Pseudo-bruit (CP)/onde sinusoïdale module le code CP.	<ul style="list-style-type: none"> • Les méthodes sont capables de tester des fils sous tension sans interférer avec les signaux de données, • Il est possible de tester dans des fils sous tension, de petits défauts d'arc. 	<ul style="list-style-type: none"> • Ils nécessitent une grande puissance informatique pour traiter les ondes d'un système électrique multi-branches, • Ils utilisent des méthodes de corrélation qui échouent généralement à détecter les petites failles dans la pratique, • Ils ne peuvent pas identifier les pics de chevauchement de réflexions qui sont très proches des branches, des extrémités de la ligne ou des jonctions des branches, • Cela dépend d'une base de référence initiale précise et de la connaissance des paramètres du matériau de fil.
TFDR [47]	40m (type coaxial)	22cm	Signal chirp modulé linéairement avec une enveloppe gaussienne.	<ul style="list-style-type: none"> • il profite des avantages du TDR et du FDR, • Il est capable de détecter et de localiser des réflexions multiples même si elles sont très faibles. 	<ul style="list-style-type: none"> • la méthode nécessite la conception d'un signal de référence pour un câble spécifique.

2.5 Méthodes à base d'intelligence artificielle

La plupart des méthodes basées sur l'intelligence artificielle abordent principalement le problème de la localisation des défauts sur les systèmes électriques de transmission haute puissance.

Ces méthodes représentent une alternative aux méthodes d'ondes progressives qui ont des limitations de performances pour localiser les défauts survenant dans des points proches des points de mesure ou l'angle d'insertion faible d'un défaut [54, 55] sur la réseau électrique. En outre, les systèmes de protection qui utilisent des systèmes d'impédance ou d'onde progressive sont influencés négativement par la résistance propre du défaut et le couplage mutuel des lignes. Les méthodes d'intelligence artificielle ont la capacité de s'adapter dynamiquement aux conditions de fonctionnement du système tels que les changements de configuration du système et les conditions de défaut (résistance aux défauts, différents angles de création de défaut et position de défaut) augmentant la fiabilité, la vitesse et la précision [56].

Les structures d'intelligence artificielle les plus courantes utilisées pour la localisation des défauts sont présentées ci-dessous.

2.5.1 Réseau neuronal artificiel

Les réseaux des neurones artificielles ANNs (Artificial Neural Network) sont communément utilisés en raison de leur puissance pour la reconnaissance des formes, la classification, la généralisation et la capacité à être entraîné avec des données hors ligne [54]. En outre, ANN possède une excellente immunité au bruit et une robustesse à la variation des paramètres électriques présentées dans une ligne de transmission [57].

Un ANN a une structure de traitement parallèle où les neurones sont inter-connectés avec des canaux de signal unidirectionnels appelés connexions. Chaque neurone possède une seule sortie qui se branche sur l'entrée d'autres neurones (connexions collatérales) [58]. La particularité de ce réseau est de prendre en compte les connaissances accumulées au cours de l'apprentissage et de répondre aux nouveaux événements de la manière la plus appropriée.

Généralement, un neurone utilisé dans un ANN fait la somme de toutes les entrées pondérées à travers ses coefficients synaptiques et ensuite l'applique à une fonction d'activation. La sortie obtenue est connectée à toutes les entrées des neurones suivants. La Fig. 2.16, présente un schéma graphique d'un neurone.

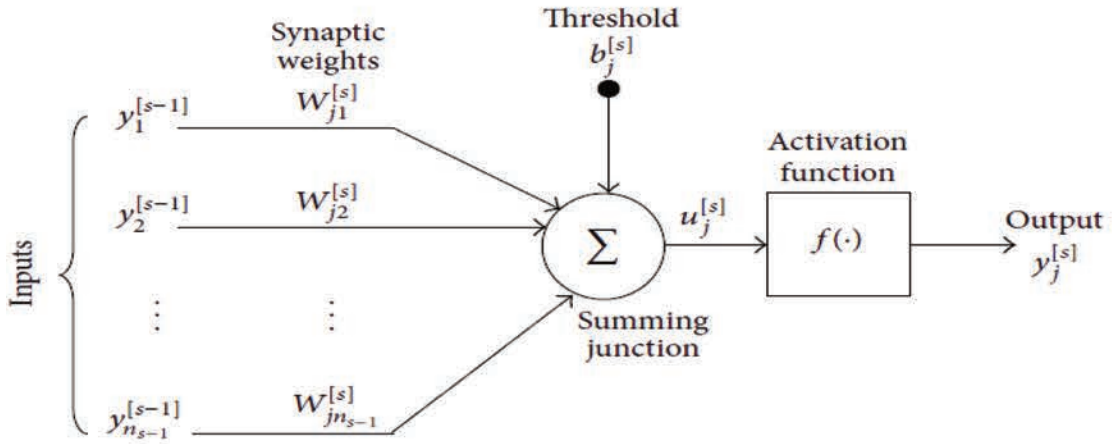


FIGURE 2.16: Représentation schématique d'un neurone.

Un modèle mathématique d'un neurone artificiel a une structure très simple par rapport à un neurone biologique [56] et est représenté mathématiquement par l'équation suivante:

$$Y_j^{[s]} = f(b_j^s + \sum_{i=1}^{n_{s-1}} w_{ji}^{[s]} Y_i^{[s-1]}) \quad (2.32)$$

ou:

f , est la fonction de transfert (fonction d'activation) du neurone j ,

$Y_i^{[s-1]}$ considérant $i = 1, \dots, n_{s-1}$, représente les signaux d'entrée du neurone j ,

$w_{ji}^{[s]}$, représente les coefficients de pondération de la connexion entre les entrées et le neurone j ,

b_j^s , est le bias du neurone j .

Différents types d'ANN peuvent être cités: perceptron multicouche (MLP), réseau neuronal récurrent, fonction de base radiale (RBF), réseaux neuronaux de Hopfield, réseaux neuronaux de Kohonen, réseaux neuronaux de Forth et réseaux neuronaux probabilistes [55, 56]. Cependant, la majorité des travaux de la bibliographie utilisent un réseau MLP, pour sa structure simple et sa mise en œuvre pratique.

À titre d'exemple illustratif, nous décrivons le fonctionnement MLP utilisé pour la localisation des défauts. Ce ANN est constitué d'une couche d'entrée, d'une couche cachée et d'une couche de sortie avec un nombre de neurones P , Q et R pour chaque couche, respectivement (Fig. 2.17).

Dans cette structure $[Y^{[P]}] = [Y_1^{[P]}, Y_2^{[P]}, \dots, Y_i^{[P]}, \dots, Y_P^{[P]}]$ représente l'entrée appliquée à la première couche. Ensuite, les vecteurs d'entrée sont transférés à la couche cachée en utilisant le poids de connexion entre l'entrée et la couche cachée. Le vecteur de sortie

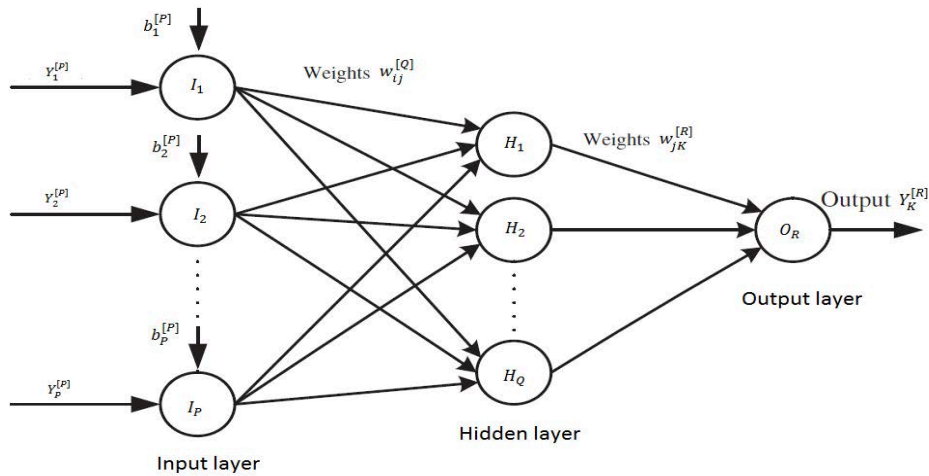


FIGURE 2.17: structure ANN simple utilisée dans la localisation des défauts électriques.

$[Y^{[Q]}] = [Y_1^{[Q]}, Y_2^{[Q]}, \dots, Y_j^{[Q]}, \dots, Y_P^{[Q]}]$ de la couche cachée est alors obtenue [56]. La sortie de le neurone $Y_j^{[Q]}$ est déterminée comme suit:

$$Y_j^{[Q]} = f_{hidden} \left(\sum_{i=1}^P w_{ij}^{[Q]} b_i^{[P]} + \sum_{i=1}^P w_{ij}^{[Q]} Y_i^{[P]} \right) \quad (2.33)$$

ou:

$w_{ij}^{[Q]}$, représente les poids de connexion entre le neurone j dans la couche cachée et le i ème neurone de la couche d'entrée,

$b_i^{[P]}$, représente le bias du neurone i ,

f_{hidden} , représente la fonction d'activation de la couche cachée.

Les valeurs du vecteur $Y_j^{[Q]}$ de la couche cachée sont transférées à la couche de sortie en utilisant le poids de connexion entre la couche cachée et la couche de sortie. Ensuite, la sortie $Y_K^{[R]}$ du neurone K (sur la couche de sortie) est obtenue comme suit:

$$Y_k^{[R]} = f_{out} \left(\sum_{j=1}^Q w_{jk}^{[R]} Y_j^{[Q]} \right) \quad (2.34)$$

ou: $w_{jk}^{[R]}$, représente le poids de connexion entre le neurone K dans la couche de sortie et le j ème neurone de la couche cachée; f_{out} , est la fonction d'activation de la couche de sortie.

Dans le processus d'apprentissage, l'erreur obtenue entre la sortie Y_k et sa valeur désirée $Y_k(\text{desired})$ doit être minimisée par l'erreur quadratique moyenne au niveau de la couche de sortie, définie comme suit:

$$\text{error} = \frac{1}{2}(Y_k - Y_k(\text{desired}))^2 \quad (2.35)$$

Les techniques pour l'apprentissage ANN sont basés sur des algorithmes d'optimisation qui cherchent à minimiser l'écart entre les réponses réelles du réseau et les réponses souhaitées [56]. La minimisation de l'erreur est obtenue avec le bon ajustement des coefficients de pondération $w_{ij}^{[Q]}$, après un certain nombre d'entraînements. De nombreux algorithmes d'apprentissage ont été utilisés tels que l'algorithme de rétro-propagation (BP), les algorithmes de gradient conjugué, les algorithmes Quasi-Newton, l'algorithme de Levenberg-Marquardt, le filtre orthogonal des moindres carrés, la machine à vecteurs de support (SVM) et le filtre de Kalman étendu [55, 56]. Selon la littérature, la règle d'apprentissage de rétro-propagation est la plus utilisée dans 80-90% des applications pratiques [54]. Cependant, dans certains travaux a été constaté que les réseaux entraînés avec les algorithmes de Levenberg-Marquardt peuvent fournir de meilleurs résultats par rapport aux algorithmes BP. De plus, les algorithmes génétiques GA (Genetic Algorithm) sont récemment utilisées pour entraîner un ANN [59].

2.5.2 Système d'inférence adaptative neuro-floue (ANFIS)

La logique floue est constituée d'un moteur d'inférence linguistique de haut niveau tolérant aux incertitudes présentes dans un système. Il utilise des relations simples IF-THEN basées sur l'expérience pour la prise de décisions sur un événement. Cependant, il n'a pas de capacité d'apprentissage.

Dans ce contexte, la méthode intelligente d'ANFIS intègre le raisonnement FUZZY dans un réseau de neurones, augmentant les capacités de traitement et de raisonnement. L'ANFIS construit un système hybride intelligent capable de raisonner et d'apprendre dans un environnement incertain et imprécis [60]. Un réseau de neurones est utilisé pour implémenter un système basé sur des règles Fuzzy à partir de données d'entrée / sortie. La mise en oeuvre de l'ANFIS est constituée des étapes suivantes: Fuzzification qui utilise un ANN pour implémenter des fonctions d'appartenance, l'application des opérateurs conditionnels FUZZY, normalisation et défuzzification. Un schéma ANFIS pour la localisation des défauts électriques est présenté dans la Fig. 2.18.

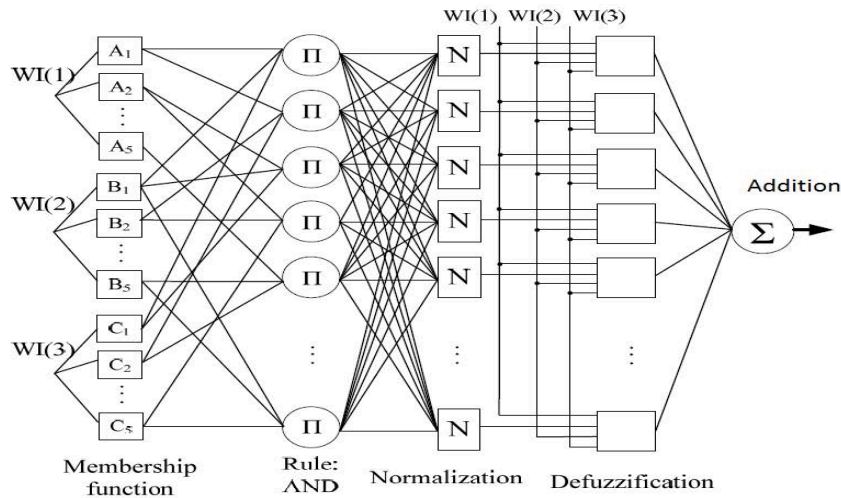


FIGURE 2.18: Système de base ANFIS utilisé pour localiser les défauts électriques.

L'approche efficace pour transformer les règles FUZZY en un réseau de neurones, incluant les fonctions d'appartenance, permet à ANFIS de déterminer les fonctions d'appartenance inconnues grâce à l'apprentissage effectuée en considérant différents scénarios.

2.5.3 Algorithme génétique

GA est une technique d'optimisation puissante basée sur la sélection naturelle et la génétique naturelle des populations. Un modèle computationnel émule les théories de l'évolution biologique et combine la notion de survie des plus aptes pour résoudre les problèmes d'optimisation [61].

Le processus commence avec la génération aléatoire d'une population (ensemble de chaînes), chaque chaîne est divisée en un certain nombre de sous-chaînes qui sont ensuite soumises à la reproduction (copie des chaînes fortement ajustées pour la génération suivante), croisement et enfin mutation. Une fonction d'adaptation est responsable de l'évaluation de la solution afin de minimiser l'erreur d'estimation [62]. L'évaluation parallèle permet à GA de traiter les nombreuses solutions simultanément. Cependant, des capacités de mémoire supplémentaires sont nécessaires [63]. La Fig. 2.19 présente un schéma de fonctionnement d'une AG.

2.5.4 Méthodes d'intelligence artificielle appliquées pour localiser les défauts électriques

Les méthodes basées sur les réseaux ANN [54, 56, 64, 65] qui utilisent directement les composantes fondamentales du courant et des tensions pour estimer La localisation

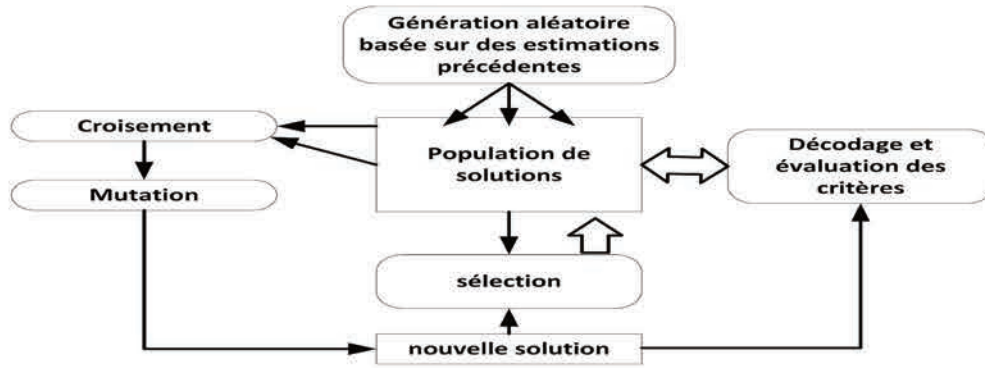


FIGURE 2.19: Fonctionnement d'une GA.

des défauts implique généralement l'utilisation de données volumineuses pouvant entraîner des difficultés lors de l'apprentissage d'un réseau. Pour surmonter ce problème, les méthodes hybrides basées généralement sur la transformée en ondelettes et ANN [66–68] simplifient le nombre de signaux d'entrée grâce à une extraction compacte des caractéristiques de défaut obtenue à partir d'un niveau de décomposition spécifique [69] et sont largement utilisées pour localiser les défauts linéaires phase-phase ou phase-terre. Le travail présenté dans [70] exploite les caractéristiques des ondelettes pour développer un algorithme capable d'estimer les distances de défaut sur des lignes avec différentes longueurs sans nécessiter d'un apprentissage supplémentaire. Dans [71], la localisation des défauts de haute impédance utilise une approche hybride basée sur les paramètres d'impédance de la ligne et un apprentissage ANN en temps réel.

Les méthodes hybrides basées sur l'approche FUZZY [72] ou ANFIS [60, 73] associées à la transformée en ondelettes sont également présentées pour la localisation des défauts parallèles sur les réseaux électriques en moyenne et haute tension. Les travaux présentés dans [72, 73] localisent l'endroit d'un défaut en considérant une ligne sans dérivations. Dans [60], ANFIS n'aborde que l'emplacement d'un segment déterminé d'un réseau électrique sans repérer l'emplacement exact du défaut. La performance de ces méthodes dépend d'une bonne sélection à l'échelle de l'ondelette.

Les GA [74–76] dans les systèmes de localisation des défauts sont essentiellement implémentés pour résoudre les problèmes d'optimisation en trouvant la minimisation optimale d'une fonction obtenue à partir des équations de la ligne électrique qui permet finalement d'estimer la distance de défaut. Dans [63], la fonction de minimisation est trouvée à partir d'une équation matricielle ABCD qui inclut le paramètre de distance de défaut inconnue.

La plupart des méthodes de la bibliographie localisent essentiellement des défauts parallèles. Une exception est le travail présenté dans [77], où les auteurs ont implémenté

un algorithme ANN pour estimer la distance de défaut en série produite par un conducteur ouvert. Ces méthodes sont principalement appliquées sur de très longues lignes de transmission (jusqu'à 700Km).

2.5.5 Conclusion

Les principales méthodes de la bibliographie localisent essentiellement les défauts parallèles pour des lignes de transmission de grande longueur et à haute puissance.

Les méthodes basées sur l'impédance ont une simple structure et sont basées essentiellement sur les équations obtenues à partir des lois de Kirchoff. Cependant, la précision de ces méthodes sont fortement influencées par les variations des paramètres électriques de la ligne.

Les méthodes à ondes progressives basées sur la transformée en ondelettes utilisent la décomposition des signaux de courant ou de tension en plusieurs coefficients contenus dans différents bandes de fréquence afin de localiser spécifiquement les réflexions causées par le phénomène de défaut. Ces méthodes sont plus robustes à la variation des paramètres électriques de la ligne. Cependant, la présence de plusieurs réflexions peut conduire quelquefois à des estimations de distance erronées. Des fréquences d'échantillonnage considérables sont également requis et leur application sont réservées aux très longues lignes.

Les méthodes de réflectométrie active se sont révélées efficaces et sont les plus utilisées pour localiser les défauts intermittents des aéronefs. Cependant, ces méthodes ont une structure complexe en raison de l'injection d'ondes en haute fréquence modulées sur la ligne électrique et des conceptions de mécanismes de réception assez sensibles basées sur des corrélateurs afin d'identifier les réflexions produites. De plus, ces méthodes peuvent être affectées par la variation des paramètres de la ligne et par la valeur de l'impédance de défaut.

Récemment, les méthodes d'intelligence artificielle ont été utilisées plus fréquemment, en particulier en association avec la transformée en ondelettes sur les lignes de transmission à haute puissance. Ils se sont révélés efficaces pour l'estimation de la distance des défauts phase à phase, phase à la terre et HIF. Cependant, la précision de ces méthodes dépend du bon choix des paramètres d'entraînement ainsi de une bonne quantité de données stockées pour l'apprentissage.

L'ensemble de ces observations nous a conduit à mettre au point des méthodes de localisation des défauts série sur lignes électriques basse tension qui seront présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Méthodes pour la localisation d'un défaut d'arc série

3.1 Introduction

De nombreux chercheurs ont travaillé sur des algorithmes pour localiser les défauts dans les systèmes de transmission à forte puissance. Selon l'analyse bibliographique présentée au Chapitre 2, celles-ci reposent principalement sur la méthode de l'impédance: [22, 25–29], méthodes à ondes progressives [33, 34, 41, 42], les méthodes basées sur l'inversion temporelle (time reversal methods) [78, 79] et méthodes basées sur l'intelligence artificielle [54, 56, 64, 65] qui utilisent directement des composantes fondamentales du courant et des tensions pour estimer l'emplacement d'un défaut. Les méthodes hybrides basées sur les paquets d'ondelettes et les réseaux de neurones artificiels (ANN) [66–68, 70] sont largement utilisées pour la localisation de défauts linéaires phase à phase ou phase à la terre. Dans [71], la localisation des défauts haute impédance (HIF) utilise une approche hybride basée sur les paramètres d'impédance de la ligne et un ANN entraîné en ligne. Toutes ces méthodes d'intelligence artificielle localisent essentiellement des défauts parallèles. Une exception est le travail présenté dans [77], où les auteurs ont implémenté un algorithme ANN pour estimer la distance de défaut en série produite par un conducteur ouvert. La complexité de calcul des ANN associée à la décomposition en ondelettes est très élevée, en raison notamment de la fréquence d'échantillonnage élevée. De plus, ces méthodes sont principalement appliquées dans des lignes de transmission très longues (jusqu'à 700 km).

Les chercheurs ont mis également au point des algorithmes permettant de localiser les défauts électriques intermittents, principalement sur les fils électriques des aéronefs, en utilisant des méthodes de réflectométrie active (TDR, STDR, SSTDR) [47, 50, 51].

Cependant, l'adaptation d'impédance requise entre la ligne électrique et la charge afin d'éviter des réflexions indésirables représente la principale faiblesse de ces méthodes.

Peu de travaux ont été consacrés à la localisation de défauts parallèles sur des lignes à basse tension de faible longueur (jusqu'à 100 m) en utilisant la méthode de l'impédance [63, 80]. Dans ce contexte similaire, les tests expérimentaux d'une méthode d'inversion temporelle utilisant un système de câble coaxial à échelle réduite sont présentés dans [78]. La problématique de la localisation d'un défaut d'arc en série est abordée dans [81] où est présentée la mise en oeuvre d'un algorithme de localisation d'un défaut en arc de série dans une plate-forme expérimentale en courant continu composée de modules physiques émulant une ligne de transmission de 1200 m de longueur.

Dans ce Chapitre, nous nous sommes concentrés sur le développement des algorithmes capables d'estimer la distance d'un défaut d'arc série dans un circuit composé d'une ligne de courte longueur à basse tension alternative (49 m) et d'une charge résistive simple. Trois méthodes différentes mises au point durant cette travail de thèse sont développées au sein de l'équipe Mesure et Architecture Électronique MAE 406 de l'institut Jean Lamour.

3.2 Algorithme de localisation de défauts d'arcs série basé sur la méthode d'impédance pour un système domestique AC

l'algorithme développé est basé sur l'approche présentée dans [81]. La méthode utilise un modèle d'approche pour décrire la dynamique de la ligne domestique expérimentale dans un état de défaut d'arc. Le modèle génère une équation fondamentale qui sera utilisée dans l'algorithme mis au point pour l'estimation de la distance de défaut. L'estimation de la distance de défaut est obtenue en sélectionnant la bande de fréquence appropriée pour l'analyse.

3.2.1 Modélisation d'une ligne électrique

Une ligne électrique de longueur "d" alimentée en régime sinusoïdal permanent en fonctionnement normal est représentée par un modèle de paramètres distribués [82] illustré sur la Fig. 3.1.

Les paramètres R, L, C et G correspondent à la résistance, à l'inductance, à la capacitance et à la conductance par mètre de la ligne électrique. Lorsqu'un défaut d'arc en

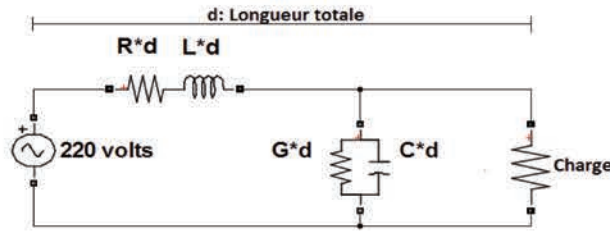


FIGURE 3.1: Modèle de ligne électrique domestique (fonctionnement normal).

série se produit à une certaine distance "x" de la source, la ligne entre la source et le défaut est modélisée par le réseau $Zs * x / Zp * x$, le défaut d'arc est modélisé par une impédance variable et inconnue Z_{arc} et la ligne entre le défaut et la charge est modélisée par le réseaux $Zs * (d - x) / Zp * (d - x)$ comme indiqué dans la Fig. 3.2.

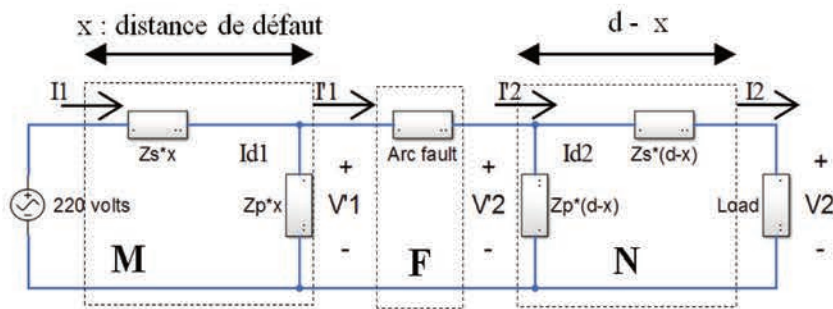


FIGURE 3.2: Modèle de ligne électrique domestique (mode de fonctionnement par défaut).

La dynamique du système peut être décrite de manière simple. Ainsi, le modèle de circuit de la ligne électrique domestique en présence d'un défaut en série peut être représenté par trois quadripôles connectés en cascade [83] comme le montre la Fig. 3.3.

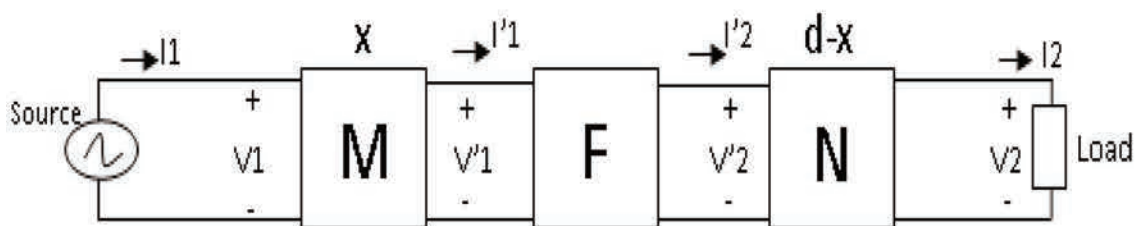


FIGURE 3.3: Représentation en quadripôle d'une ligne sous un défaut d'arc série

Les équations matricielles de chaque bloc sont présentées dans les équations (3.1), (3.2), (3.3) et (3.4).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Les matrices M, N et F sont déterminées par la relation entrée-sortie de chaque quadripole associée aux paramètres d'impédance de chaque partie de la ligne modélisée comme indiqué dans les équations (3.5), (3.6) et (3.7).

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + \frac{Z_s}{Z_p} * x^2) & Z_s * x \\ \frac{1}{Z_p} * x & 1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & Z_{arc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$N = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s * (d - x) \\ \frac{1}{Z_p} * (d - x) & (1 + \frac{Z_s}{Z_p} * (d - x)^2) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

F dépend d'une impédance de défaut Z_{arc} . L'équation (3.3) nous permet d'estimer les valeurs de V_2' et I_2' en n'importe quel point de la ligne en utilisant les signaux enregistrés V_2 et I_2 . On peut obtenir une approximation similaire pour V_1' et I_1' en inversant la matrice M présentée en (3.1) pour obtenir l'équation (3.4).

3.2.2 Algorithme de localisation des défauts

Pour cette méthode, il est nécessaire de mesurer expérimentalement les tensions et courants d'entrée (V_1, I_1) et de la sortie (V_2, I_2).

Pour localiser un défaut d'arc, nous identifions l'entrée et la sortie de la matrice F qui sont estimées à l'aide des équations (3.3) et (3.4). Donc, en substituant l'équation (3.7) dans (3.3), on obtient l'équation (3.8).

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{11} * V_2 + N_{12} * I_2 \\ N_{21} * V_2 + N_{22} * I_2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

De même, en substituant la matrice inverse de l'équation (3.5) en (3.4), l'équation (3.9) est obtenue

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}^{-1} * V_1 + M_{12}^{-1} * I_1 \\ M_{21}^{-1} * V_1 + M_{22}^{-1} * I_1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Au niveau du défaut, il est possible d'écrire que: $I_1' - I_2' \simeq 0$ et $V_1' - V_2' > 0$. La première règle est choisie, car les courants doivent avoir des valeurs très similaires au point de défaut. Des équations (3.8) et (3.9), la différence de courant peut être exprimée par l'équation (3.10).

$$I_1' - I_2' = M_{21}^{-1} * V_1 + M_{22}^{-1} * I_1 - N_{21} * V_2 - N_{22} * I_2 \quad (3.10)$$

Cette équation est le pilier fondamental de notre algorithme. Il est possible, en faisant une variation progressive de la distance du défaut inconnue "x" incorporé dans les matrices M et N, de trouver la tendance minimale de $I_1' - I_2' \simeq 0$ qui correspond à une estimation de distance de défaut. Dans ce contexte, l'algorithme de localisation des défauts est décrit en huit étapes différentes.

1. Mesures de courant et de tension aux deux extrémités de la ligne (V_1, V_2, I_1 et I_2) lorsqu'un défaut d'arc en série est généré,
2. Calcul de DFFT (Discrete Fast Fourier Transform): $| DFFT[V_1] |$, $| DFFT[V_2] |$, $| DFFT[I_1] |$ et $| DFFT[I_2] |$
3. Sélection d'une distance de défaut supposée $Xi = [1 \text{ ou } 5 \text{ ou } \dots 48]$. Ensuite, la valeur de Xi et les valeurs obtenues à l'étape 2 sont substituées dans l'équation (3.10),
4. Représentation graphique des valeurs numériques de l'équation (3.10) en unités de puissance (db) de: $S = 20 * \log(| [I_1'] |_i - | [I_2'] |_i)$,
5. Répétition de l'étape 3 en considérant une autre distance de défaut supposée. Aussi, il est nécessaire de répéter l'étape 4 pour obtenir une nouvelle courbe S. Les étapes 3 et 4 sont répétées pour toutes les distances possibles de défaut afin d'obtenir un ensemble de courbes S,

6. Une sélection de bande de fréquence d'analyse. Nous considérons seulement une partie du spectre dans une bande de fréquences réduite qui permet de voir la trace de tendance minimale de S ,
7. Trouver la courbe S pour laquelle $I'_1 - I'_2$ est minimum et qui correspond à la localisation estimée du défaut d'arc,
8. La distance de défaut est estimée en utilisant la valeur " X_i " qui correspond à un minimum de S .

La Fig. 3.4 décrit les différents signaux obtenus au cours du processus et affiche des graphiques à chaque étape.

Une estimation des paramètres RLCG (pour un section de 1 m de ligne) a été effectuée lors d'un fonctionnement normal de la ligne électrique à l'aide d'un LCR mètre (LCR HP 4263A). Ainsi, les valeurs sont:

$R = 15.9643 * 10^{-3}$ ohms, est la résistance par mètre;

$L = 0.00069592 * 10^{-3}$ Henry, est l'inductance par mètre;

$G = 8.5 * 10^{-10}$ Siemens, est la conductance par mètre;

$C = 2.87 * 10^{-11}$ Farad, est la capacitance par mètre.

Le comportement dynamique difficile de la ligne du banc d'essai expérimental sous un événement de défaut d'arc rend difficile la détermination des impédances. Hypothétiquement, en raison d'un champ magnétique généré par l'arc, Z_p devient une inductance parallèle par l'effet mutuel entre les deux lignes. Les valeurs des paramètres en fonctionnement normal sont conservées pour l'impédance $Z_s = R + j * \omega * L$. Cependant, Après quelques tests, on considère le valeur $Z_p = (j\omega)17 * 10^{-10}$ qui a été sélectionnée grâce à un réglage expérimental effectué en utilisant MATLAB.

3.2.3 Tests expérimentaux et résultats

L'algorithme de localisation des défauts a été validé en utilisant des données enregistrées des courants et tensions provenant du banc d'essai expérimental. Toutes les données enregistrées par l'oscilloscope ont été transférées sur l'ordinateur pour une analyse hors ligne à l'aide du logiciel MATLAB.

Dans le processus de chaque enregistrement des données, 10 expériences différentes ont été réalisées sur le banc d'essai. Un seul chemin carboné a été inséré à différentes distances sur la ligne. L'insertion d'un défaut d'arc sur la ligne électrique est dans

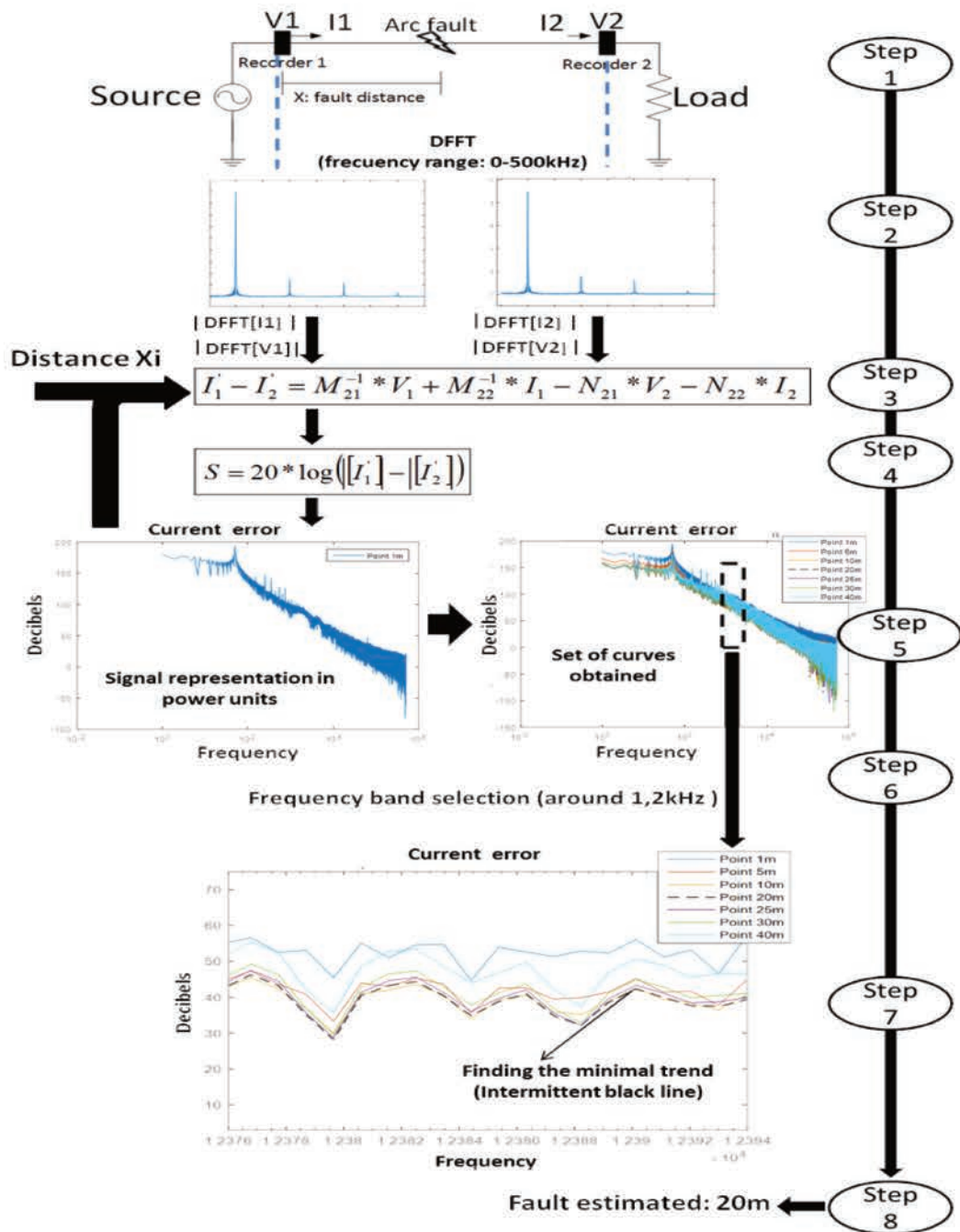


FIGURE 3.4: Description de l'algorithme pour la localisation d'un défaut d'arc.

l'ordre suivant: F10, F1, F6, F5, F3, F7, F9, F4, F2, F8 (les distance des défauts sont illustrés dans la Fig. 3.5).

Une plage de fréquences comprise entre 0 et 500 kHz a été sélectionnée pour la décomposition du DFFT. Après plusieurs tests, la bande de fréquence qui identifie les distances de défaut et donne le meilleur résultat est la bande de fréquence autour 1,2 kHz, comme indiqué sur la Fig. 3.4.

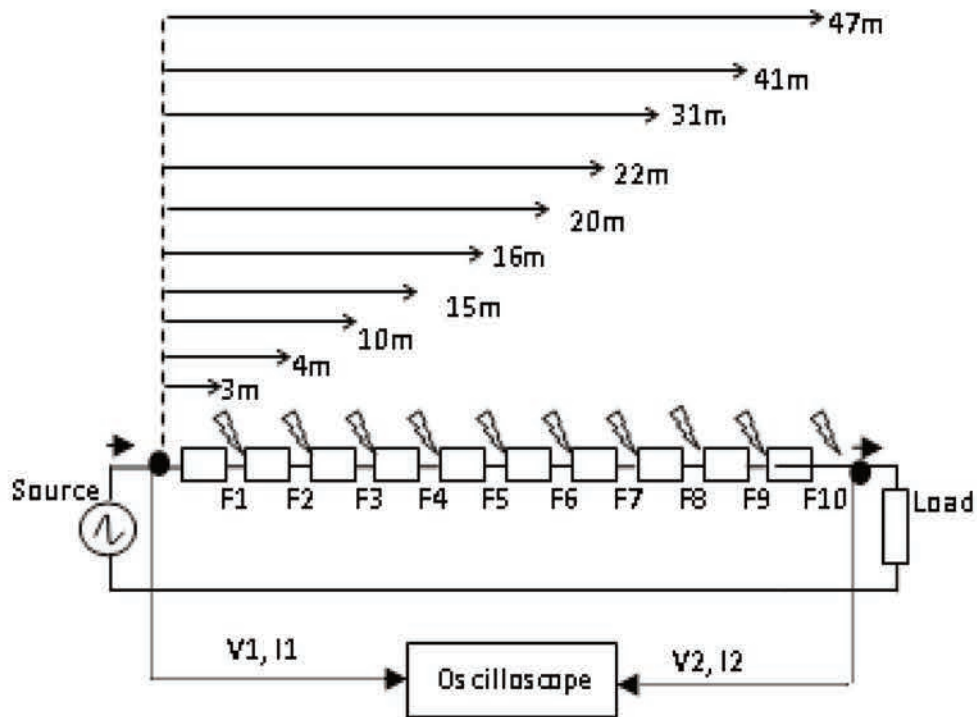


FIGURE 3.5: Test de 10 positions de défaut d'arc.

Les distances de défaut supposées sont mises en correspondance avec les tendances de chaque ensemble de courbes illustrées dans la Fig. 3.6.

Chaque graphique obtenu représente une estimation de la distance de défaut où un chemin carboné a été inséré. Les lignes noires intermittentes correspondent à la distance de défaut réelle.

Pour une distance de défaut réelle à 3 m, la distance de défaut supposée qui a une tendance la plus minimale ne correspond pas à la distance réelle. La même situation est présentée pour l'estimation de la distance de défaut réelle à 4 m. A 10 m, la distance de défaut supposée (15 m) qui correspond à une tendance minimale (erreur de 10.2 %) s'approche à estimer la distance du défaut réelle. Cette situation est alors améliorée pour l'estimation des défauts à 15 m, 20 m, 22 m et 31 m où la tendance minimale des distances des défauts supposées correspondent à des positions de défaut réelles. Cependant, pour les distances de défaut à 41 m et 47 m, les tendances minimales donnent des distances estimées éloignées par rapport aux positions des défauts réelles.

La Fig. 3.7 présente une zone de confiance dans laquelle il est possible d'estimer les distances de défauts avec un bon degré de précision. La performance de l'algorithme de localisation des défauts développée dans ce travail montre de bonnes estimations aux points situés entre 15 et 31 mètres. Cependant, les points des défauts localisées aux extrémités de la ligne sont sous estimées (performance dégradée). Cela est dû au

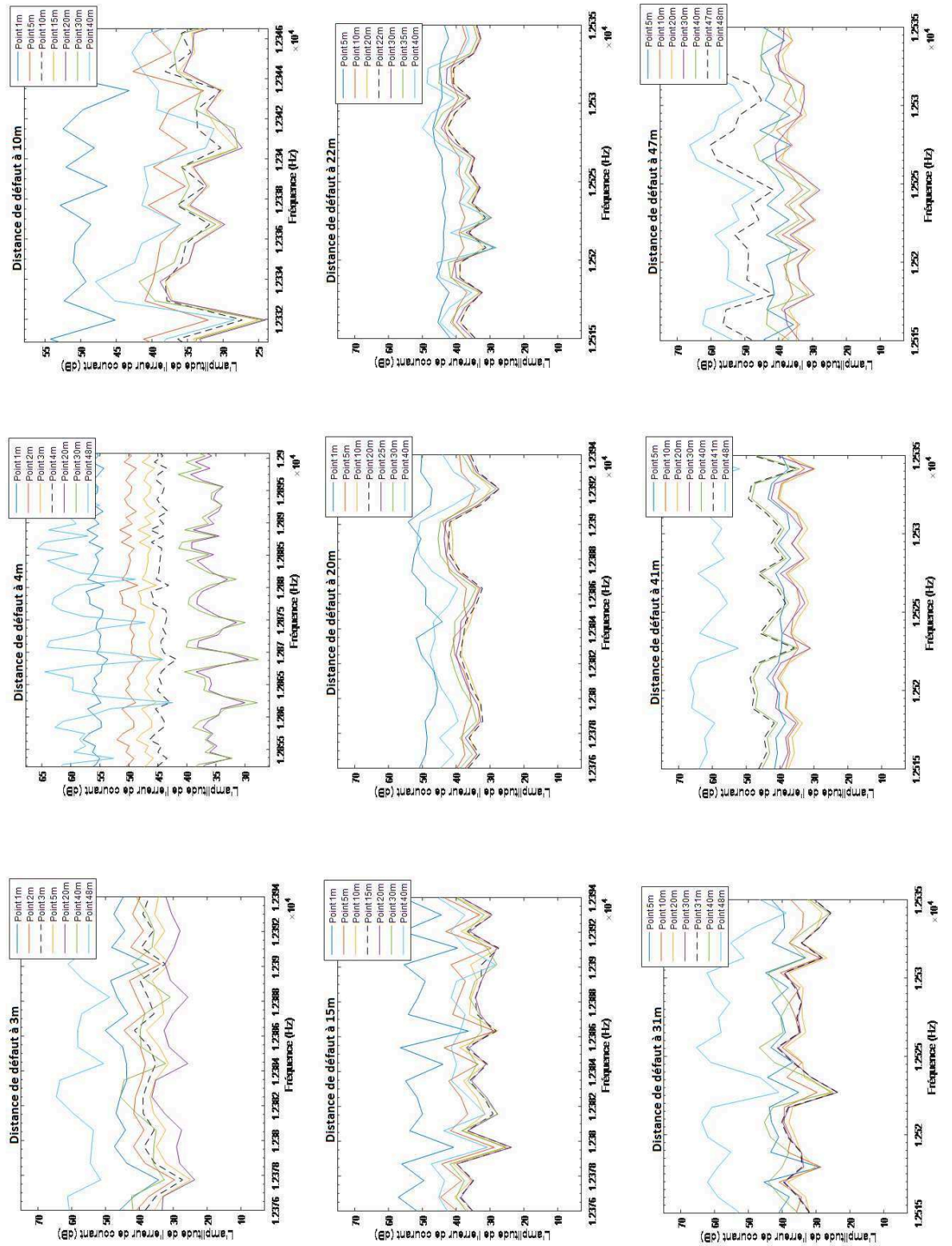


FIGURE 3.6: Graphiques obtenus à partir de la bande de fréquences (test d'algorithme de localisation de défauts).

fait que le modèle de ligne lors d'un défaut d'arc en série ne prend pas en compte les variations dynamiques qui se produisent dans les paramètres de ligne, principalement l'inductance mutuelle entre les câbles.

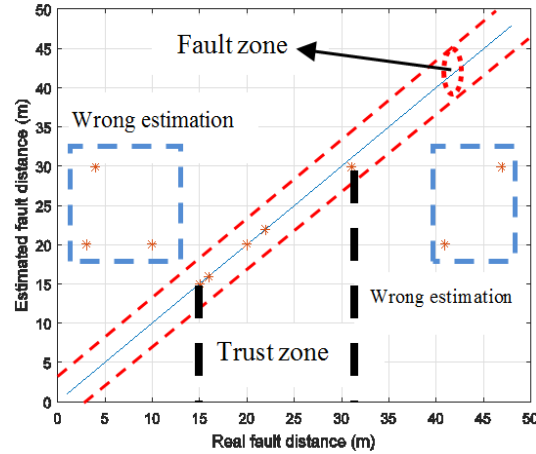


FIGURE 3.7: Représentation graphique de la zone de confiance.

La méthode proposée est capable d'estimer la distance de défaut sur une ligne expérimentale. Cette méthode qui dépend en grande partie d'un modèle et le choix approprié d'une bande de fréquences n'est pas assez précis. Afin de surmonter cette contrainte, la méthode présentée dans la section suivante tente d'améliorer la précision des estimations de la distance de défaut.

3.3 Algorithme de localisation des défauts d'arc série AC à double extrémité pour une ligne basse tension utilisant des paramètres d'impédance et un réseau neuronal

Cette Section présente une méthode d'estimation de la distance de défaut d'arc série dans une ligne électrique de courte longueur modélisée. L'algorithme proposé est composé de deux parties. Tout d'abord, sur la base des paramètres d'impédance de la ligne et d'une analyse fréquentielle des courants et des tensions, l'algorithme génère un vecteur de signatures associé à une distance particulière par rapport au défaut d'arc. Deuxièmement, la méthode implémente un algorithme de réseau neuronal qui est entraîné et validé ultérieurement en utilisant différents vecteurs de signature comme entrées.

3.3.1 Seconde approche pour la modélisation d'une ligne domestique

Dans le but d'améliorer la précision de l'estimation de la distance de défaut, la ligne électrique domestique de 49 m de longueur est modélisée dans Simulink (Fig. 3.8). La

ligne est alimentée par une source à 220 V - 50 Hz et la charge est composée d'une résistance de 47 ohms. Dans l'approche actuelle, le modèle de ligne se compose de 49 segments de câble [S (1m), S (2m) ..., S (49m)], chaque segment représentant le modèle d'un morceau de câble. Ce type de configuration permet d'insérer des défauts d'arc série tous les 1 m sur la ligne. De plus, les tensions et les courants sont enregistrés aux deux extrémités de la ligne soit au niveau de l'alimentation et de la charge.

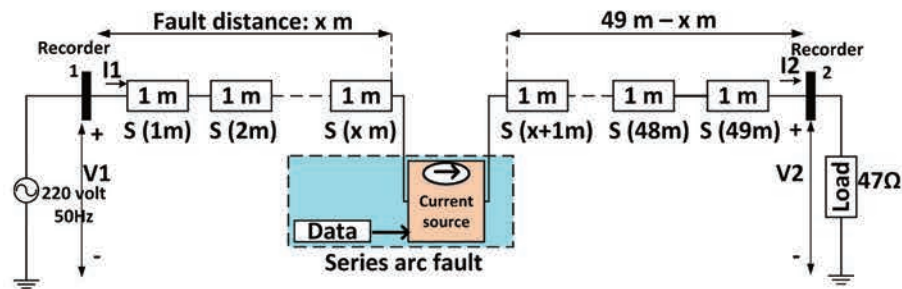


FIGURE 3.8: Représentation de la ligne électrique intérieure.

Le modèle d'un segment de câble est obtenu en utilisant la configuration en π (modèle asymétrique) conformément à la Fig. 3.9.

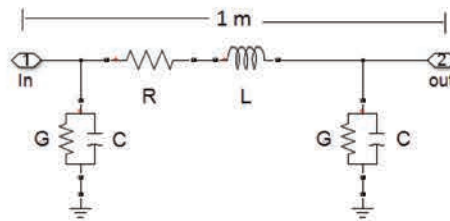


FIGURE 3.9: Modèle d'un segment de câble (modèle Pi: 1m).

Les paramètres immergés sont la résistance R , l'inductance L , la conductance G et la capacitance C . Les valeurs utilisées par le modèle d'un segment de câble sont les mêmes que ceux utilisés dans la section précédente

3.3.2 Représentation temporelle et fréquentielle à partir des signaux mesurés

La possibilité d'insérer la variation dynamique d'un courant de défaut expérimental dans la ligne de puissance modélisée à une distance x de la source présente l'avantage supplémentaire de prendre en compte le phénomène réel de défaut d'arc de série. Un bloc de source de courant contrôlé est utilisé pour injecter des données provenant d'une mesure de défaut d'arc série expérimentale dans la ligne modélisée de la Fig. 3.8. Cela fonctionne comme une impédance variable limitant le flux de courant sur la ligne, induisant un comportement similaire à un événement de défaut d'arc série (variations d'impédance aléatoires dans la ligne).

Les formes d'onde des courants et des tensions obtenues dans le domaine temporel lorsqu'un défaut d'arc en série se produit à la distance $x=1$ m de la source d'alimentation (charge résistive) sont représentées sur la Fig. 3.10. Une taux de fréquence d'échantillonnage de 250 kHz est utilisé dans la simulation.

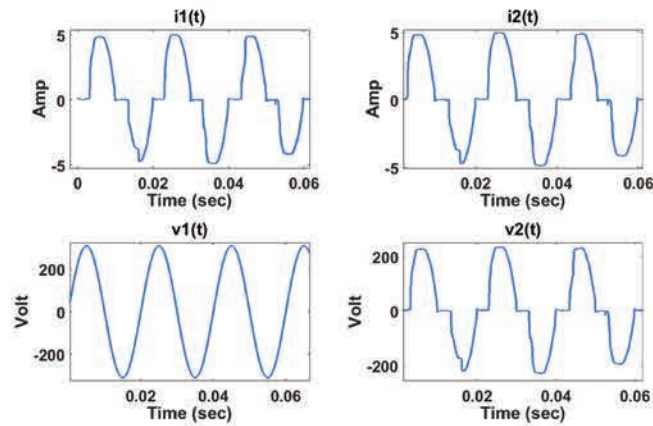


FIGURE 3.10: Formes d'onde des courants et tensions à deux extrémités de la ligne électrique.

Les courants aux deux extrémités de la ligne ont des formes et une amplitude très similaires. Le signal de tension enregistré à proximité de la source conserve sa forme sinusoïdale. En revanche, la tension enregistrée à la fin, proche de la charge, a une forme similaire à celle des signaux de courant. Les tensions et les courants sont convertis dans le domaine des fréquences.

Figs. 3.11 et 3.12 représentent le DFFT des courants et des tensions (Fig. 3.10). La représentation du domaine fréquentiel montre des coefficients prédominants autour de la fréquence fondamentale (50 Hz) ainsi que la présence d'harmoniques (150 Hz, 250 Hz,...).

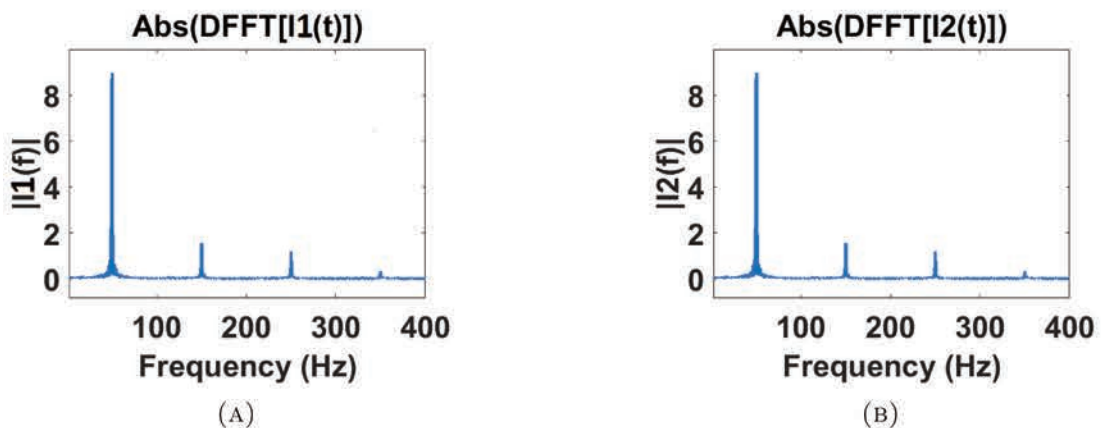


FIGURE 3.11: DFFT des courants.

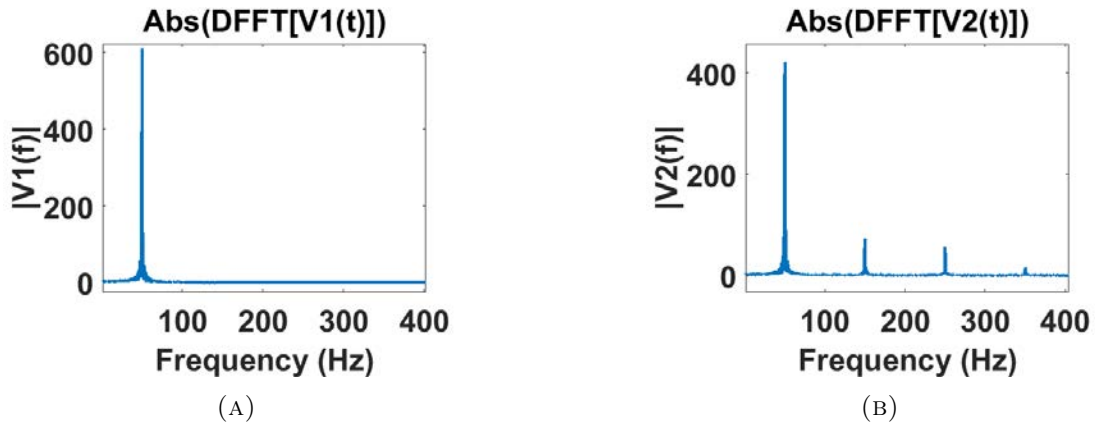


FIGURE 3.12: DFFT de tensions.

Dans l'étude suivante, nous nous intéressons à l'analyse de l'amplitude du courant DFFT à 50 Hz qui sera utilisée dans la classification des données de différents défauts d'arc série provenant du banc d'essai expérimental.

3.3.3 Classification des types d'arcs

Comme un défaut d'arc peut être produit soit par un chemin carboné, soit par ouverture des contacts, nous devons d'abord reconnaître le type d'arc produit avant de proposer une méthode de localisation.

La formulation d'un critère de classification n'est encadrée que dans le contexte expérimental réalisé dans cette Section. Nous avons inséré des données mesurées provenant des deux types de défauts d'arc série à une distance de 1 m de la source dans la ligne modélisée. Une analyse expérimentale basée sur le contenu harmonique des courants (utilisant le DFFT) montre que l'amplitude des harmoniques fondamentales I_{150Hz} et I_{250Hz} est fortement influencé pour le type d'arc produit. En comparaison, les harmoniques d'ordre supérieur ne nous ont pas permis d'établir une relation directe entre leur amplitudes et le type d'arc produit. Pendant l'expérimentation on prend en compte des caractéristiques constructives similaires de chaque chemin carboné. Aussi le même diamètre des électrodes et le même écartement dans l'aperture des contacts pour chaque test.

La procédure de classification de ces deux types d'arcs exploite la différence entre $I_{150Hz} - I_{250Hz}$. Ainsi, 13 données différentes obtenues à l'issue du processus expérimental (cinq correspondant aux chemins carbonés (data1 à data5) et huit correspondant aux contacts d'ouverture (data6 à data13)) ont été insérées dans la ligne de puissance modélisée. Ensuite, des tests pour enregistrer et extraire les harmoniques fondamentales des courants $I_1(t)$ et $I_2(t)$ sont effectués pour chaque donnée de défaut d'arc enregistrée.

Par conséquent, 13 coefficients différents $I1_{50Hz} - I2_{50Hz}$ sont calculés. La procédure de calcul du coefficient est décrite dans la Fig. 3.13.

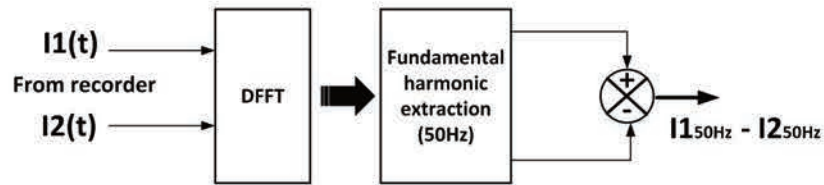


FIGURE 3.13: Calcul de coefficient à fréquence fondamentale.

Les valeurs des coefficients normalisés sont affichées sur la Fig. 3.14.

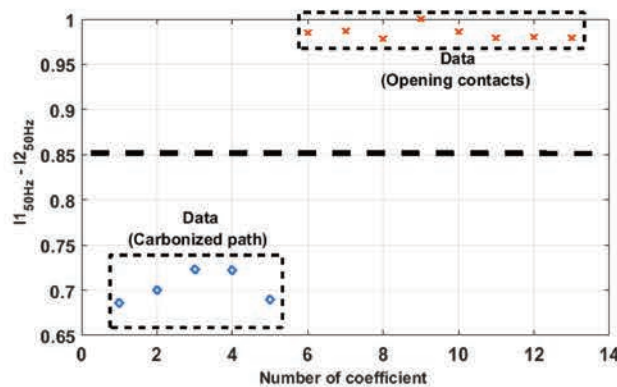


FIGURE 3.14: Diagramme des coefficients normalisés pour différentes données.

Les critères de classification de deux types de défaut d'arc nous permettent d'identifier des défauts d'arc série expérimentaux ayant un comportement dynamique similaire. D'après la Fig. 3.14 et dans ce cadre expérimental spécifique, on peut séparer les coefficients appartenant aux arcs de séries générés par les trajets carbonisés de ceux générés par les contacts d'ouverture. Ainsi, si: $0.85 < norm I1_{50Hz} - I2_{50Hz} \leq 1$, alors le défaut est un défaut d'arc en série par l'ouverture des contacts.

Les données sélectionnées après l'application des critères de classification serviront à évaluer les performances de l'algorithme de localisation des défauts expliquées dans les sections suivantes.

3.3.4 Un algorithme pour la localisation des défauts en arc de série en utilisant les paramètres d'impédance

3.3.4.1 Principe de fonctionnement de la méthode

Dans cette partie, une méthode de localisation des défauts basée sur les paramètres d'impédance R, L et l'impédance parallèle équivalente (Z_p) du modèle de ligne associé

au DFPT des courants à travers le défaut d'arc est présentée. L'impédance Z_p est constituée de paramètres G//C (configuration parallèle).

Lorsqu'un défaut d'arc en série est produit à la distance "x" (mètres) de la source, la ligne d'alimentation domestique (de longueur totale "d") peut être représentée par la Fig. 3.15. Pour simplifier le calcul, le modèle de la ligne est implémenté suivant un modèle de paramètres concentrés.

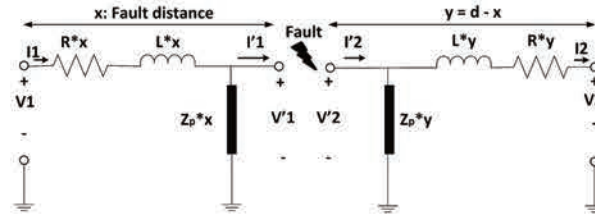


FIGURE 3.15: Modèle de ligne électrique simplifié.

Le modèle d'approche consiste en deux sections de ligne devant et d'autre de l'arc électrique. Comme le défaut d'arc est situé à une distance inconnue 'x', le premier segment de ligne entre la source d'alimentation et le défaut d'arc de série est modélisé par les paramètres R_x , L_x et $Z_p x$. Le deuxième segment de la ligne entre le défaut et la charge est modélisé par R_y , L_y et $Z_p y$ (avec $y = d - x$). Le défaut d'arc série apparaît entre deux morceaux de ligne. En regardant les deux côtés du défaut d'arc et en utilisant la relation entre les courants et les tensions à travers les lois de Kirchhoff, on obtient les équations suivantes dans le domaine de la fréquence:

$$V'_1(f) = V_1(f) - (R * x + j * w * L * x) * I_1(f) \quad (3.11)$$

$$I'_1(f) = I_1(f) - V'_1(f) * (j * w * Z_p * x) \quad (3.12)$$

$$V'_2(f) = V_2(f) + (R * y + j * w * L * y) * I_2(f) \quad (3.13)$$

$$I'_2(f) = I_2(f) + V'_2(f) * j * w * Z_p * y \quad (3.14)$$

$I_1(f) = DFPT[I_1(t)]$, $I_2(f) = DFPT[I_2(t)]$, $V_1(f) = DFPT[V_1(t)]$ et $V'_2(f) = DFPT[V_2(t)]$ sont calculés puis substitués dans les équations (3.11), (3.12), (3.13) et (3.14). Considérons les équations (3.12) et (3.14) qui dépendent des valeurs 'x' et 'y'. La localisation du défaut se trouve en recherchant la tendance minimale sur la soustraction entre $I1'_{50Hz} = \max(\text{abs}(I1'(f)))$ et $I2'_{50Hz} = \max(\text{abs}(I2'(f)))$ (harmoniques fondamentales). Donc, la différence $I1'_{50Hz} - I2'_{50Hz}$ est recalculée pour toutes les distances variant de 1 m à 48 m (par pas d'un mètre). Par conséquent, en regardant la tendance minimale exprimée par $I1'_{50Hz} - I2'_{50Hz} \cong 0$.

Beaucoup de travail a porté sur l'étude du contenu harmonique du courant lorsqu'un défaut d'arc est produit. Par exemple, [4] analyse le cinquième harmonique pour détecter la présence d'un défaut d'arc série. Cependant, dans un système conventionnel de forte puissance, le principe du fonctionnement du relais de distance repose sur la mesure de l'impédance, entre l'emplacement du relais et le point de défaut à la fréquence fondamentale [84]. On peut dire que l'harmonique fondamentale des signaux enregistrés est davantage influencée par la distance de défaut dans une ligne électrique.

3.3.4.2 Implémentation et évaluation de l'algorithme

L'algorithme d'estimation des distances de défauts d'arc série est présenté dans la Fig. 3.16.

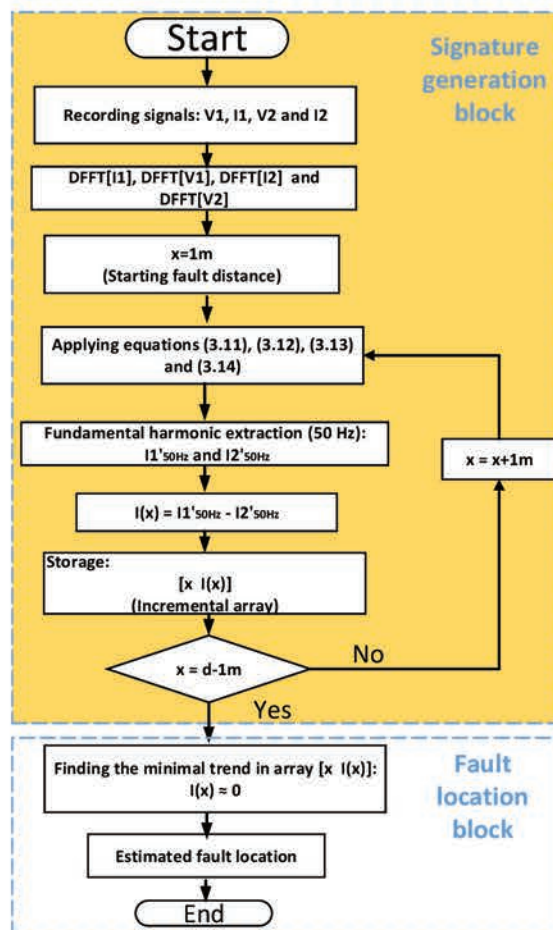


FIGURE 3.16: Algorithme de localisation des défauts basé sur les paramètres d'impédance.

Premièrement, les DFFT des signaux enregistrés (I_1 , V_1 , I_2 et V_2) sont calculés et sont ensuite substitués dans les équations de Kirchhoff en considérant la distance de défaut initiale $x = 1$ m. Ensuite, les harmoniques fondamentales des courants estimés sont

extraites pour trouver la différence $I(x) = I1'_{50Hz} - I2'_{50Hz}$. Cette valeur numérique et x sont stockés dans une matrice incrémentale.

Nous procédons donc pour toutes les distances ' x ' ($x = 2\text{m}, 3\text{m}, 4\text{m} \dots \dots \text{d-1m}$). Après $d - 1$ itérations, la matrice $[x \ I(x)]$ est remplie. Dans la dernière étape, la distance inconnue où le défaut est survenu est obtenue en recherchant dans la matrice la valeur particulière de x par laquelle $I(x) \cong 0$.

Dans l'évaluation des performances de l'algorithme, nous commençons par $Z_p = G$, ce qui implique de prendre en compte un très faible effet de capacité parallèle mutuelle sur la ligne ($C = 0$). L'algorithme est implémenté dans MATLAB. Dans les résultats, une bonne estimation de l'emplacement des défauts de l'arc série générés à différentes distances sur la ligne électrique est obtenue.

Afin d'illustrer le mode de fonctionnement décrit ci-dessus, un test de défaut d'arc en série sur un chemin carboné a été réalisé à une distance de 10 m de la source. La procédure de calcul montrée dans la Fig. 3.16 permet d'obtenir le stockage $[x \ I(x)]$, $x \in [1, 2, 3 \dots \dots 48]$. Les changements de $I(x)$ avec des distances différentes sont représentés dans la Fig. 3.17. L'intersection de la courbe avec l'axe des abscisses est obtenue pour la distance particulière de 10 m (la condition $I(x) = I1'_{50Hz} - I2'_{50Hz} = 0$ est obtenue pour ce point). La valeur de distance estimée par l'algorithme correspond parfaitement à la position réelle du défaut d'arc sur la ligne.

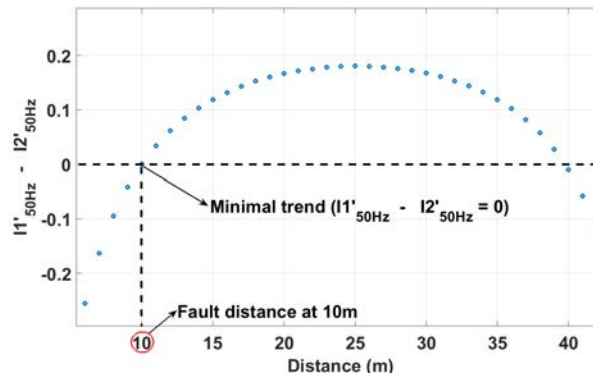


FIGURE 3.17: Exemple d'estimation de distance de défaut (en considérant $C = 0$).

Cependant, dans une ligne électrique, l'effet capacitif présenté dans les conducteurs parallèles ne peut être négligé. On considère donc $Z_p = G//C$ qui est inséré dans les équations de Kirchhoff. Ensuite, l'algorithme est testé en prenant en compte les défauts de l'arc de série à 10 m, 20 m, 30 m et 40 m, et les résultats sont affichés dans la Fig. 3.18.

A la différence de l'augmentation croissante de la conductance mutuelle qui ne provoque pas des variations significatives des amplitudes des coefficients contenus dans un vecteur

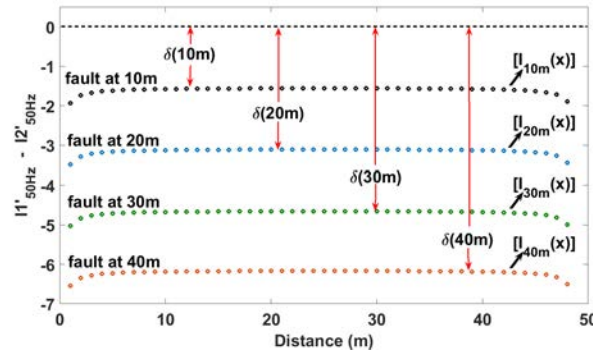


FIGURE 3.18: Estimations de distance de défaut (en considérant $C \neq 0$).

$[I(x)]$, l'augmentation croissante de l'effet capacitif mutuel sur la ligne électrique produit une forte variation d'amplitude de ces coefficients en les éloignant d'une condition d'équilibre. Ainsi, l'inclusion de la capacitance a un effet néfaste sur l'algorithme. Sur la Fig. 3.18, le déséquilibre dans les équations de Kirchhoff générées par la valeur de capacitance non nulle fournit des coefficients de tendance similaire contenus dans $[I(x)]$ associés à une distance de défaut spécifique. Ces coefficients n'atteignent jamais une valeur nulle, ce qui signifie qu'il n'y a pas de distances satisfaisant à la condition $I'_{50Hz} - I''_{50Hz} = 0$. Néanmoins, les coefficients de vecteurs liés à un défaut d'arc produit à des distances différentes: 10m, 20m, 30m et 40m montrent différents niveaux de décalage ($\delta(10m)$, $\delta(20m)$, $\delta(30m)$ et $\delta(40m)$) pour chacune des estimations de la distance du défaut. De plus, les grandeurs de décalage sont directement proportionnelles aux distances de défaut et à la capacité mutuelle de la ligne.

En vue de cette propriété, nous proposons une méthode de localisation des défauts de l'arc série basée sur l'extraction de tous les coefficients $I(x)$ obtenus par la méthode de l'impédance. Le vecteur $[I(x)]$ constitué de $d - 1$ différentes valeurs dépendantes des paramètres d'impédance constituera la signature d'un défaut en série généré à une distance particulière sur la ligne électrique.

3.3.5 Développement d'un algorithme pour la localisation des défauts arc série en utilisant des paramètres d'impédance et un réseau de neurones

La méthode de localisation des défauts proposée dans cette partie est basée sur la génération de différentes signatures obtenues à partir d'un défaut d'arc série inséré à des points particuliers de la ligne. Le processus de génération de signatures utilise les équations de Kirchhoff du modèle d'approche avec $Z_p = G//C$ présenté dans la partie précédente.

La procédure d'estimation de la distance de défaut commence par l'enregistrement des courants et des tensions aux deux extrémités de la ligne (Fig. 3.8) qui sont substitués dans les équations de Kirchhoff (équations (4.10), (4.11), (4.12) et (4.13)) en suivant différentes étapes utilisées par le bloc de génération de signature présenté dans la Fig. 3.16 afin d'obtenir un vecteur de signature $[I_j(x)]$ associé à une distance de défaut. Différents vecteurs de signature sont utilisés pour entraîner un réseau neuronal. Ensuite, un réseau neuronal entraîné sera validé en effectuant différentes estimations de distances de défaut pour des points non entraînés. Fig. 3.19 présente un schéma de l'algorithme proposé pour estimer la distance d'un défaut d'arc.

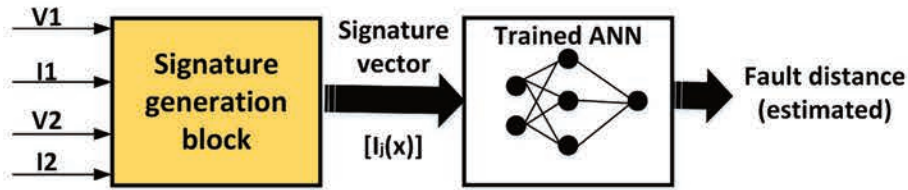


FIGURE 3.19: Algorithme proposé pour l'estimation de la distance de défaut.

3.3.5.1 Génération de vecteurs utilisant des paramètres d'impédance

Les vecteurs signature sont extraits directement du bloc de génération de signature (regarder la Fig. 3.16). Ils dépendent directement des tensions et courants mesurés aux deux extrémités de la ligne d'alimentation, des paramètres d'impédance et de la distance de défaut. À cet égard, la notation $[I_j(x)]$ est utilisée pour représenter un vecteur de signature $[I(x)]$ d'un défaut d'arc situé à 'j' mètres (distance de la source). Les coefficients extraits de chaque vecteur de signature représentent les entrées du réseau neuronal.

Dans le processus d'apprentissage d'un réseau neuronal, un ensemble de vecteurs de signature est requis. Par conséquent, les vecteurs suivants ont été générés: $[I_{j=1m}(x)]$, $[I_{j=5m}(x)]$, $[I_{j=10m}(x)]$, $[I_{j=15m}(x)]$, $[I_{j=20m}(x)]$, $[I_{j=25m}(x)]$, $[I_{j=30m}(x)]$, $[I_{j=35m}(x)]$, $[I_{j=40m}(x)]$, $[I_{j=45m}(x)]$ and $[I_{j=48m}(x)]$.

3.3.5.2 Topologie du réseau neuronal

Pour la localisation des défauts sur les lignes de transmission en haute tension, différentes techniques d'apprentissage sont appliquées aux différentes topologies de réseau neuronal comme par exemple: machine à vecteurs de support (SVM), Lavenberg-Marquardt, machine d'apprentissage extrême (ELM). En outre, différents types de ANN (Artificial

Neural Network) sont proposés dans la littérature pour le diagnostic des défauts. Cependant, Multilayer Perceptron (MLP) est probablement le réseau neuronal le plus populaire et le plus simple à implémenter dans une carte électronique intégrée. MLP entraînée avec l'algorithme de rétropropagation représente un bon compromis en terme de complexité pour une implémentation dans un FPGA et également en terme de temps de traitement qui est significativement réduit [85, 86].

La topologie d'un réseau neuronal utilisé pour l'estimation de distance des défauts d'arc série est présentée à la Fig. 3.20. Le diagramme du réseau neuronal est constitué d'un ensemble de neurones reliés par des poids synaptiques. Chaque neurone est mis en œuvre par une fonction mathématique avec un mécanisme d'activation. La topologie proposée se compose de trois couches (entrée, caché et sortie). Dans la couche d'entrée, en fonction du nombre de coefficients du vecteur $[I(x)]$, 'd' noeuds avec des fonctions d'activation linéaires sont employés. Un noeud de biais (= 1) est inclus pour augmenter la flexibilité du réseau neuronal et améliorer la convergence de l'algorithme de rétro-propagation. Le nombre de noeuds d'entrée a une relation directe avec la taille de $[I(x)]$. Une seule couche masquée est sélectionnée pour conserver une topologie simple et éviter toute complexité de calcul dans un FPGA. La couche cachée est composée de 80 neurones à activation gaussienne. Dans cette couche, le nombre de neurones avec leur type d'activation de fonction est déterminé empiriquement par expérimentation pour obtenir les meilleures performances. La couche de sortie est composée d'un seul noeud linéaire.

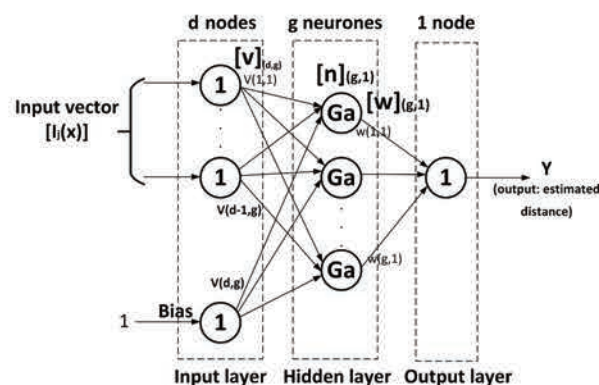


FIGURE 3.20: Diagramme ANN.

MLP utilise la méthode de rétro-propagation basée sur l'ajustement des poids synaptiques entre les neurones. Les poids synaptiques peuvent être regroupés en deux matrices différentes $[v]$ et $[w]$. Le premier relie la couche d'entrée et la couche cachée tandis que la seconde relie la couche cachée et la sortie. $[v]$ et $[w]$ sont initialisés avec des valeurs aléatoires afin d'estimer l'erreur initiale entre la sortie et sa valeur souhaitée respective (distance réelle d'un défaut d'arc série). Les poids synaptiques sont ensuite ajustés grâce

à une minimisation de la fonction de coût. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à obtenir l'erreur minimale souhaitée.

La sortie du réseau de neurones (distance de défaut estimée) est déterminée selon les équations suivantes:

$$Y_i = [w]_{(1,g)}^T [n]_{(g,1)} \quad (3.15)$$

$$[n]_{(g,1)} = e^{-[m]_{(g,1)}^2} \quad (3.16)$$

$$[m]_{(g,1)} = [v]_{(g,d)}^T \begin{pmatrix} I_j(x) \\ 1 \end{pmatrix}_{(d,1)} \quad (3.17)$$

où:

Y_i : est la sortie,

$\begin{pmatrix} I_j(x) \\ 1 \end{pmatrix}_{(d,1)}$: est le vecteur d'entrée (inclusion de biais),

$[n]_{(g,1)}$: est un vecteur de sortie de la couche caché,

$[m]_{(g,1)}$: est un vecteur de sortie de la couche d'entrée,

$[v]_{(d,g)}$: est une matrice de pondération (relation entre l'entrée et la couche cachée),

$[w]_{(g,1)}$: est une matrice de pondération (relation entre la couche cachée et la couche de sortie).

L'estimation d'erreur ($E = Y_i - \text{Real fault distance}$) est utilisée par la fonction de coût exprimée par:

$$J = \frac{1}{2} E^2 \quad (3.18)$$

Les taux de variation de la fonction de coût sont exprimés par:

$$\frac{\partial J}{\partial w} = E \frac{\partial Y}{\partial w} = En \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial J}{\partial v} = E \frac{\partial Y}{\partial v} = E \frac{\partial Y}{\partial n} \frac{\partial n}{\partial m} \frac{\partial m}{\partial v} = Ew(-2mn)x \quad (3.20)$$

En outre, pour adapter les poids synaptiques, un facteur d'apprentissage γ permettant d'ajuster la vitesse d'apprentissage est utilisé. Ainsi, les poids synaptiques sont finalement calculés en utilisant Équations (3.21) et (3.22):

$$w = w - \gamma \frac{\partial J}{\partial w} \quad (3.21)$$

$$v = v - \gamma \frac{\partial J}{\partial v} \quad (3.22)$$

En utilisant le critère de classification développé dans la Sous-section 3.3.3, deux réseaux de neurones sont mis en oeuvre. Le premier utilise des signatures obtenues à partir d'un défaut d'arc en série en utilisant un chemin carboné (data2) et la deuxième utilise des signatures obtenues à partir d'un défaut d'arc série en utilisant un test d'ouverture des contacts entre les électrodes (data12). Les signatures ont été générées à des distances variables suivant le processus décrit dans la Subsection 1.4.3.1. Dans le processus d'apprentissage, le réseau neuronal utilise les vecteurs de signature comme entrées et les distances de défaut réelles liées à chaque signature en tant que sorties. Pour le premier réseau neuronal (dédié aux tests de cheminement carboné), la fonction de coût minimal final atteinte par le processus d'apprentissage est $J = 3,08 * 10^{-6}$ en utilisant un facteur d'apprentissage avec $\gamma = 0,00001$. En changeant les valeurs de γ , aucune variation significative de J est observée. Pour les contacts d'ouverture, le second réseau neuronal fonctionne. Une première série de tests prenant $\gamma = 0.00001$ nous a donné une valeur de J égale à $5.22 * 10^{-4}$. En faisant varier considérablement γ , la valeur de l'erreur minimale obtenue pour J est égale à $1,08 * 10^{-24}$. La performance de l'estimation de la distance de défaut (pour le deuxième réseau neuronal) est étudiée en considérant deux valeurs différentes de J .

Les performances des réseaux de neurones entraînés sont étudiées ci-dessous. L'erreur d'une estimation de distance de défaut est exprimée en termes de pourcentage en utilisant l'équation suivante.

$$Error = \left(\frac{F_{dist}(ANN) - F_{dist}(Real)}{line\ length} \right) * 100 \quad (3.23)$$

où $F_{dist}(ANN)$ et $F_{dist}(Real)$ représentent les distances de défaut estimées et réelles.

3.3.6 Résultats et performances

3.3.6.1 Validation avec des positions entraînés et non entraînés

Premièrement, les performances du réseau neuronal entraîné avec data2 (test du chemin carboné-référence) sont évaluées à travers de nombreux points de défaut sur la ligne en tenant compte des positions entraînés et non entraînés Fig. 3.21.

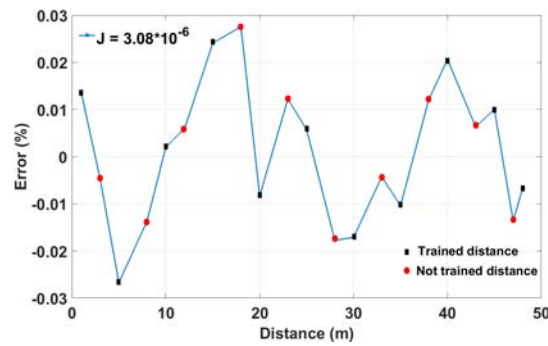


FIGURE 3.21: Validation ANN pour le test de chemin carboné.

Nous pouvons observer un bon suivi des distances de défaut réelles pour un ensemble de 21 points (11 points entraînés et 10 points non entraînés). L'erreur en pourcentage, inférieure à 0,03%, est minimale pour toutes les distances où l'arc est produit.

Deuxièmement, les performances du réseau neuronal entraîné avec data12 (test par ouverture des contacts-référence) ont été évaluées de la même manière. La Fig. 3.22 représente l'évolution de l'erreur calculée pour les deux valeurs de J obtenues dans le processus d'apprentissage ($J_1 = 5.22 \cdot 10^{-4}$ et $J_2 = 1,08 \cdot 10^{-24}$).

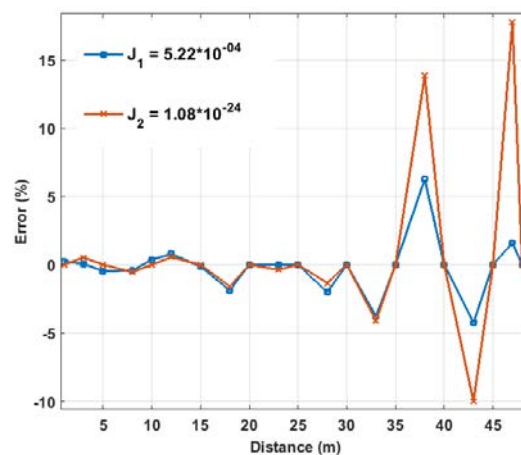


FIGURE 3.22: Validation ANN pour test d'ouverture des contacts.

Les performances de l'algorithme obtenues avec J_1 et J_2 sont similaires pour les défauts d'arc série situés à des distances inférieures à 35 m. Cependant, pour les plus longues distances, le réseau neuronal entraîné, en tenant compte de la minimisation J_1 , donne une erreur comprise entre -5 et 6%. L'erreur est plus grande pour J_2 et est comprise entre -10 et 20%. Par conséquent, il existe un compromis pour estimer les distances de défaut entre les fonctions de coût obtenues dans le processus d'apprentissage et les performances du réseau neuronal. Par conséquent, J_1 a été choisi avec des erreurs en pourcentage inférieures à 6%.

Les estimations des distances de défaut pour les points sur la ligne électrique où les réseaux neuronaux n'ont pas été entraînés représentent une première étape de validation.

3.3.6.2 Validation expérimentale utilisant des données de différents tests de défauts d'arc série

La deuxième étape de validation concerne les points entraînés et non entraînés. Les réseaux de neurones sont évalués en estimant les distances des défauts de l'arc série dont les caractéristiques dynamiques n'ont pas été incluses dans le processus d'apprentissage. L'évaluation de la performance est effectuée en utilisant des vecteurs de signature obtenus à partir de différents tests expérimentaux sélectionnés dans la Sous section 1.3.3 (Fig. 3.14).

3.3.6.3 Performance utilisant des données de chemin carboné

Figs. 3.23 et 3.24 montrent les estimations des distances de défaut d'un réseau neuronal entraîné avec des vecteurs de signature en utilisant une dynamique de défaut d'arc série à partir d'un chemin carboné (data2) comme référence.

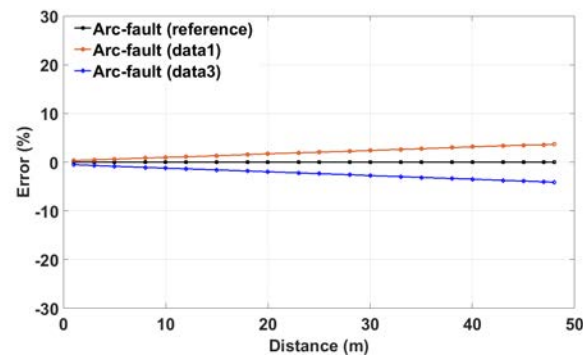


FIGURE 3.23: Performance utilisant data1 et data3 (data2 comme référence).

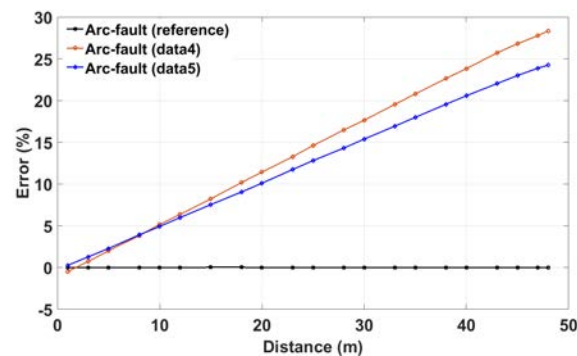


FIGURE 3.24: Performance utilisant data4 et data5 (data2 comme référence).

L'estimation des distances de défaut à partir de la dynamique des défauts de l'arc série (data1 et data3) ont des caractéristiques similaires (Figs. 3.23). Les erreurs d'estimation utilisant data1 sont inférieures à 4% et augmentent linéairement par rapport aux distances de défaut réelles. Par conséquent, les performances de l'estimation de la distance de défaut sont légèrement dégradées dans les points de défaut situés près de la fin de la ligne électrique. De même, les erreurs d'estimation utilisant data3 sont inférieures à -5%. Les variations linéaires négatives des erreurs montrent des estimations des distances de défaut inférieures aux distances de défaut réelles.

Les erreurs d'estimation des arcs séries (data4 et data5) augmentent linéairement (Fig. 3.24). Cependant, les erreurs augmentent avec la distance atteignant 30% pour défaut situé à 49 m de la source.

3.3.6.4 Performance à l'aide des données de contacts d'ouverture

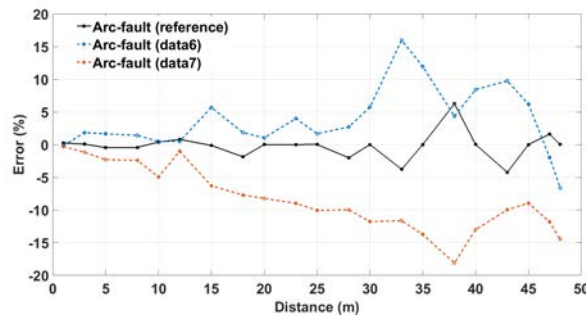


FIGURE 3.25: Performance utilisant data6 et data7 (data12 comme référence).

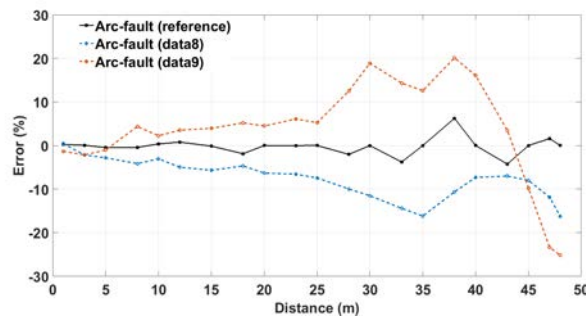


FIGURE 3.26: Performance utilisant data8 et data9 (data12 comme référence).

Les Figs. 3.25, 3.26, 3.27 et 3.28 présentent les résultats des estimations de distances de défaut d'un réseau neuronal entraîné avec des vecteurs signature provenant d'un test de contacts d'ouverture (data12-référence). Les erreurs estimées n'évoluent pas linéairement. Pour les distances de défaut réelles inférieures à 30 m, les erreurs estimées par le réseau neuronal se situent dans l'intervalle compris entre 0 à 10% (data6 à data11).

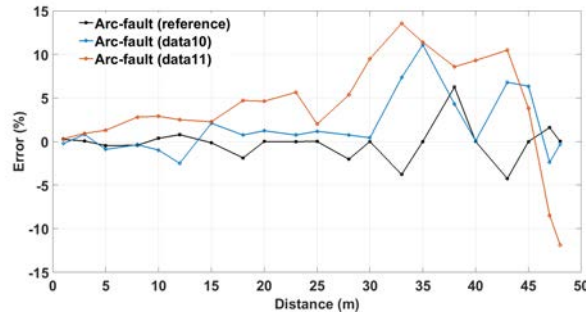


FIGURE 3.27: Performance utilisant data10 et data11 (data12 comme référence).

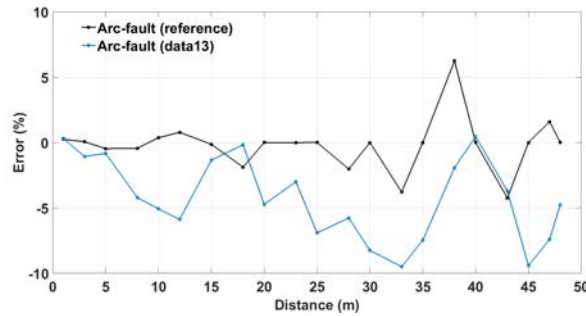


FIGURE 3.28: Performance utilisant data13 (data12 comme référence).

Le même intervalle d'erreurs est obtenu pour data13, mais cet intervalle d'erreur est maintenu pour toutes les distances de défaut sur la ligne électrique.

Dans tous les tests effectués, l'estimation des erreurs est inférieure à 5% pour les défauts d'arc série placés à des distances proches de la source (distance < 15 m). Cependant, ces estimations sont dégradées pour certaines distances de défaut estimées (distance > 28 m). Dans ce contexte, les estimations des distances de défaut correspondant aux data10 et data11 montrent des erreurs inférieures à 15%. Pour data6 à data8, les estimations de défaut affichent des erreurs inférieures à 20%. L'erreur estimée maximale pour data9, atteint une valeur inférieure à 30%.

Le Tableau 3.1 résume les performances de deux réseaux de neurones entraînés avec des vecteurs de signatures émanant des essais de chemin carboné et des contacts d'ouverture (données2 et données12 respectivement).

Le Tableau 3.1 montre que l'erreur moyenne maximale est obtenue pour data4. La performance de l'algorithme est affectée par la dynamique d'un défaut d'arc et principalement par l'utilisation de tests de défauts d'arc appartenant à des chemins carbonés. En comparaison, les erreurs moyennes des tests d'ouverture des contacts restent inférieures à 10%.

TABLE 3.1: Taux d'erreur dans les estimations de distance de défaut.

Type d'arc	Chemin	Erreur min(%)	Erreur max(%)	Erreur moyenne(%)
Chemins carbonés	data1	0.35	3.66	2.051
	data3	0.51	4.12	2.37
	data4	0.50	28.33	14.56
	data5	0.26	24.24	12.75
Ouverture de contacts	data6	0.18	15.96	4.09
	data7	0.28	18.13	8.43
	data8	0.41	16.26	7.69
	data9	1.03	25.18	9.33
	data10	0.06	11.10	2.49
	data11	0.31	13.55	5.82
	data13	0.17	9.51	4.39

3.3.6.5 Validation utilisant différentes caractéristiques de ligne

Pour confirmer nos résultats, la méthode de localisation des défauts est testée sur différentes longueurs de lignes en utilisant la même entraînement ANN utilisée pour la ligne de 49 m de longueur avec la dynamique de défaut d'arc d'un test de contacts d'ouverture (data12).

L'algorithme développé est testé sur des lignes de longueurs suivantes: 44 m, 54 m, 59 m et 64 m. Les résultats obtenus à la sortie de ANN ($F_{dist}(ANN)$) et les distances de défaut réelles ($F_{dist}(Real)$) sont représentées dans la Fig. 3.29.

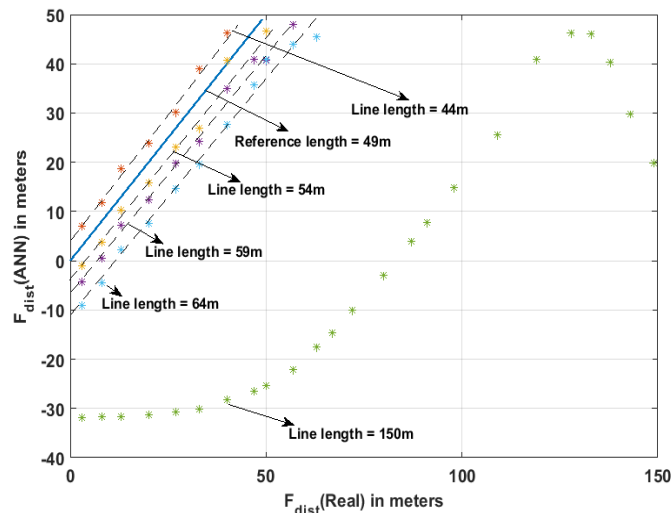


FIGURE 3.29: Valeurs de distance de défaut pour différentes longueurs de ligne.

L'ANN ne permet pas d'estimer avec précision les distances de défaut. Cependant, ces estimations pour une longueur de ligne sélectionnée ont une évolution de tendance approximativement linéaire par rapport aux distances de défaut réelles. Pour les autres

longueurs de lignes sélectionnées, les tendances obtenues présentent des gradients très proches de la tendance de référence (49 m). Dans ce contexte, une équation de correction supplémentaire comprenant la longueur totale de la ligne et l'utilisation d'un facteur de compensation est déduite comme suit:

$$F_{dist}(corrigée) = F_{dist}(ANN) + \frac{a}{5} * (Line\ length - 49m) \quad (3.24)$$

Le facteur de compensation ($a = 3,87$) a été déterminé expérimentalement. En utilisant l'équation (3.24), un ensemble de différentes longueurs de lignes comprises entre 39 m et 150 m est testé. Les résultats sont présentés dans le Tableau 3.2.

TABLE 3.2: Estimation de la distance de défaut pour différentes longueurs de ligne.

Line length	Fault distance (m)																							
	3	8	13	20	27	33	40	47	50	57	63	67	72	80	87	91	98	109	119	128	133	138	143	149
39m	3.307	8.179	15.075	19.367	29.992	32.668	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
44m	3.217	7.885	14.807	20.071	26.279	35.151	42.335	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
49m	3.029	7.786	14.399	20	26.325	31.145	40.000	47.78	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
54m	2.853	7.605	14.231	19.638	26.883	30.702	44.504	44.723	50.596	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
59m	3.432	8.237	14.852	20.158	27.501	32.08	42.619	48.683	48.436	55.775	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
64m	2.606	7.197	13.905	19.179	26.236	31.244	39.379	47.365	52.514	55.539	57.083	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
69m	2.793	7.139	13.651	19.016	26.036	30.813	40.094	44.467	49.377	55.900	63.517	61.510	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
74m	3.334	7.278	13.504	18.789	25.881	30.607	40.182	44.951	47.404	58.401	60.726	67.134	63.595	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
79m	4.226	7.759	13.487	18.610	25.721	30.426	39.746	45.295	48.093	54.417	64.342	63.996	71.362	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
84m	5.563	8.585	13.765	18.572	25.465	30.283	39.417	44.912	48.247	53.921	63.697	68.291	70.289	72.134	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
89m	7.219	9.856	14.355	18.731	25.3	30.03	39.24	44.575	47.819	54.576	60.411	66.699	71.571	79.109	71.900	-	-	-	-	-	-	-	-	-
94m	9.24	11.446	15.383	19.224	25.304	29.864	39.054	44.363	47.475	54.376	60.707	63.775	73.359	76.821	81.387	76.010	-	-	-	-	-	-	-	-
99m	11.591	13.405	16.726	20.089	25.567	29.803	38.857	44.224	47.291	53.987	61.076	64.263	69.404	79.651	85.968	85.0439	74.982	-	-	-	-	-	-	-
110m	17.776	18.854	20.989	23.315	27.361	30.681	38.586	43.754	46.856	53.510	60.325	64.071	69.723	76.103	87.806	87.223	95.331	80.411	-	-	-	-	-	-
120m	24.274	24.91	26.237	27.736	30.534	33.019	39.307	43.764	46.623	53.106	59.933	63.558	68.993	76.892	82.633	87.704	95.463	100.927	82.743	-	-	-	-	-
150m	46.363	46.417	46.587	46.845	47.421	48.04	49.958	51.638	52.864	56.165	60.631	63.457	68.094	75.317	82.164	86.023	93.121	103.707	119.11	124.393	124.186	118.534	107.962	98.043

Les estimations de distance de défaut (valeurs du tableau surlignées) sont comprises entre 0 et 10%. Il convient de souligner que pour des longueurs de lignes comprises entre 39 m et 99 m, l'algorithme donne de bonnes performances en utilisant le même apprentissage que pour une ligne de 49 m. Cependant, pour des longueurs de ligne supérieures à 99 m, l'estimation des distances de défaut est dégradée pour les points proches de la charge et principalement avec ceux situés près de la source d'alimentation.

Pour une longueur de ligne de 150 m, malgré les caractéristiques non linéaires de la courbe obtenue dans la Fig. 3.29, l'algorithme parvient à estimer des distances de défaut avec de bonnes performances dans une zone linéaire restreinte de 50 à 128 m.

L'algorithme de localisation des défauts a également été testé avec des signatures de défauts d'arc (data 8 et 11) qui n'ont pas été utilisées dans l'apprentissage ANN. Pour une ligne électrique de 100 m, des défauts d'arc série sont générés à certains points représentatifs le long de la ligne. Ensuite, le valeur estimée par le réseau ANN et la distance connue sont substituées dans l'équation (3.24). Les résultats sont affichés dans la Fig. 3.30. Pour les distances de défaut de 3 m à 80 m, les erreurs obtenues sont

inférieures à 15%. Dans le cas d'un défaut situé près de la charge, l'erreur augmente pour atteindre une valeur de 36%.

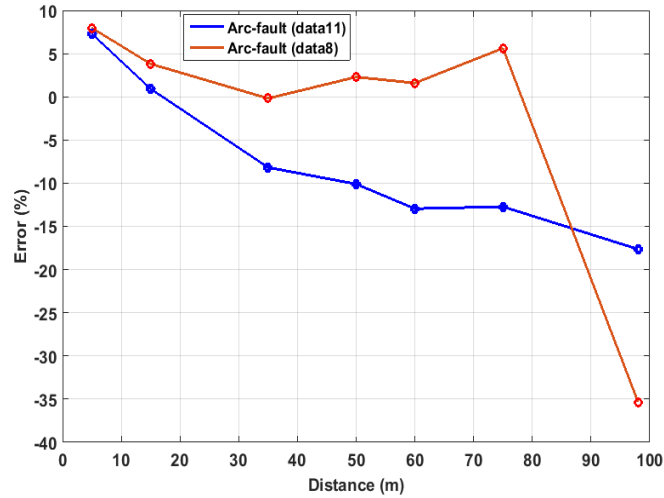


FIGURE 3.30: Erreurs de distance de défaut estimée pour une ligne de 100 m.

Nous avons également testé la méthode lorsque les caractéristiques électriques de la ligne sont modifiées. Pour une validation finale de l'algorithme, les valeurs des paramètres d'impédance de la ligne (notée Z1) sont remplacées par de nouvelles valeurs: $L = 0.00059592 * 10^{-3}$, $C = 3.37 * 10^{-11}$ and $G = 7.5 * 10^{-10}$ (noté Z2). Des longueurs de lignes de 39 m, 49 m et 80 m sont considérées pour les essais. Les résultats sont illustrés dans la Fig. 3.31.

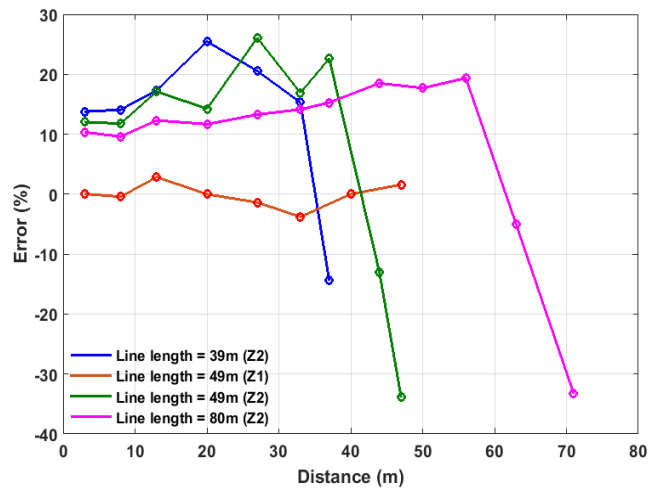


FIGURE 3.31: Erreurs de distance de défaut estimées (paramètres d'impédance différents).

Sur la ligne 49 m, les paramètres d'impédance (Z2) augmente modérément l'erreur sur l'estimation de la distance de défaut (courbe verte). Pour le défaut situé près de la charge, l'erreur atteint une valeur maximale (33,88%). Une bonne coïncidence entre les

distances de défaut estimées et réelles peut être observée sur des longueurs de lignes de 39 m et 80 m. De même, les performances se dégradent et les erreurs d'estimation sont maximales pour les points de défaut proches de la fin des lignes (respectivement 14,4% et 32,7%).

L'algorithme fonctionne de manière fiable, en fournissant des estimations précises des distances de défaut pour les défauts d'arc série situées à des positions où le réseau neuronal n'a pas été entraîné. Cependant, la performance de la méthode est dégradée lorsque des échantillons différents (variation dynamique du défaut) sont utilisées. Dans ce contexte, la Section suivante présente une méthode basée sur les signaux d'onde progressive à l'aide de la transformée en ondelettes. Cette méthode qui n'est pas fortement influencée par les paramètres électriques de la ligne sera moins sensible aux changements d'impédance présentés dans les défauts d'arc.

3.4 Méthode basée sur les signaux d'onde progressive

La méthode utilisée dans cette section est basée sur le travail proposé dans [33]. Les auteurs de ce travail utilisent la transformée en ondelettes pour l'estimation de la distance des défauts parallèles phase à phase ou phase à terre. Sur la base de leurs résultats, nous proposons l'utilisation de la méthode dans l'estimation des défauts d'arc série générés à différents endroits dans le banc d'essai expérimental présenté dans le Chapitre I.

L'onde haute fréquence générée lors d'un défaut peut être traitée à l'aide de la méthode des ondes progressives présentée en détail au chapitre III. La Fig. 3.32 montre un schéma général utilisé pour l'acquisition de données, leur traitement et finalement l'estimation d'un défaut sur la ligne de transmission expérimentale.

Les enregistrements de données ont été effectués par un oscilloscope en un point situé près de la source et un autre près de la charge (enregistrement de courants et tensions). Ensuite, les données ont été transférées sur un ordinateur où tout le calcul a été effectué en utilisant le logiciel MATLAB. La transformée en ondelettes décompose les signaux enregistrés en plusieurs coefficients contenus dans différentes échelles de bandes de fréquences (D1, D2, D3, D4.... etc.). L'échelle D1 a une bande de fréquences inférieure à celle d'autres bandes de fréquences qui peuvent éventuellement contenir le phénomène de défaut d'arc. Ainsi, la présence des ondes haute fréquence appartenant à un défaut d'arc peuvent être identifiées dans les échelles à haute fréquence. L'emplacement de défaut utilise le décalage temporel entre deux ondes de fréquence capturées aux deux

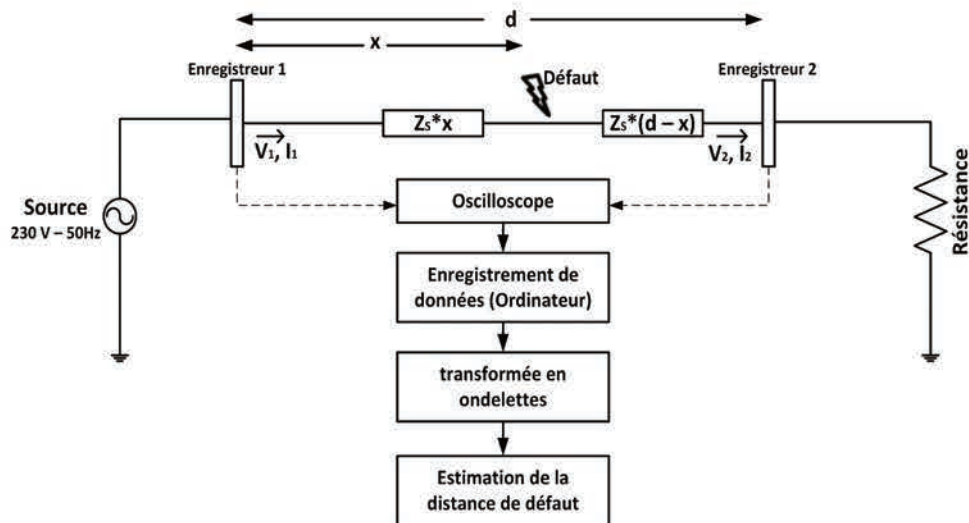


FIGURE 3.32: schéma pour l'acquisition de données aux deux extrémités de la ligne.

extrémités de la ligne. Ce type de méthode par ondes progressives peut être plus approprié pour les défauts de l'arc série, car il fournit un temps de référence à partir duquel est mesuré le décalage temporel.

Il faut remarquer que la précision de la localisation des défauts dépend de la fréquence d'échantillonnage sélectionnée (plus elle est élevée, meilleure est la précision). Cependant, le temps de traitement et les ressources mémoire d'un ordinateur peuvent être très élevés. Dans ce contexte, une fréquence d'échantillonnage de 250 MHz sélectionnée expérimentalement permet un temps de calcul raisonnable.

Selon la bibliographie, dans la méthode à base ondes progressives, les mesures de courants de tensions sont utilisées pour la localisation des défauts parallèles. Cependant, dans notre cas particulier, nous avons constaté expérimentalement que l'utilisation des mesures des tensions est plus appropriée pour la localisation des défauts de l'arc série sur une ligne courte avec des résultats plus précis par rapport à ceux qui sont obtenus en utilisant les mesures de courants

Les Figs. 3.33 et 3.34 montrent les coefficients de la transformée en ondelettes pour la ligne de transmission expérimentale sans défaut obtenus en différentes bandes de fréquences (D1, D2, ..., D10) avec la même échelle de temps.

L'ondelette mère utilisée est de type Daubechies 4 (proposée dans [33] pour la localisation des défauts électriques). Après quelques expériences, nous avons constaté que la troisième bande de fréquence D3 peut être très utile pour faire l'analyse d'écart temporel entre les coefficients de tension obtenus sur les points des mesures 1 et 2.

Les coefficients obtenus sont issus de plusieurs réflexions sur les différents points de la ligne expérimentale où il se produit un changement dans l'impédance. Principalement

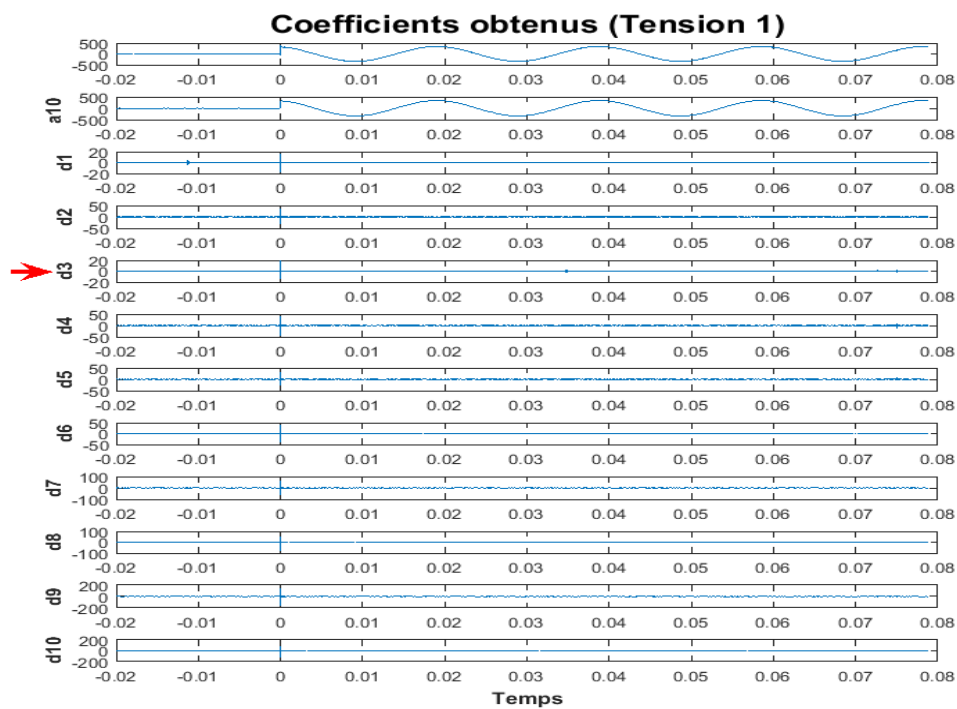


FIGURE 3.33: Coefficients obtenus dans le terminal 1.

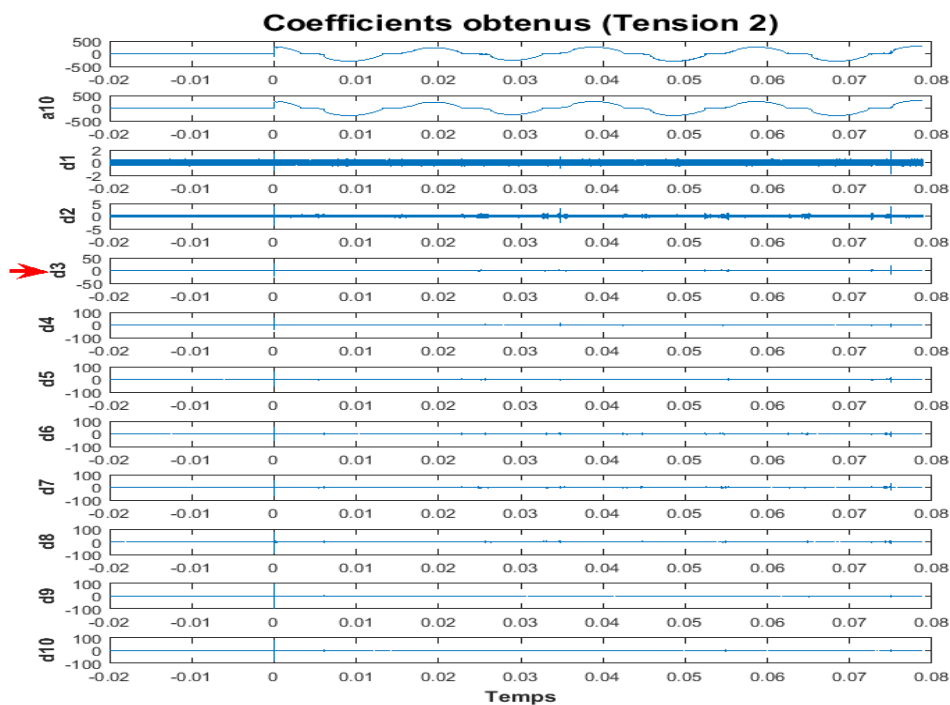


FIGURE 3.34: Coefficients obtenues dans le terminal 2.

ces points sont la charge, le défaut d'arc électrique et la source qui intrinsèquement associés au réseau électrique domestique introduisent des réflexions produites par d'autres points de réflexion situés en dehors de la ligne expérimentale. Pour cette raison quelques réflexions sont superposées. A cet égard, il est nécessaire d'identifier les différents coefficients obtenus afin de trouver un décalage temporel qui permette l'estimation de l'emplacement du défaut. La bande de fréquences de 15 MHz à 31 MHz qui appartient à l'échelle D3 permet de visualiser les coefficients de réflexion comme se montre sur la Fig. 3.35.

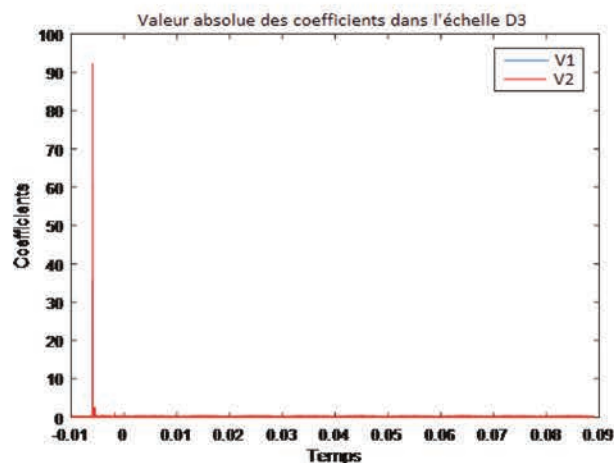


FIGURE 3.35: Coefficients obtenus à l'échelle D3.

Lorsque la ligne est alimentée par la source de tension, plusieurs coefficients de réflexion sont produits au niveau de la charge et la source de la ligne expérimentale mais ils sont seulement présents dans un court laps de temps où la charge commence à être mise sous tension, après ils disparaissent. Dans cette partie expérimentale, l'objectif est de trouver les réflexions produites par la charge afin d'effectuer une estimation de décalage entre les coefficients obtenues et finalement de trouver la longueur totale de la ligne. La première réflexion produite dans la charge se déplace en sens inverse jusqu'à ce qu'une nouvelle réflexion soit produite au niveau de la source. Ces deux réflexions sont détectées par les mesures aux extrémités de la ligne. Dans le premier test, le résultat de la décomposition au niveau D3 est présenté dans la Fig. 3.36.

La première réflexion produite par l'impédance de la source n'est pas prise en compte. La seconde réflexion (produite par la charge) qui a une forte amplitude est enregistrée à la fin de la ligne. Cette onde qui se déplace en sens inverse est à l'origine d'une autre réflexion qui est capturée par l'enregistreur situé près de la source. Le décalage temporel estimé à partir de la Fig. 3.36 est utilisé pour l'estimation de la longueur totale de la ligne à partir de la relation:

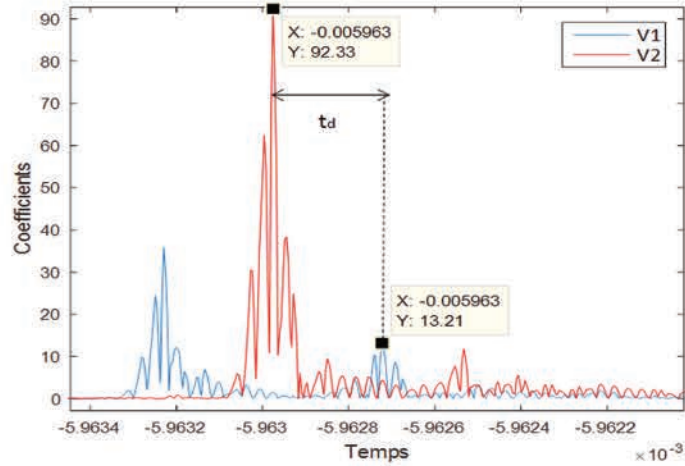


FIGURE 3.36: Valeur absolue des coefficients (ligne sans défaut).

$$d = \nu * t_d \quad (3.25)$$

où $\nu = 2 * 10^8 m/s$ est la vitesse de la propagation théorique de l'onde électrique et t_d est le temps d'écartement entre les deux coefficients.

L'estimation de la longueur totale du câble a une valeur $d = 49.6m$. La même estimation a été répétée deux fois de suite et a permis l'obtention $d = 51.14m$ et $d = 50.9m$ respectivement (résultats reproductibles).

Ces tests estiment la longueur totale de la ligne à une valeur proche de la longueur réelle. Les réflexions produites au niveau D3 lorsqu'un défaut est produit sont présentées dans la Fig. 3.37.

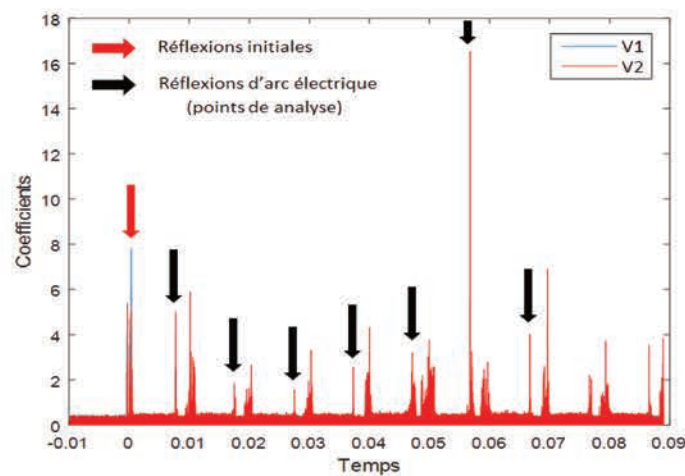


FIGURE 3.37: Valeur absolue des coefficients (ligne défailante).

De nombreuses réflexions sont générées au niveau D3. Pour l'estimation de la distance de défaut, les réflexions initiales produites par la variation d'impédance de la charge et

de la source ne sont pas prises en compte. D'autre part, de nombreuses réflexions sont produites par un événement de défaut d'arc. Les amplitudes des coefficients réfléchis sont influencés par des variations de l'impédance aléatoire présentes dans l'arc électrique.

Pour l'analyse, des coefficients de réflexion les plus forts sont identifiés expérimentalement. Ces coefficients obtenus à partir des mesures aux extrémités de la ligne sont comparés afin d'obtenir un décalage temporel qui est utilisé dans l'équation (3.26).

$$x = \frac{\text{Longueur totale de la ligne} - \nu * t_d}{2} \quad (3.26)$$

Dans la plate-forme d'expérimentation, trois défauts d'arc à différents endroits (près de la source, au centre et à l'extrémité de la ligne) ont été générés afin de confirmer l'efficacité de la méthode proposée. Les résultats obtenus sont présentés dans la Fig. 3.38.

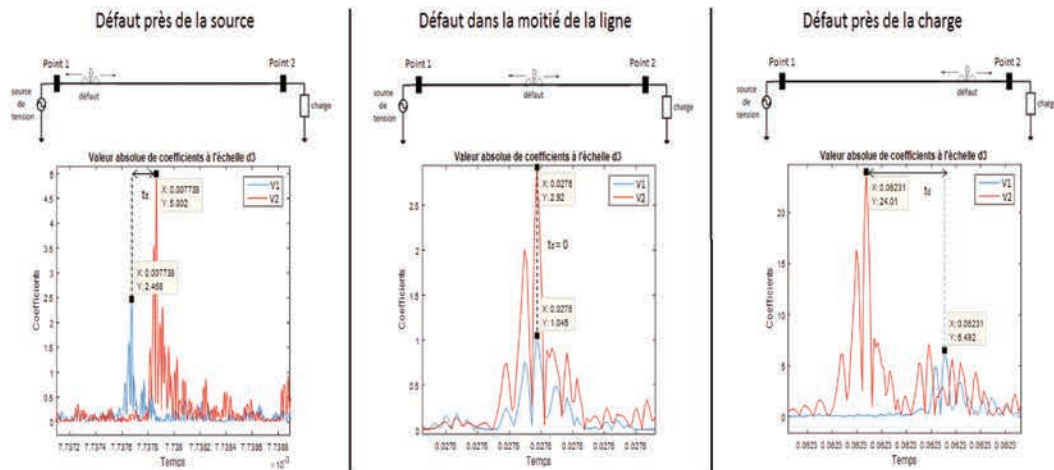


FIGURE 3.38: Coefficients obtenus pour différentes positions de défaut d'arc série.

La Fig. 3.38 montre que les coefficients de réflexion capturés au point des mesure 1 et 2 ont un ordre d'apparition qui dépend de la position du défaut d'arc série. Dans le premier cas, le coefficient de réflexion pour le point de mesure situé proche de la source arrive en première position. Le décalage temporel obtenu a une valeur positive. Dans le deuxième cas, les deux coefficients de réflexion aux points A et B sont superposés. Dans ce cas, le décalage temporel a une valeur nulle. Dans le troisième cas, le coefficient de réflexion pour le point de mesure proche de la charge arrive en première position et le décalage temporel obtenu a une valeur négative.

Le Tableau 3.3 montre les performances de l'estimation de la distance de défaut pour les tests effectués.

TABLE 3.3: Résumé des résultats.

Distance de défaut réelle (m)	8.13	26.34	42.08
Décalage temporel (s)	$1.9357 * 10^{-7}$	0	$-1.593 * 10^{-7}$
Distance de défaut estimée (m)	5.14	24.5	40.43
Erreur d'estimation (%)	6.10	3.76	3.37

Les résultats obtenus montrent que les estimations des distances de défaut sont proches des distances de défaut réelles. La méthode mise en oeuvre permet d'obtenir de bonnes performances dans l'estimation des points de défaut distants les uns des autres. En outre, cette méthode est moins affectée par les variations d'impédance présentées dans un défaut d'arc série par rapport à la méthode développée dans la section précédente.

Cependant, pour les points de défaut proches les uns des autres, la performance de la méthode est fortement dégradée dû au fait que le décalage temporel entre les coefficients n'a pas des changements importants. Ainsi, la méthode est très sensible aux changements du décalage temporel qui peuvent également être affectés pour l'effet de chevauchement.

Cette section présente les premiers résultats de la méthode basée sur la transformée en ondelettes. Il est toutefois nécessaire de développer la méthode afin d'améliorer la performance dans l'estimation de la distance de défauts.

3.4.1 Considérations à prendre en compte pour l'application de la méthode

- L'estimation de la distance de défaut à l'aide de la transformée en ondelettes nécessite un taux de fréquence élevé qui doit augmenter si la longueur de la ligne est réduite. Dans notre cas, pour une ligne de 49 m, une fréquence maximale de 250 MHz a été sélectionnée afin de calculer la transformée en ondelettes en évitant une charge de calcul excessive.
- Les mesures de tension utilisées par la transformée en ondelettes ont amélioré les performances du défaut et du courant estimé avec les mesures affectées par la fréquence actuelle (les sondes de courant ont des variations d'impédance à partir de 100 MHz).
- L'analyse des coefficients de la transformée en ondelettes a été effectuée au niveau D3 (bande de fréquences 15-31 MHz). A ce niveau, nous avons trouvé le décalage temporel entre deux coefficients de réflexion qui ont été choisis arbitrairement. Dans ce contexte, les performances de la méthode proposée dépendent d'une sélection d'échelle de fréquence adéquate, de l'ondelette mère (selon la bibliographie la plus utilisée est Daubechies 4) et de la charge.

3.5 Conclusions

Trois méthodes de localisation ont été présentées dans ce chapitre. La première basée sur les paramètres d'impédance et d'analyse DFFT des courants et des tensions. La seconde basée sur la génération de vecteurs de signature qui ont été utilisés pour entraîner un réseau de neurones et la troisième basée sur la décomposition des ondes à haute fréquence à l'aide d'une transformée en ondelettes.

En ce qui correspond la première méthode. La performance de la méthode est fortement influencée par un modèle de ligne qui doit avoir une sélection adéquate d'une valeur d'impédance mutuelle et également par la sélection d'une bande de fréquence pour l'analyse. Ainsi, les estimations de distance de défaut dépendent de valeurs supposées pour trouver une tendance minimale qui devrait correspondre au défaut réel. Cependant, la méthode n'est pas assez précise pour distinguer les défauts de distance dans des intervalles de longueur en dessous de 5 m car les tendances minimales des valeurs supposées sont proches.

La seconde méthode utilise un mécanisme plus sophistiqué pour les estimations de défauts. Cette méthode permet d'améliorer la précision dans l'estimation de la distance de défaut et a été validée en utilisant différentes longueurs de ligne et différents paramètres de ligne avec des résultats qui sont prometteurs. Cependant, la méthode peut être affectée dans le cas de fortes variations d'impédance d'un défaut d'arc en série et données d'entraînement utilisées par le réseau neuronal.

La troisième méthode testée peut faire face aux problèmes de variations dynamiques sur les défauts d'arc série. Cependant, la méthode nécessite une fréquence d'échantillonnage très élevée pour avoir une bonne précision dans l'estimation des distances de défaut. La méthode dépend également d'une discrimination adéquate des réflexions indésirables de ceux provenant des réflexions produites par le défaut qui peut conduire à des estimations erronées.

Chapitre 4

Filtre de Kalman et processeur de logique floue pour la détection de défauts d'arc série dans un réseau électrique domestique

4.1 Introduction

La détection des défauts d'arc dans les réseaux domestiques est un sujet important pour les industriels et les chercheurs depuis de nombreuses années. Aux États-Unis, la norme de sécurité UL 1699, datant de 1999, inclut les exigences relatives aux interrupteurs de défaut d'arc AFCI (Arc Fault Circuit Interrupter) tandis qu'en Europe, la norme IEC 62606 est beaucoup plus récente et a été à la pointe du développement d'équipements de protection contre les arcs électriques à usage domestique (fréquence de fonctionnement 50 Hz et tension d'alimentation 230 V). Les dispositifs de protection sont principalement basés sur l'analyse du courant de la ligne d'alimentation et sont insérés au niveau de la source d'alimentation générale dans les unités d'habitation. Le défi pour les algorithmes de détection de défauts est de travailler efficacement avec différentes configurations de circuits où les défauts d'arc en série sont difficiles à identifier. Dans ce travail, nous nous concentrons sur les situations de défaut d'arc en présence de charges de masquage, tout en tenant compte de l'effet transitoire des charges de démarrage, de la configuration du filtre EMI et des appareils perturbateurs.

La première difficulté dans le développement de l'AFCI réside dans le choix d'un ou plusieurs critères optimaux. Différentes approches de détection de défaut d'arc ont été

proposées dans la littérature, l'analyse spectrale étant la méthode de détection la plus utilisée. Plusieurs études se concentrent sur les troisième et cinquième harmoniques [87–91] est réalisée dans une variété de bandes allant des basses fréquences jusqu'à 20 kHz. Dans [2], un algorithme de détection de défaut basé sur le calcul du spectre de densité d'énergie utilise une structure existante d'un filtre de puissance active shunt. L'approche présentée dans [92] analyse la densité spectrale de puissance des rayonnements électromagnétiques.

Les méthodes basées sur l'évolution temporelle du courant de ligne utilisent le facteur de crête [93], les corrélations inter-périodes de [1] ou dérivée algébrique du courant de ligne [94].

Les méthodes temps-fréquence sont capables d'analyser des signaux transitoires non stationnaires produits par des arcs en utilisant essentiellement la transformée en paquets Wavelet [95–97] et récemment la transformation Hilbert-Huang [98]. La performance de ces méthodes est fortement influencée par la fréquence d'échantillonnage, le niveau de décomposition du signal et le type de charge connectée au réseau électrique [99].

Dans cette étude, la méthode de détection basée sur le filtre de Kalman présente l'avantage majeur de permettre une estimation temporelle régulière via une structure de traitement numérique en ligne, contrairement aux autres méthodes proposées dans la littérature qui effectuent la détection sur une fenêtre temporelle glissante prédéfinie [1, 2, 87–99].

Le filtre de Kalman et le filtre kalman étendu (EKF) sont largement utilisés dans le diagnostic de défauts [100–102] et les systèmes de navigation [103]. Le filtre de Kalman estime récursivement les états instantanés des données bruitées (mesures). La génération de résidus ou l'estimation du bruit à travers la variance de la distribution gaussienne [104] est utilisée pour identifier la présence d'un défaut.

Dans [105], le filtre de Kalman est utilisé pour calculer les valeurs propres qui sont comparées à une valeur de référence prédéfinie (seuil) afin d'identifier la présence d'un défaut d'arc. Cependant, cette méthode a été testée en mode de fonctionnement stationnaire en utilisant principalement des appareils ménagers résistifs comme charges, sans considérer les charges motrices.

Une partie importante de l'algorithme de détection réside dans le bloc de décision qui doit fonctionner de manière fiable pour confirmer la présence d'un défaut d'arc, en respectant les temps de détection imposés par les normes UL 1699 et CEI 62606. Les techniques statistiques utilisées pour la sélection des seuils statiques présentés dans [106] ne sont pas suffisantes pour développer des algorithmes robustes capables d'éviter les fausses activations sur les disjoncteurs. Une autre solution consiste à utiliser un réseau

de neurones ou un système SVM (Support Vector Machine) [107, 108]. Cependant, ils nécessitent de longues étapes d'apprentissage et sont difficiles à mettre en œuvre dans une carte électronique classique. Afin de concilier simplicité et efficacité, la stratégie adoptée dans ce travail repose sur une logique de seuillage adaptatif. La partie principale de la prise de décision est constituée par un processeur de logique Fuzzy largement utilisé ces dernières années dans le diagnostic de défauts dans les systèmes photovoltaïques et robotiques [109–112].

4.2 Méthode proposée

Le schéma de principe de l'ensemble de l'algorithme est représenté sur la Fig. 4.1. La méthode proposée repose principalement sur le filtre de Kalman associé à une partie de décision basée sur la logique floue.

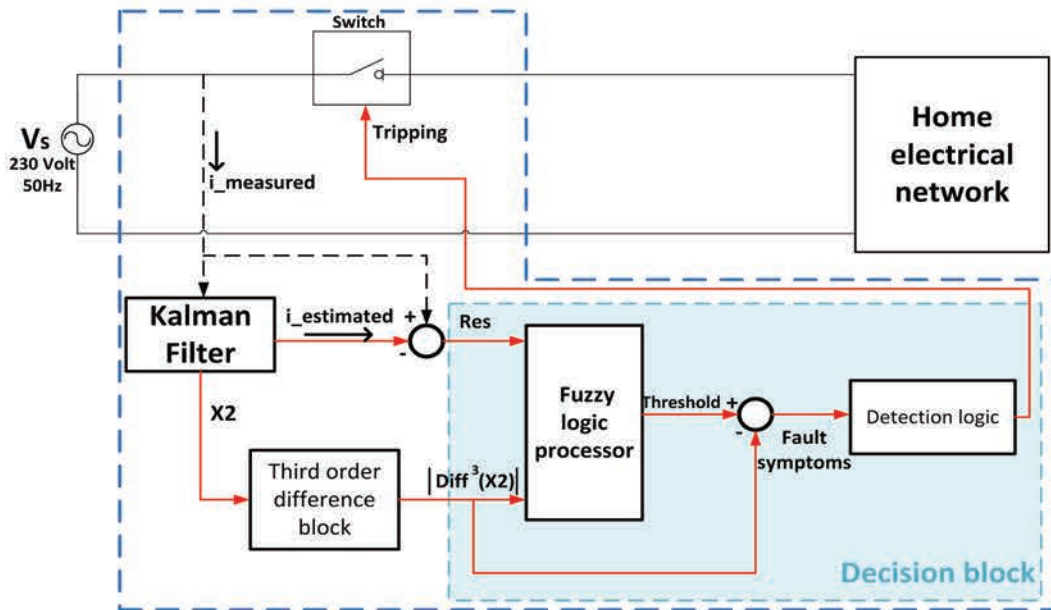


FIGURE 4.1: Schéma proposé pour la détection AC des défauts d'arc série.

L'entrée du filtre kalman est le courant mesuré aux bornes de l'alimentation. Le signal de courant est estimé en utilisant le calcul des variables à deux états $X1$ et $X2$ obtenues à partir des équations d'état. Les résidus (Res) obtenus à partir de la soustraction entre le courant mesuré et son estimation ainsi que la différence de troisième ordre de l'état $X2$ sont utilisés par le bloc de décision. Ce bloc est constitué d'un processeur de logique floue chargé de générer des symptômes de défaut qui sont traités par un bloc logique de détection pour confirmer la présence d'un défaut d'arc. Enfin, ce bloc envoie un signal de déclenchement (TS) pour activer un sectionneur contrôlé afin de déconnecter la source d'alimentation de la ligne.

4.2.1 Filtrage de Kalman

Le modèle mathématique d'un système dynamique peut être décrit en utilisant une représentation de l'espace d'état sous la forme suivante:

$$X(n+1) = A * X(n) + W(n) \tag{4.1}$$

$$Y(n) = C * X(n) + V(n) \tag{4.2}$$

où $X(n)$ est le vecteur d'état du processus, A est la matrice de transition, $W(n)$ est la matrice de bruit du processus, $Y(n)$ est la sortie mesurée, C est la matrice de sortie et $V(n)$ est la matrice de bruit de mesure.

Le bruit de processus $W(n)$ est directement lié à un défaut d'arc série dans la ligne d'alimentation dont la dynamique est inconnue. La matrice de bruit de mesure $V(n)$ concerne principalement le bruit introduit par le capteur de courant. Les deux sont supposés être processus de bruit blanc non corrélé et de moyenne nulle.

Les paramètres de covariance obtenus à partir de $W(n)$ et $V(n)$ sont utilisés dans la conception d'un filtre de Kalman. Ces paramètres représentent un compromis entre une réponse de filtre plus rapide et une meilleure atténuation dans les estimations de filtre. Les matrices de covariance symétriques sont définies par $Q = E[W^T W]$ et $R = E[V^T V]$.

Le filtre de Kalman estime un signal dans le domaine discret et filtre les bruits. Le courant de ligne (en mode de fonctionnement normal sans défaut) peut être représenté par deux phaseurs: le premier avec une phase initiale de 0 degré et le second avec un décalage de 90 degrés.

$$i(n) = X1 * \cos w_o t - X2 * \sin w_o t \tag{4.3}$$

Où $X1$ et $X2$ sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes, à moyenne nulle, et ils représentent la partie réelle et imaginaire du courant mesuré. Les équations du système sont ensuite définies à l'aide d'un modèle à deux états présenté dans [113].

$$\begin{bmatrix} X1(n+1) \\ X2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W(n) \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

$$\begin{bmatrix} i(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos w_o n \Delta t & - \sin w_o n \Delta t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V(n) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Les équations (4.4) et (4.5) représentent respectivement les équations d'état et de mesure. L'estimation récursive de X1 et X2, en présence de bruit de mesure, commence par leur initialisation en utilisant les valeurs initiales $X(n) = AX(n - 1)$, et une précédente affectation de la matrice de covariance d'erreur $P(n - 1) = Q$.

Le mécanisme de correction d'un filtre de Kalman estime la matrice de covariance d'erreur ($P(n)$), le gain de Kalman (Kg) et l'innovation ($inno$) en utilisant les équations (4.6), (4.7), (4.8).

$$P(n) = AP(n - 1)A^T + Q \quad (4.6)$$

$$Kg = P(n)C^T inv(CPC^T + R) \quad (4.7)$$

$$inno = i(n) - CX(n) \quad (4.8)$$

$$X(n + 1) = X(n) + Kg * inno \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} P(n + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} P(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Kg * C * P(n) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$i_{estimated} = CX(n + 1) \quad (4.11)$$

Les équations (4.9) et (4.10) calculent la prédiction du vecteur d'état et de la matrice de covariance d'erreur. Finalement, le signal de sortie estimé est obtenu à partir de l'équation (4.11).

Dans la conception du filtre de Kalman, on trouve Q et R afin de prendre une réponse dynamique rapide de telle sorte que le signal estimé puisse suivre rapidement le signal réel dans des conditions de fonctionnement normales.

4.2.2 Tests de défauts d'arc série utilisant des charges domestiques typiques

Le Tableau 1.3 présenté dans le Chapitre 1 montre les caractéristiques des principales charges domestiques linéaires et non linéaires connectées dans le circuit. Une base de données de signatures est obtenue en utilisant une configuration de charges simple et combinée. La combinaison de différentes charges peut être réalisée selon plusieurs configurations présentées dans les normes UL 1699 et IEC 62606.

Les appareils sont associés en parallèle, car la détection des défauts est plus difficile à réaliser avec des charges combinées. D'autres tests sont effectués selon les configurations de masquage présentées dans la Fig. 4.2. Dans les configurations de type masquage, une résistance de 80Ω génère un effet de masquage dans le circuit. En configuration de charges parallèles, et pour la première configuration de type masquage, le défaut d'arc en série est généré entre le fil qui relie l'alimentation et les charges parallèles. Dans la deuxième configuration de type masquage, le défaut d'arc est généré en série avec la résistance. Dans la troisième configuration (type de masquage 3), le défaut d'arc est situé en série avec la charge.

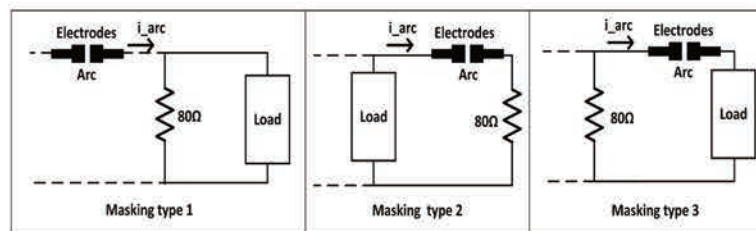


FIGURE 4.2: Différentes configurations de type masquage.

La norme IEC 62606 recommande également le test EMI selon l'expérience représentée dans la Fig. 4.3. Le fil a des caractéristiques précises ($length = 24m, section = 2.5mm^2$). Deux condensateurs de $0.22\mu f$ sont insérés dans le circuit.

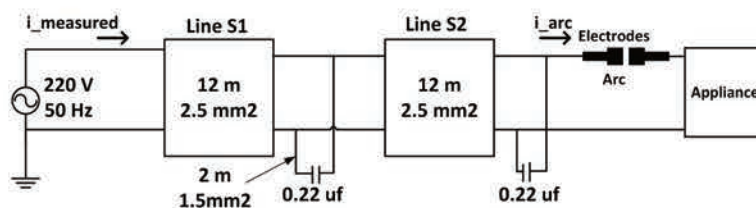


FIGURE 4.3: Filtre EMI.

Une autre configuration de circuit pouvant perturber le bon fonctionnement du détecteur est illustrée dans la Fig. 4.4. Un appareil perturbateur est inséré dans une branche parallèle à la charge protégée. Les variations et les démarrages de charges perturbatrices peuvent donc être interprétés comme des défauts par le circuit de protection. Tous ces

tests permettent de reproduire des situations pour lesquelles la détection d'un défaut d'arc est particulièrement difficile à réaliser ou des situations pour lesquelles une fausse détection est favorisée.

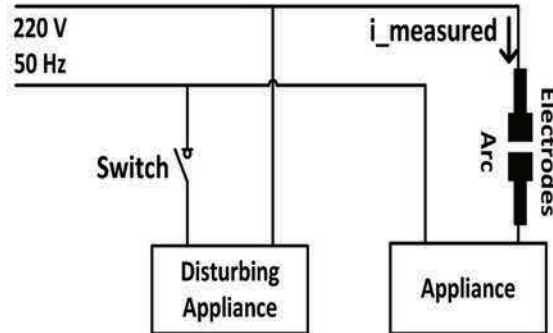


FIGURE 4.4: Défaut d'arc en utilisant une configuration perturbatrice de l'appareil.

4.2.3 Sélection de la fréquence de fonctionnement pour le filtre de Kalman

L'utilisation d'un filtre de Kalman nécessite tout d'abord la sélection d'une fréquence d'échantillonnage dans laquelle le filtre fonctionne de manière optimale. À cette fin, une configuration simple consistant en une résistance de puissance de 48Ω -1000 W est utilisée dans la plate-forme expérimentale. $Res(n)$ est obtenu en calculant la différence entre un courant d'échantillon et son estimation à l'aide d'un filtre de Kalman selon l'équation (4.12).

$$Res(n) = (i_{measured}(n) - i_{estimated}(n))^2 \quad (4.12)$$

Trois fréquences d'échantillonnage de 1kHz, 100kHz et 1MHz ont été sélectionnées. Le courant dans les conditions normales puis en présence d'un défaut, ainsi que la génération de Res , sont affichés dans la Fig. 4.5 pour montrer l'influence du taux de fréquence sur la dynamique du filtre. Le mode de fonctionnement est le suivant: lorsqu'un défaut d'arc est produit, la dynamique du filtre ne peut pas suivre tous les changements de forme présentés dans la forme d'onde de courant. Par conséquent, les amplitudes de Res deviennent significatives, indiquant la présence d'un défaut d'arc. Cependant, la réponse dynamique lente du filtre de Kalman qui fonctionne à 1 kHz génère, au début de l'estimation, des résidus (Res) avec des amplitudes élevées ($t < 0,2sec$) en fonctionnement normal du circuit. L'augmentation de la fréquence permet une réponse rapide du filtre. Par conséquent, à 100kHz et aussi à 1MHz, les fortes amplitudes présentées dans Res sont dues à la présence d'un événement de défaut d'arc. Sur la base de réponses dynamiques similaires à ces fréquences, le taux de fréquence de 100kHz a été sélectionné

afin d'éviter une charge de calcul inutile pour la mise en œuvre de l'algorithme dans une carte électronique (FPGA, DSP, etc.).

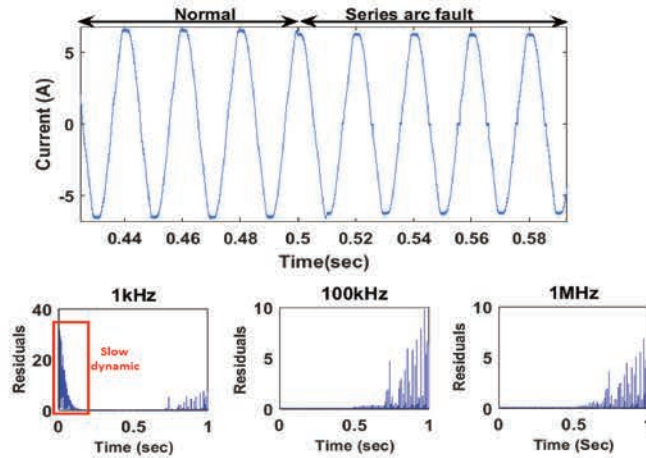


FIGURE 4.5: Génération de résidus avec différents taux de fréquence.

La présence d'un défaut d'arc peut être facilement détectée à partir de l'estimation de l'état X2 et Res en mode de fonctionnement stationnaire. Dans la Fig. 4.6a, un défaut d'arc est identifiable lors de l'utilisation d'un appareil résistif dans une configuration simple. Cependant, en utilisant un aspirateur (Fig. 4.6b), les amplitudes de Res ne sont pas affectées de manière significative par un défaut d'arc. En revanche, une chute d'amplitude de l'état X2 peut être observée à $t = 0,5s$ indiquant la présence d'un défaut.

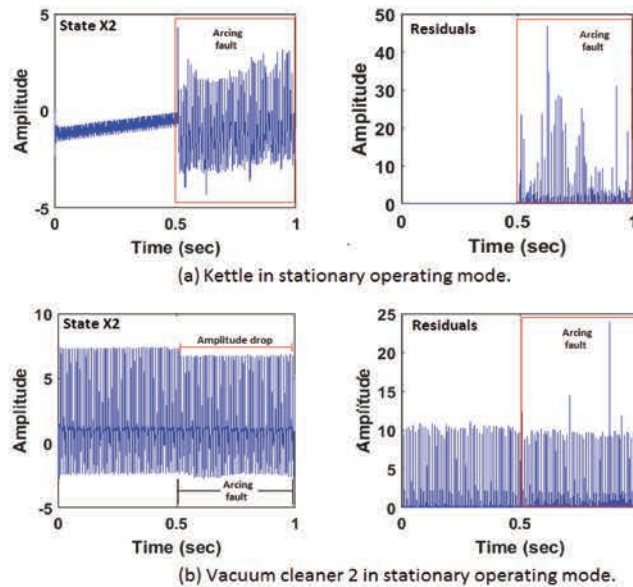


FIGURE 4.6: Etat X2 et résidus.

Compte tenu des résultats présentés à la Fig. 4.6, une stratégie de détection de défaut d'arc basée uniquement sur Res ne permet pas une détection efficace. Ainsi, les paramètres Res et state X2 peuvent être combinés pour détecter les défauts d'arc. L'expérience montre que l'état imaginaire X2 est beaucoup plus sensible à la présence

de défauts que X1. L'association de ces deux paramètres permettra de détecter des défauts d'arc en présence de charges moteur dans des conditions de fonctionnement complexes (différentes configurations de charge de masquage, effets transitoires, variations de vitesse et de couple moteur).

Néanmoins, il est préférable d'augmenter les variations de X2 pour obtenir de fortes variations du signal en présence de défauts d'arc. Pour ce faire, le traitement basé sur la différence de troisième ordre de X2 ($diff^3(X2)$) est effectué et présenté dans la partie suivante.

4.2.4 La différence de troisième ordre

Une méthode de filtrage de type dérivé pour la détection de défaut d'arc est présentée dans [114]. Selon les auteurs, cette méthode est basée sur la troisième dérivée du courant d'arc qui produit de grands gains de logarithmes en préservant les données spectrales de basse et haute fréquence. Cependant, la fonction dérivée présente l'inconvénient d'être intrinsèquement sensible au bruit [94]. Pour résoudre ce problème, une approche basée sur la différence de troisième ordre est utilisée. À cet égard, la différence de troisième ordre d'une fonction détecte le changement d'une fonction au lieu de calculer le taux de variation. Les algorithmes basés sur la différence de troisième ordre pour détecter la saturation du coeur dans les transformateurs électriques sont présentés dans [14, 115]. Dans ces articles, la discontinuité des courants mesurés est identifiée en utilisant la différence de premier ordre. Les différences du deuxième et du troisième ordre convertissent les points d'inflexion en impulsions utilisées comme symptômes de défaut.

Sur la base d'une approche similaire, la différence de troisième ordre $diff^3(X_2)$ pour la détection de défaut d'arc est obtenue à partir des équations suivantes:

$$diff^1[X2(n)] = X2(n) - X2(n - 1) \quad (4.13)$$

$$diff^2[X2(n)] = diff^1[X2(n)] - diff^1[X2(n - 1)] \quad (4.14)$$

$$diff^3[X2(n)] = diff^2[X2(n)] - diff^2[X2(n - 1)] \quad (4.15)$$

Le calcul de $|diff^3(X2)|$ en fonction de l'état X2 est effectué récursivement à l'aide de l'équation (4.16).

$$|diff^3(X2(n))| = G * |X2(n - 3) - 3X2(n - 2) + 3X2(n - 1) - X2(n)| \quad (4.16)$$

Cette équation prend en compte un facteur de gain ($G=1000$) défini expérimentalement pour amplifier les coefficients de différence de troisième ordre à utiliser dans la génération des symptômes de défaut. Le premier coefficient $|diff^3(X2(n=1))|$ est calculé en utilisant les quatre premiers échantillons de $X2$ (dépendance des valeurs stockées: $X2(n-3)$, $X2(n-2)$, $X2(n-1)$ et $X2(n)$).

4.3 La partie décision

La partie de décision joue un rôle clé dans la capacité de l'algorithme à éviter notamment les fausses alarmes.

4.3.1 Seuil adaptatif utilisant un approche de type Fuzzy

Sur la base de l'approche Fuzzy pour l'adaptation des seuils, nous présentons notre propre topologie affichée dans la Fig. 4.7. Dans notre système, Res et $|diff^3(X2)|$ sont utilisés comme entrées d'un processeur de logique Fuzzy (moteur Mamdani FIS). En mode de fonctionnement stable (hors transitoire, sans variation de la charge...), le résidu n'atteint pas une valeur nulle. Ces variations sont liées au bruits de mesure et autres perturbations pouvant apparaître. De plus, en mode de fonctionnement transitoire, ces écarts varient dynamiquement et dépendent du type d'appareil et de la configuration du circuit. L'évaluation de ces paramètres nécessite donc un processus de prise de décision afin de réduire la sensibilité aux fausses alarmes. Dans la logique de seuillage adaptatif représenté dans la Fig. 4.7, le processeur de logique floue utilise des règles floues pour définir un seuil optimal $\Delta J(Res, |diff^3(X2)|)$ qui est alors comparé aux coefficients $|diff^3(X2)|$ afin de générer des symptômes de défaut.

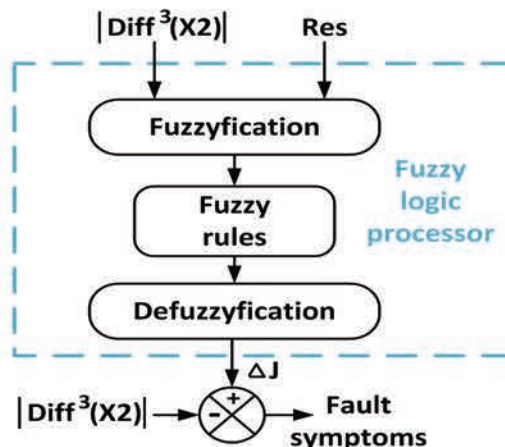


FIGURE 4.7: Logique de seuillage floue.

ΔJ augmente ou diminue sous différents scénarios de défaut (cela inclut des conditions de fonctionnement et des incertitudes variables). Plus la différence entre les coefficients $|diff^3(X2)|$ et ΔJ , plus il y a de possibilité de défaillance.

L'implémentation d'une logique de seuillage adaptatif comprend les étapes principales suivantes:

1. Connaissances heuristiques obtenues à partir du circuit électrique domestique sous différents scénarios de défauts et identification d'éventuelles fausses alarmes,
2. fuzzyfication de Res, $|diff^3(X2)|$ et ΔJ en choisissant des fonctions d'appartenance adéquates et,
3. définition des seuils de règles floues.

Les connaissances heuristiques seront utilisées dans le processus de fuzzyfication et dans la formulation des règles floues.

4.3.2 Fuzzyfication et règles de diagnostic

Le mappage des valeurs non floues dans une représentation par des ensembles flous est requis. Ainsi, la fuzzyfication de Res, $|diff^3(X2)|$ et ΔJ se font par des valeurs linguistiques. A cette fin, les valeurs obtenues à partir d'essais expérimentaux en mode de fonctionnement stationnaire sont utilisées comme référence. Le Tableau 4.1 montre les amplitudes maximales de Res et les coefficients $|diff^3(X2)|$ obtenus en présence de défauts d'arc.

TABLE 4.1: Valeurs de référence.

Appareil	Max. Res	Max. $ diff_3(X_2) $
Bouilloire	< 25	< 1500
Lampe halogène	< 5	< 250
Ventilateur	< 0.03	< 120
PC	< 1.5	< 300
Perceuse	< 0.4	< 820
Aspirateur 1	< 100	< 2000
Aspirateur 2	< 15 (constant)	< 1800

Une première analyse montre que Res et $|diff^3(X2)|$ ont des amplitudes faibles en l'absence de défauts d'arc. Inversement, les défauts d'arc génèrent des impulsions de grandes amplitudes qui dépendent du type d'appareil électroménager utilisé. Dans le Tableau 4.1, les valeurs d'amplitudes les plus élevées sont obtenues pour l'aspirateur 1 et les plus faibles amplitudes pour un ventilateur.

Dans le cas de l'aspirateur 2, les amplitudes de Res sont similaires indépendamment de la présence de défaut. Cependant, $|diff^3(X_2)|$ a des impulsions de grande amplitude en cas de défaut.

Les valeurs de référence obtenues dans le Tableau 4.1 et les connaissances obtenues à partir de l'observation des courants en mode de fonctionnement transitoire sont utilisées dans la conception des fonctions d'appartenance. Avec des amplitudes couvrant l'intervalle (0,1) celles ci sont définies par des formes géométriques correspondant à chaque description linguistique (faible, moyenne et élevée). Les trois groupes de fonctions d'appartenance personnalisées sont présentés dans la Fig. 4.8.

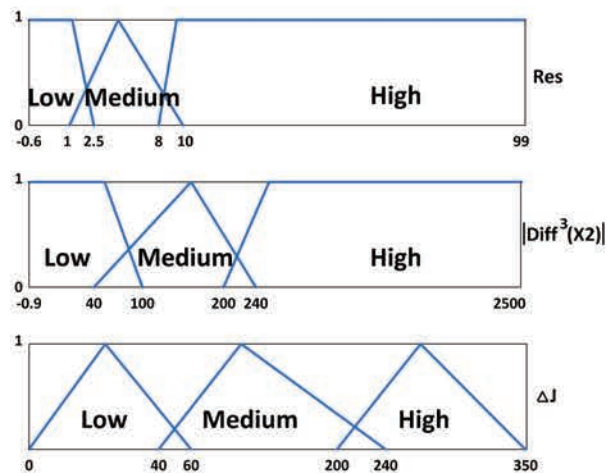


FIGURE 4.8: Ensembles flous.

Six règles floues expérimentalement répertoriées dans le Tableau A.1 permettent d'ajuster efficacement le niveau de seuil.

TABLE 4.2: Fuzzy rules.

Règle	Déclaration de règle
R1	Si Res est Faible ET $ diff^3(X_2) $ est Faible ALORS ΔJ est Haut
R2	Si Res est Faible ET $ diff^3(X_2) $ est Moyen ALORS ΔJ est Faible
R3	Si Res est Moyen ET $ diff^3(X_2) $ est Haut ALORS ΔJ est Haut
R4	Si Res est Haut ET $ diff^3(X_2) $ est Moyen ALORS ΔJ est Haut
R5	Si Res est Moyen ET $ diff^3(X_2) $ est Moyen ALORS ΔJ est Moyen
R6	Si Res est Haut ET $ diff^3(X_2) $ est Haut ALORS ΔJ est Haut

4.3.3 Logique de détection

Des situations anormales non liées à la présence d'un défaut peuvent être générées par un pic de courant élevé produit lors du branchement d'une charge. Ce phénomène de courte durée ne peut être correctement suivi par le filtre de Kalman. Par conséquent,

Res et $|diff^3(X2)|$ ont des amplitudes élevées. La logique de seuillage peut également générer des symptômes de fausse détection. Le bloc logique de détection illustré à la Fig. 4.9 garantit une détection correcte des défauts. Ce bloc confirme la présence d'un défaut d'arc et réduit également les faux déclenchements comme nous le verrons dans la section suivante.

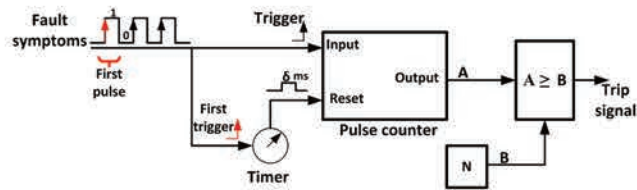


FIGURE 4.9: Logique de détection.

Dans le processus de confirmation d'un défaut d'arc, le bloc logique de détection commence par transformer les symptômes de défaut générés par la logique de seuillage en impulsions binaires obtenues avec un bloc comparateur. Ensuite, une fenêtre temporelle de δ ms est alors activée par le front montant de la première impulsion binaire. Un défaut d'arc est détecté lorsque les impulsions binaires N sont comptées dans une fenêtre de synchronisation. $\delta = 60$ ms et $N = 7$ sont définis expérimentalement pour obtenir une réponse rapide dans le disjoncteur.

4.4 Résultats

Le diagramme de blocs de la Fig. 4.1 a été implémenté en utilisant MATLAB. Différents tests expérimentaux ont été réalisés afin d'évaluer et de valider la précision du diagnostic de l'algorithme de détection.

4.4.1 Cas 1: mode de fonctionnement en régime établi

Dans ce mode de fonctionnement, la vitesse ainsi que la puissance des appareils ménagers en présence de défaut d'arc est fixe. La Fig. 4.11 représente les signaux de courant mesurés (couleur bleue) et leurs estimations en utilisant un filtre de Kalman (couleur rouge) pour les appareils en configuration simple énumérés dans le Tableau 1.3 en tenant compte des différents niveaux de puissance. Res, $|diff^3(X2)|$ et les symptômes de défaut avec des signaux de déclenchement obtenus dans la partie décision pour la détection de défaut d'arc sont également affichés.

Pour l'ensemble des situations l'algorithme effectue des détections de défauts correctes et évite les déclenchements erronés. Le défaut d'arc est détecté après 20 ms pour un

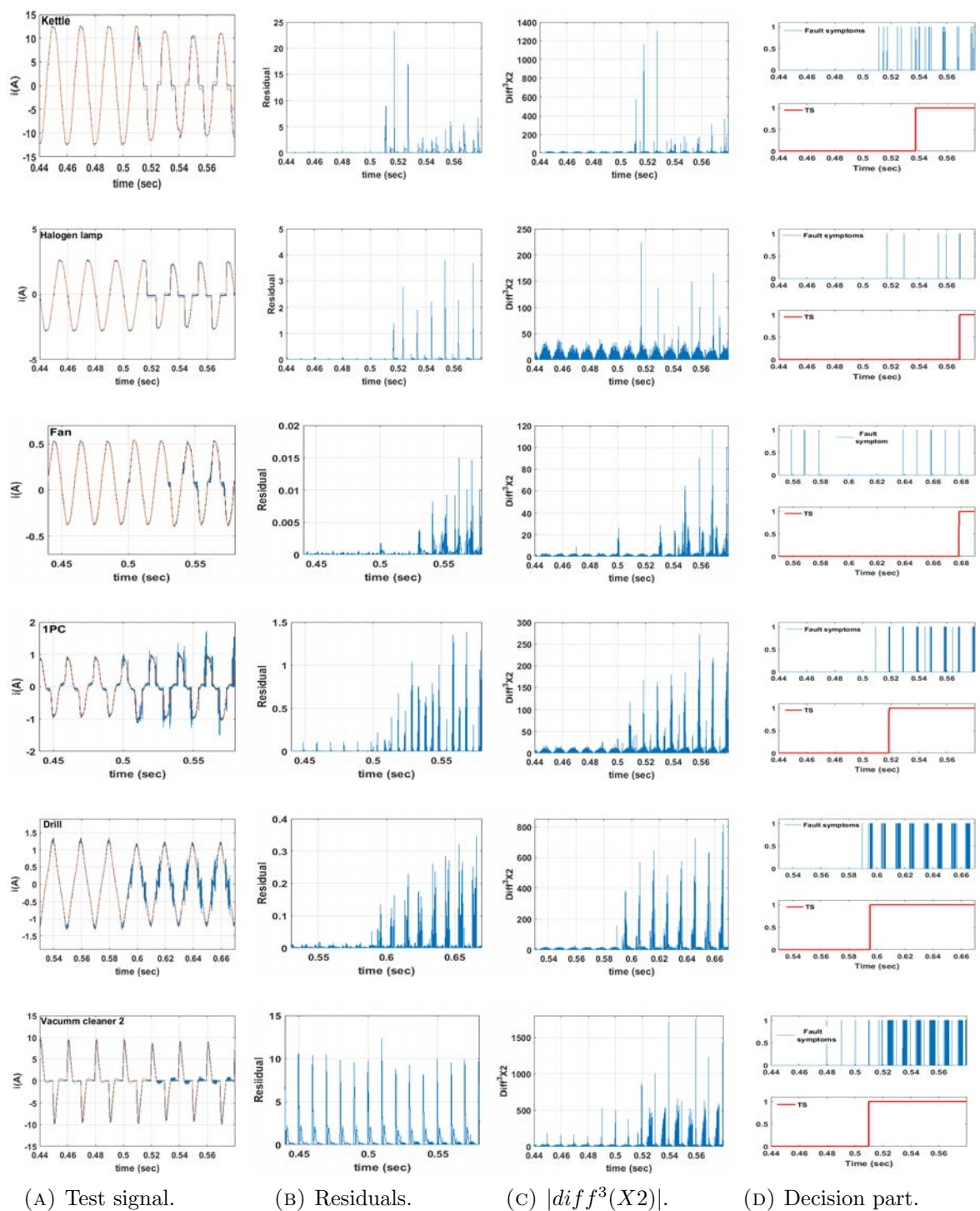


FIGURE 4.11: Détection de défaut prenant en compte le mode de fonctionnement en régime établi.

PC, une perceuse et un aspirateur 2. Dans le cas de la bouilloire et lampe halogène, le défaut d'arc est détecté après 40 ms et 60 ms respectivement. Le défaut d'arc dans un ventilateur avec un courant de fonctionnement de 0,5 A est détecté après environ 200 ms.

Tous les résultats obtenus en mode de fonctionnement stable satisfont le temps de déclenchement imposé par la norme IEC 62606 en considérant une tension d'alimentation de 230 V présentés dans le Tableau 4.3

TABLE 4.3: Temps de détection pour une alimentation alternative de 230 V.

Courant d'arc (rms)	2.5 A	5 A	10 A	16 A	32 A
Temps de coupure maximal	1 s	0.5 s	0.25 s	0.15 s	0.12 s

4.4.2 Cas 2: mode de fonctionnement en régime transitoire

4.4.2.1 Sous-cas 1

Dans la Fig. 4.12, le mode de fonctionnement transitoire du courant pour l'aspirateur 2 (configuration simple) est affiché. La courant transitoire dans le temps initial (couleur bleue) ne peut pas être correctement suivie par le filtre de Kalman (couleur rouge). Par conséquent, dans la section A, de fortes variations des amplitudes de Res sont créées. Dans ce cas, une décision basée uniquement sur la génération Res pourrait produire des symptômes de fausse défaut. Dans la section B, l'état transitoire du courant est maintenu avec la variation de vitesse forte et abrupte de l'aspirateur. Dans cette section, un défaut d'arc est également généré. Res et $|diff^3(X2)|$ ont des amplitudes élevées. La variation de vitesse est également présente dans la section C. Les résidus sont encore fortement persistants indépendamment du phénomène de défaut d'arc (pas de défaut d'arc dans la section C). Cependant, les coefficients $|diff^3(X2)|$ ont des amplitudes faibles, qui correspondent à un mode de fonctionnement sain sur le circuit. Dans les sections D et E, la courant atteint le régime établi et une légère distorsion des ondes est observée par rapport aux formes d'onde transitoires. Dans la section D, le défaut d'arc est ré-amorcé. Cependant, le phénomène de défaut n'a pas d'influence sur Res qui garde de faibles amplitudes. En revanche, les coefficients $|diff^3(X2)|$ ont des amplitudes constamment élevées. Enfin, dans la section E, le courant atteint un état stable et de faibles amplitudes pour Res et $|diff^3(X2)|$ sont observées.

Le mécanisme de décision implémenté à l'aide d'un processeur de logique Fuzzy fonctionne de manière fiable, évitant la génération de faux symptômes dans les sections A, C et E. Les symptômes de défaut sont traités par le bloc logique de détection qui confirme la présence d'un arc après 7 impulsions successives (le signal de déclenchement est activé dans les sections B et D). L'activation du déclenchement se fait dans le temps de défaut d'arc de démarrage (premier cycle d'onde équivalent à 20 ms).

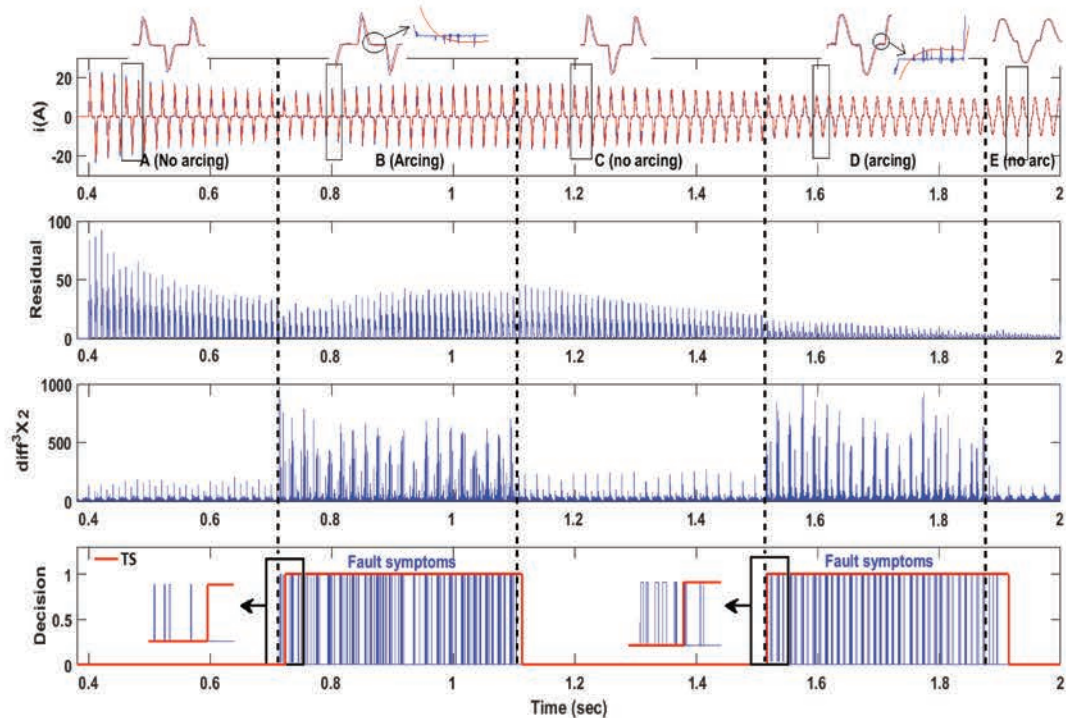


FIGURE 4.12: Sous-cas 1: courant transitoire pour l'aspirateur 2.

4.4.2.2 Sous-cas 2

La Fig. 4.13 affiche la phase transitoire du courant en utilisant la première configuration de type masquage (Fig. 4.2) pour une lampe halogène, un aspirateur 2 et une perceuse. Le courant enregistré dans la section A présente un comportement stationnaire tandis que la charge connectée dans la ligne est uniquement résistive ($R = 80\Omega$). Dans la section B, la lampe halogène est allumée en considérant une variation de puissance maximale qui cause un état transitoire qui affecte la dynamique du filtre de Kalman. Par conséquent, amplitudes élevées pour Res et des coefficients $|diff^3(X2)|$ sont générés. Cependant, le seuillage de la logique Fuzzy empêche la génération de symptômes de défaut et, par conséquent, aucun déclenchement erroné par le bloc logique de détection est produit. Dans la section C, un défaut d'arc est produit lorsque la forme d'onde actuelle atteint le régime établi. Dans cette section, Res a de faibles amplitudes par rapport aux amplitudes des coefficients $|diff^3(X2)|$ qui sont suffisamment élevées pour identifier un défaut d'arc. Enfin, le défaut d'arc est confirmé et le signal de déclenchement est envoyé après trois cycles d'onde (60 ms).

Pour l'aspirateur 2, la phase notée D correspond au régime transitoire de la courant (démarrage de l'aspirateur). Les amplitudes de Res sont élevées. En revanche, les coefficients $|diff^3(X2)|$ ne sont affectés que par la présence d'un défaut d'arc produit dans la section E, présentant des amplitudes élevées. Le bloc logique de détection envoie un signal de déclenchement après 20 ms.

La phase transitoire du courant produit par une perceuse est présenté dans toute la section F. Dans la section G, des amplitudes élevées sont observées pour les coefficients Res et $|diff^3(X2)|$ dus à un défaut d'arc. L'influence du défaut d'arc dans Res et $|diff^3(X2)|$ permet à la logique de seuillage de générer une forte densité de symptômes de défaut. Le bloc logique de détection émet un déclenchement après un cycle d'onde (20 ms).

Les symptômes de défaut dans des conditions transitoires dans la configuration du premier type de masquage sont obtenus malgré la résistance parallèle ($R = 80\Omega$) qui masque les défauts d'arc.

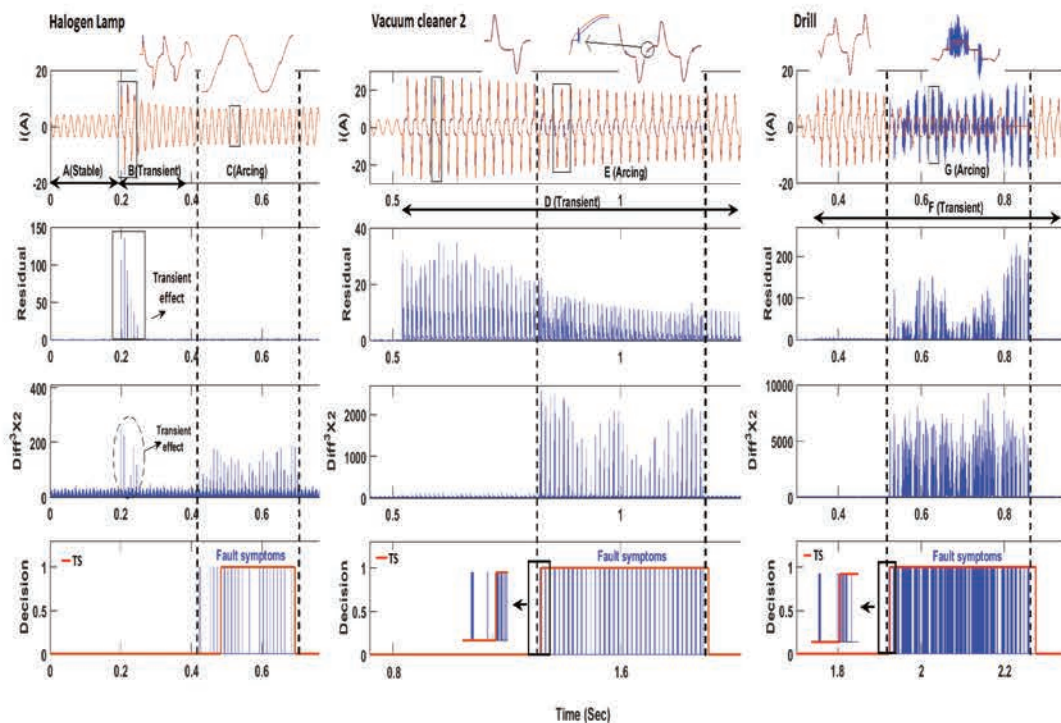


FIGURE 4.13: Sous-cas 2: Phase transitoire du courant (type masquage 1) d'une lampe halogène, d'un aspirateur 2 et d'une perceuse.

4.4.2.3 Sous-cas 3

Les résultats de la Fig. 4.14, sont obtenus pour la phase transitoire du courant dans la seconde configuration de masquage. Le courant de la perceuse à vitesse variable est enregistré. Les sections A et B montrent des vagues transitoires. Dans la section B, le processus de perçage induit une variation du couple moteur. Cependant, une très légère variation de l'amplitude du courant de signal est présentée. Les défauts d'arc générés à des intervalles de temps réguliers (sections B, D, F et H) entraînent des valeurs d'amplitude élevée pour les coefficients $|diff^3(X2)|$. En revanche, Res a des amplitudes élevées dans toutes les sections (A, B, C, D, E, F, G et H) car elles ne sont

pas affectées par un défaut d'arc. Ce phénomène est favorisé par la configuration de masquage qui produit une distorsion très faible dans les ondes de courant, ce qui les rend difficiles à identifier à partir d'ondes saines. Néanmoins, la logique de seuillage génère un nombre suffisant de symptômes de panne. Le bloc logique de détection envoie un signal de déclenchement pour chaque événement de défaut d'arc (après 80 ms). Un effet indésirable produit par un état interne de la logique de détection provoque que le signal de déclenchement reste actif malgré l'extinction de l'arc (pendant t_{d1} phase C et t_{d2} phase E). Nous notons toutefois que dans un fonctionnement normal, il n'y a pas de réamorçage du disjoncteur. Il est également important de noter qu'un seul symptôme faux non pris en compte par le bloc logique de détection est généré dans la section G.

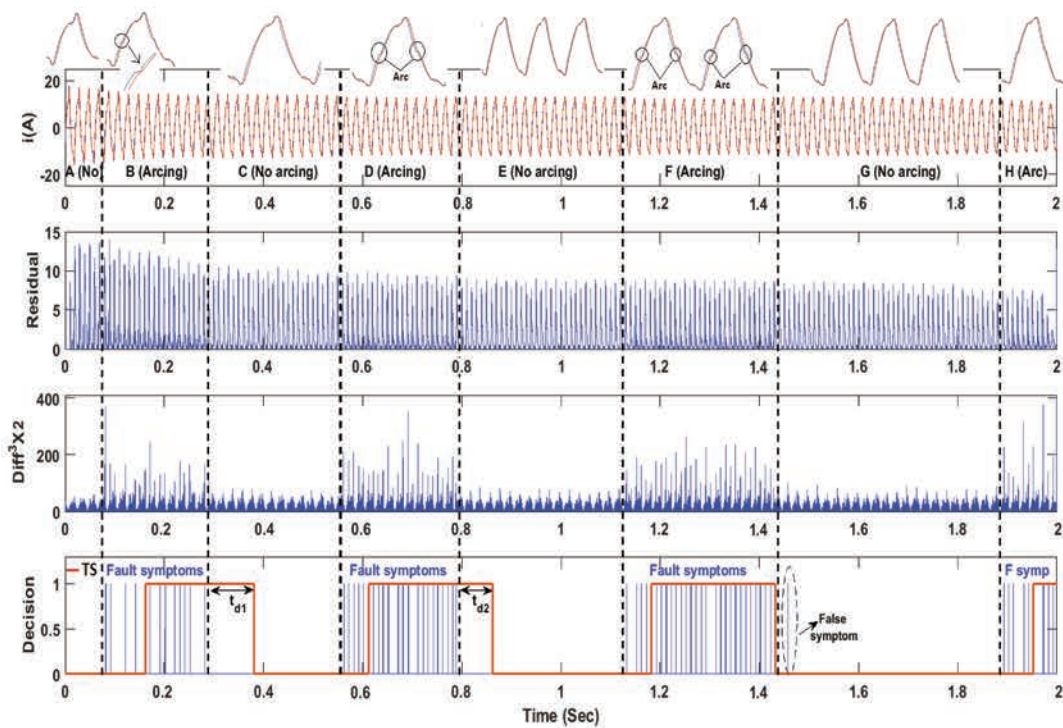


FIGURE 4.14: Sous-cas 3: courant transitoire (type de masquage 2) d'une perceuse.

4.4.2.4 Sous-cas 4

Dans la Fig. 4.15, présente la phase transitoire du courant dans la troisième configuration de masquage. Le courant de l'aspirateur 2 est enregistré lors de l'aspiration. Dans la section A, la configuration du masquage ne permet pas de visualiser l'effet transitoire sur le courant (lorsque l'aspirateur 2 est allumé). Cependant, les conditions transitoires entraînent une variation de l'amplitude Res (cadre vert). L'action d'aspiration commence dans la section B et produit une variation du couple du moteur. Par conséquent, la configuration du masquage et les conditions de travail produisent une distorsion sous la forme d'ondes de courant qui ne peuvent pas être complètement suivies par le filtre de

Kalman. En conséquence, des amplitudes élevées de Res restent présentes dans toutes les sections. Seules les amplitudes élevées des coefficients $|diff^3(X2)|$ sont observées dans les sections B et D lorsqu'un défaut d'arc série est produit. Cependant, la configuration de masquage réduit la sensibilité de la logique de seuillage et, par conséquent, la diminution dans le nombre de symptômes de défaut. Le bloc logique de détection envoie le signal de déclenchement après 100 ms.

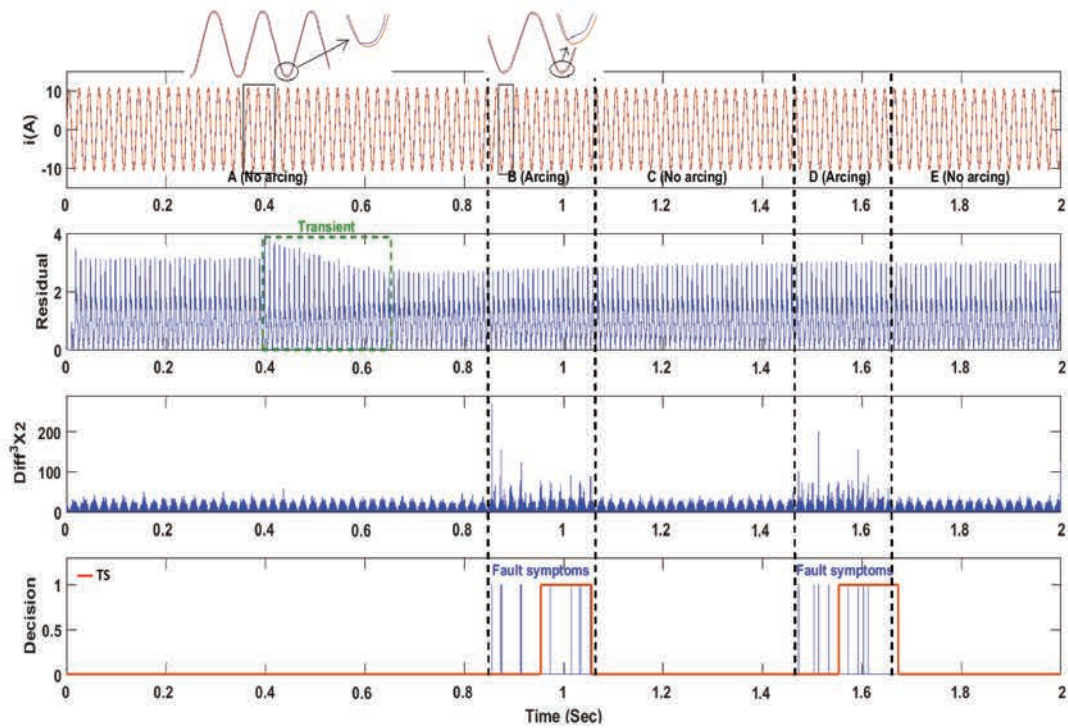


FIGURE 4.15: Sous-cas 4: courant transitoire (type de masquage 3) de l'aspirateur 2.

4.4.2.5 Sous-cas 5

L'algorithme développé est capable de détecter de manière fiable le défaut d'arc lors des événements transitoires en tenant compte de différentes configurations de type masquage. Cependant, il est également impératif de tester la robustesse de l'algorithme lors de l'utilisation d'un filtre EMI.

Les filtres EMI réduisent le bruit parasite présent dans les systèmes électriques et servent essentiellement à éviter les déclenchements intempestifs des circuits AFCI classiques. Cependant, l'utilisation de ces filtres peut réduire considérablement la sensibilité des systèmes de protection masquant les défauts d'arc. Selon la norme IEC 62606, le filtre EMI 1 présenté dans la Fig. 4.3 a été testé en présence d'un défaut d'arc et différents types de charges (résistance 47Ω , perceuse et aspirateur 2). Ensuite, $i_{measured}$ est utilisé par l'algorithme ainsi développé afin de détecter la présence d'un défaut. Les résultats de la détection des défauts sont indiqués dans la Fig. 4.16. Comme on peut

le voir, le filtre EMI 1 réduit la sensibilité de la logique de seuillage avec la réduction de symptômes de défaut générés lors de l'utilisation d'une résistance en tant que charge. Néanmoins, en présence d'une perceuse et d'un aspirateur 2, le bloc logique de détection réussit produire un signal de déclenchement puisque les distorsions de courant dues au défaut sont amplifiées. Cet effet est favorisé par l'effet combiné produit par le processus de commutation des charges inductives, ainsi que par la longueur de la ligne de transmission et du condensateur utilisées dans la mise en œuvre du filtre. Ces caractéristiques intensifient les défauts d'arc, ce qui les rend facilement détectables par la partie décision.

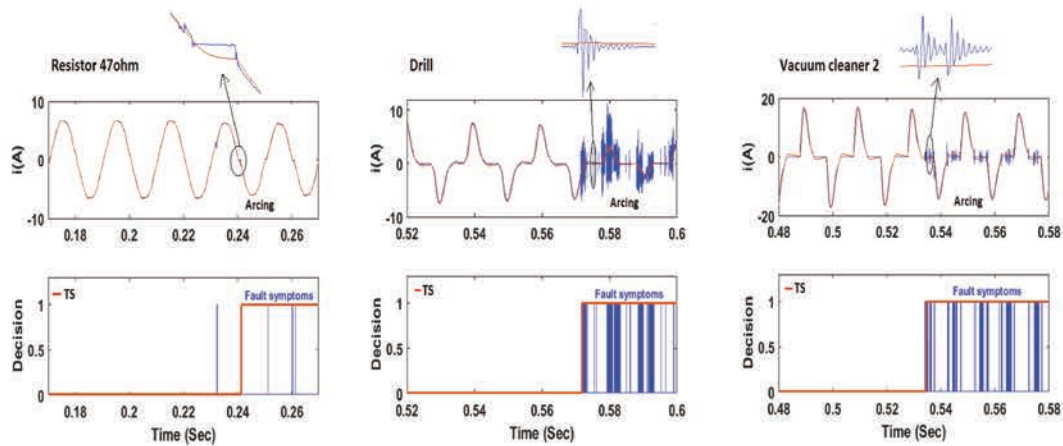


FIGURE 4.16: Sous-cas 5: détection d'un défaut d'arc en présence d'un filtre EMI.

4.4.3 Cas 3: Appareil perturbateur parallèle

La configuration représentée dans la Fig. 4.4 utilise différents appareils électroménagers perturbateurs (Tableau 1.3). Différents tests ont été effectués afin d'évaluer les performances de l'algorithme proposé. Les effets perturbateurs produits par une perceuse, un aspirateur 1, un PC et une lampe fluorescente avec ballast n'affectent pas le bloc de décision car la logique de seuillage génère des symptômes de défaut uniquement lorsqu'un défaut d'arc est produit.

Cependant, la configuration perturbatrice, utilisant un compresseur comme une charge perturbatrice, introduit une grande quantité de bruit dans le réseau électrique. Le filtre de Kalman identifie la présence d'un défaut d'arc, mais le bloc de décision ne confirme pas la présence du défaut. Par conséquent, les règles floues employées par la logique de seuillage ne correspondent pas aux conditions de fonctionnement imposées par la perturbation. Ces conditions générées par une charge perturbatrice de forte puissance fournissent des alarmes de déclenchement erronées en fonctionnement normal du circuit. Une solution simple pour éviter les faux déclenchements consiste à estimer l'écoulement

de courant de l'appareil perturbateur. Si ce courant est élevé ($> 50A$), l'algorithme sélectionne alors un seuil statique fixé à 800 (valeur sans dimension).

Fig. 4.17 affiche la forme d'onde de courant et le signal de déclenchement de l'aspirateur 2. L'état transitoire est visualisé dans la section A. La charge perturbatrice est activée dans la section B, générant une nouvelle condition transitoire. Un défaut d'arc est alors déclenché en présence d'une charge perturbatrice (compresseur). Le seuil statique génère des symptômes de défaut qui sont traités par le bloc de détection logique pour envoyer un signal de déclenchement uniquement en présence d'un défaut d'arc à $t = 1,975$ s.

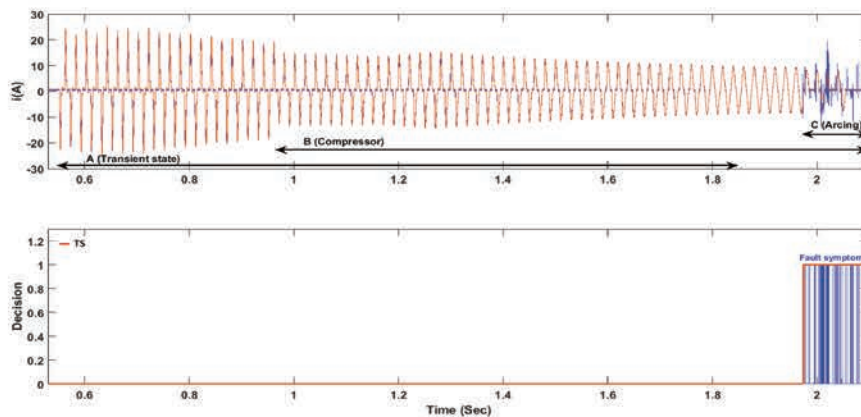


FIGURE 4.17: Courant transitoire de l'aspirateur 2 (avec compresseur perturbateur).

Fig. 4.18 montre la forme d'onde du courant et le signal de déclenchement pour une perceuse. Dans ce cas, la charge perturbatrice est activée tout le temps (Section A). La phase transitoire du courant est également présentée dans la section B. Nous remarquons la présence ponctuelle de symptômes de défauts à $t = 2,79$ s qui ne sont pas interprétés comme un défaut d'arc. Par contre, en cas de défaut d'arc prolongé, le signal de déclenchement est activé ($t = 3,185$ s).

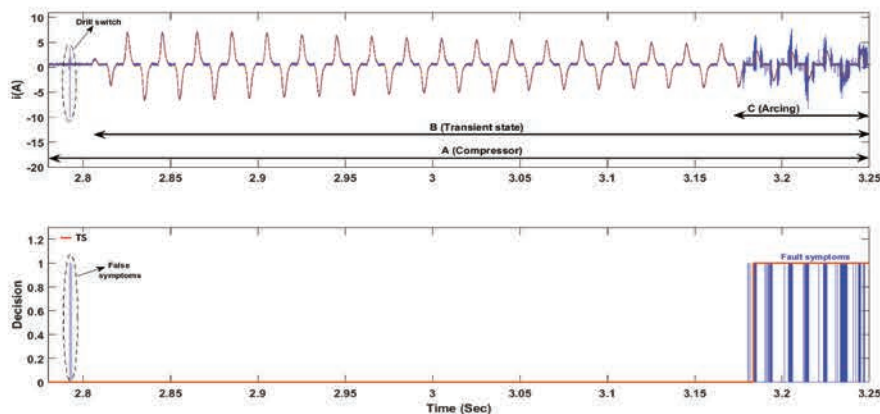


FIGURE 4.18: Courant transitoire d'une perceuse (avec compresseur perturbateur).

Tableau 4.4 récapitule les performances obtenues par tous les tests effectués en laboratoire.

TABLE 4.4: Résumé des résultats.

Mode d'opération	Configuration de charge	No. de tests	Réussite (%)	T. détec. moyen (ms)	
R. établi	Simple	20	100	60	
	Parallèle	4	100	40	
Transitoire	Simple	8	100	20	
	Parallèle	7	100	30	
	Masquage	18	100	60	
	Filtre EMI	4	100	40	
	Appareil perturbateur	Perceuse	3	100	20
		Aspirateur1	2	100	30
		PC	2	100	30
fluorescente		2	100	35	
	Compresseur	4	75	40	

Le Tableau 4.5 présente une comparaison de la méthode proposée avec les approches récemment proposées. De cette comparaison, on peut voir que l'architecture de la méthode proposée basée sur un filtre de Kalman présente l'avantage important de détecter les défauts d'arc dans le régime transitoire en tenant compte de différentes configurations de type masquage (y compris les tests EMI) sur un plus grand nombre de charges (simples et combinées). Aussi, le plus grand avantage de la méthode proposée par rapport aux approches proposées [1, 2, 90, 92, 105, 116] est l'utilisation d'un mécanisme de seuillage adaptatif qui permet d'éviter les déclenchements intempestifs dans le processus de détection des défauts sans nécessiter de tâches d'entraînement complexes comme dans les approches [107, 108, 117]. De plus, concernant la réponse temporelle, la méthode proposée donne des résultats satisfaisants et dépasse les exigences de la norme IEC 62606 (temps de déclenchement = 0,12 s pour un courant de ligne = 32 A)

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons une méthode originale pour la détection de défauts d'arc en série dans une installation électrique domestique. L'algorithme proposé repose sur un filtre de Kalman (bloc de détection) fonctionnant à 100 kHz et un processeur Fuzzy (bloc de décision). La génération de coefficients Res et $|diff^3(X2)|$ obtenus essentiellement à partir d'un filtre de Kalman nous fournit une première approche de détection de défaut d'arc. Une deuxième étape nous permet de sélectionner différents symptômes de défaut et de confirmer le défaut d'arc en utilisant une partie de décision. Le cœur de la partie décision est composé d'un processeur Fuzzy qui génère un seuil avec différents niveaux d'amplitude.

TABLE 4.5: Comparaison de la méthode proposée avec les approches de la littérature.

	Type of loads		Combined loads	Transient regime	Masking configuration		EMI test filter	Detection logic	Time response	Electronic board implementation
	Linear loads	Nonlinear loads			Stationary regime	Transient regime				
[J. Lezama et al., 2015]	1	2	Dimmer//R	No	No	No	No	FT	10 ms	MBED LCP1768
[S. Jovanovic et al., 2016]	4	5	AC-DC power supply//R Light bulb//R Dimmer//R	No	Yes (MT 1)	No	No	FT	20 ms	FPGA Stratix III
[YW. Liu et al., 2016]	2	3	Vacuum cleaner//R	No	Yes (MT 1)	No	No	ANN	600 ms	No
[G. Artale et al., 2017]	2	5	Dimmer//Lamp Fluorescent lamps//R	No	Yes (MT 1)	No	No	FT	80 ms to 400 ms	No
[Y. Wang et al., 2018]	1	4	No	No	No	No	No	ANN	500 ms	No
[K. Yang et al., 2015]	1	8	No	Yes	No	No	No	ANN	NS	No
[HK. Ji et al., 2018]	1	2	No	No	No	No	No	FT	100 ms	No
[S. Zhang et al., 2014]	2	4	PC//PC	No	No	No	No	FT	160 ms	No
[A. Mukherjee et al., 2017]	1	2	Dimmer//Light bulb CPU1//CPU2//CPU3 Dimmer//bulb//CPU1//CPU2//CPU3	No	No	No	No	FT	NS	No
Proposed method	3	7	Halogen lamp// Halogen lamp PC//PC Vacuum cleaner//R Drill//R	Yes	Yes	Yes	Yes	AT	20 ms to 200 ms	No

MT 1: Masking type 1

FT: Fixed threshold

AT: Adaptive threshold

NS: Not specified

La contribution majeure de ce travail est le développement d'un algorithme de défaut d'arc conçu pour détecter de manière fiable les événements de défaut d'arc dans les modes de fonctionnement stationnaires et transitoires des appareils ménagers. De plus, l'algorithme incorpore une détection de défaut plus efficace et la prévention des déclenchements intempestifs car il est capable de distinguer les défauts d'arc des variations de charge en présence de configurations de masquage et d'appareils perturbateurs. Nous montrons que la technique de seuil adaptatif mise en œuvre, entraîne une réduction significative des faux déclenchements par le bloc logique de détection par rapport à un seuil fixe utilisé par les approches ou architectures conventionnelles. Enfin, nos résultats montrent que le bloc de détection confirme une erreur d'arc après le comptage de sept impulsions d'erreur dans une fenêtre temporelle de $\delta = 60$ ms déterminée expérimentalement. Les résultats obtenus en mode de fonctionnement stationnaire et transitoire satisfont le temps de déclenchement imposé par les normes UL 1699 et IEC 62606 avec une tension d'alimentation de 230 V.

Conclusion générale et perspectives

Les résultats obtenus dans ce mémoire de thèse apportent des solutions à la problématique de la localisation et de la détection des défauts d'arcs électriques sur une ligne électrique basse tension et de courte longueur.

La première contribution porte sur la mise au point d'une méthode de localisation de défaut d'arc électrique à partir du courant et de la tension mesurée aux bornes de la source d'alimentation et de la charge.

La première méthode de localisation présente les premiers résultats d'une estimation de la distance de localisation des défauts d'arc série. Cette méthode utilise un modèle d'approche générale pour décrire la dynamique de la ligne électrique expérimentale de longueur totale de 49 m compte tenu des conditions d'un défaut d'arc série. A partir d'un modèle, une équation fondamentale est obtenue et utilisée dans l'élaboration d'un algorithme de localisation des défauts série. Les résultats montrent de bonnes performances dans une zone de confiance (entre 15 et 31 m) dans laquelle il est possible d'estimer les distances de défaut. Les performances de localisation diminuent à proximité de l'alimentation et de la charge. Cela se produit du fait que le modèle de ligne électrique utilisé lors la présence d'un arc n'est pas assez précis.

Dans la seconde méthode présentée, l'algorithme génère tout d'abord un vecteur de signatures associé à une distance particulière liée à un défaut d'arc. Après, la méthode implémente un algorithme de réseau de neurones ANN qui est entraîné et ensuite validé en utilisant différents vecteurs de signatures en tant qu'entrées. L'algorithme fonctionne de manière fiable, donnant des estimations précises des distances de défaut pour les défauts d'arc série situés à des positions où le réseau de neurones n'a pas été entraîné. En outre,

nous avons testé avec succès l'algorithme sur différentes longueurs de ligne comprises entre 39 m et 150 m et en tenant compte également des modifications des paramètres d'impédance de la ligne. La présence d'erreurs dans l'estimation de la distance est principalement liée aux variations dynamiques des différents défauts d'arc série.

La troisième méthode développée peut faire face aux problèmes de variations dynamiques sur les défauts d'arc série. La méthode utilise la décomposition par transformée en ondelettes des tensions mesurées aux extrémités de la ligne. La troisième bande de fréquence D3 est très utile pour faire l'analyse d'écart temporel entre les coefficients de tension obtenues. La bande de fréquence de 15 MHz à 31 MHz permet de visualiser les coefficients de réflexion. Les résultats obtenus montrent que les estimations des distances de défaut sont proches des distances de défaut réelles. La méthode mise en oeuvre a de bonnes performances dans l'estimation des points de défaut distants les uns des autres dans le banc d'essai. En outre, cette méthode est moins affectée par les variations d'impédance. Cependant, la méthode a nécessité une fréquence d'échantillonnage très élevée pour avoir une bonne précision dans l'estimation des distances de défaut et il est également très sensible aux changements du décalage temporel qui peuvent être générés pour l'effet de chevauchement. En plus, la méthode dépend d'une discrimination adéquate des réflexions indésirables de ceux provenant des réflexions produites par le défaut qui peut conduire à des estimations erronées.

Les tests et procédures à suivre issus de la norme IEC 62606 nous ont conduits à construire une base de données de signaux complexes (signatures de courant de ligne) comprenant des situations avec et sans arc pour la validation de l'algorithme de détection. Ces situations comprennent des démarrages de charges, des charges de masquages ainsi que des charges perturbatrices.

L'autre contribution importante de cette thèse est la mise au point d'un algorithme performant de détection de la présence d'un défaut d'arc électrique par analyse du courant de ligne.

La détection repose sur un filtre de Kalman et une logique floue. L'entrée du filtre kalman est le courant mesuré aux bornes de l'alimentation. Le signal de courant est estimé en utilisant le calcul des variables à deux états $X1$ et $X2$ obtenues à partir des équations d'état. Les résidus (Res) obtenus à partir de la soustraction entre le courant mesuré et son estimation ainsi que la différence de troisième ordre de l'état $X2$ sont utilisés par le bloc de décision. Le cœur de la partie décision est composé d'un processeur logique Fuzzy qui génère un seuil avec différents niveaux d'amplitude. Ce mécanisme de seuil adaptatif apporte une contribution importante à la présente recherche car il permet une réduction significative des symptômes de fausse détection, ce qui pourrait conduire à un faux déclenchement par le bloc logique de détection. Enfin, ce bloc confirme un défaut

d'arc après avoir compté sept impulsions de défaut dans une fenêtre temporelle de $\delta = 60$ ms déterminée expérimentalement.

L'algorithme développé détecte dans un premier temps les symptômes de défaut, un bloc logique assure la décision possible grâce à l'approche de type Fuzzy-logic mise en œuvre. Cette solution présente l'avantage d'être beaucoup plus performante qu'une solution avec seuillage unique pour toutes les situations et facilement implantable dans un dispositif électronique embarqué.

Les résultats sont très performants et la détection est assurée dans tous les cas étudiés.

Perspectives

En perspective, les travaux sur la localisation peuvent être complétés et améliorés dans la suite de nos travaux. Nous étudions actuellement une méthode impédance-métrique basée sur les équations itératives présentée dans [27]. Cette technique présente l'avantage de localiser les défauts HIF (High Impedance Faults) en utilisant uniquement des mesures au niveau de la source. L'insertion d'un modèle de défaut d'arc série et la modification des équations itératives adaptées aux lignes électriques courtes sont envisagés.

Notons également que la méthode à base d'ondelettes est la méthode la moins abouties de ce travail de thèse. Ainsi, seuls les premiers résultats obtenus ont été présentés. La méthode doit être affinée et complétée dans des travaux futurs.

Concernant la partie détection, il serait intéressant de tester l'algorithme de détection avec une base de données de signaux plus grande afin de couvrir un ensemble de situation le plus large possible et d'estimer les performances de l'algorithme en termes de bonne détection, fausses détection et non détection.

A ce titre, nous nous sommes intéressés aux essais préconisés par les normes UL 1699 et IEC 62606 concernant l'étude de l'influence des perturbations produites par les interférences électromagnétiques (EMI) dans la détection des défauts d'arcs.

En effet, de plus en plus d'appareils électroménagers électroniques produisent des interférences électromagnétiques dans les réseaux électriques (dispositifs de commutation, variations de charge, démarrage du moteur, etc.). Ces perturbations peuvent dans certains cas être interprétées comme des défauts d'arc et provoquer le déclenchement d'un disjoncteur de défaut d'arc (fausses détections). L'ensemble des premières expériences ont été réalisées pour générer des perturbations conformes aux normes UL 1699 et IEC 62606 en utilisant le générateur EMTEST UCS500 M4. Les perturbations générées dans ce travail conformément aux normes EN 61000-4-4, EN 61000-4-5 et EN 61000-4-11 sont

les perturbations transitoires rapides (BURT), les surtensions, les creux de tension et les variations de tension. Cette campagne de test doit être complétée à l'avenir.

A.1 Perturbations EMI et configuration expérimentale

A.1.1 Introduction

L'origine et la nature de ces perturbations sont larges, mais elles ont toutes tendance à se répartir en deux catégories générales: les interférences conduites et les interférences rayonnées. Les perturbations conduites utilisent des matériaux conducteurs comme chemins de propagation, tels que des câbles d'alimentation par exemple. Les perturbations rayonnées sont transmises par ondes électromagnétiques à travers des matériaux diélectriques.

La plupart des appareils électroménagers sont considérés comme une source de perturbations EMI. Les perturbations conduites sont injectées directement ou indirectement dans un réseau électrique domestique classique [118–122]. La classification des perturbations EMI se fait en tenant compte le fonctionnement électrique des appareils et peut être classé en deux types, comme cela a été fait dans [123]:

Sources EMI dues aux équipements industriels et commerciaux

- Climatisation,
- Ordinateur et circuits de commutation,
- Lampes fluorescentes

Sources EMI dues aux appareils grand public

- Réfrigérateurs/congérateurs,
- Mélangeurs,
- Machines à laver,
- aspirateur,
- Gradateurs de lumière.

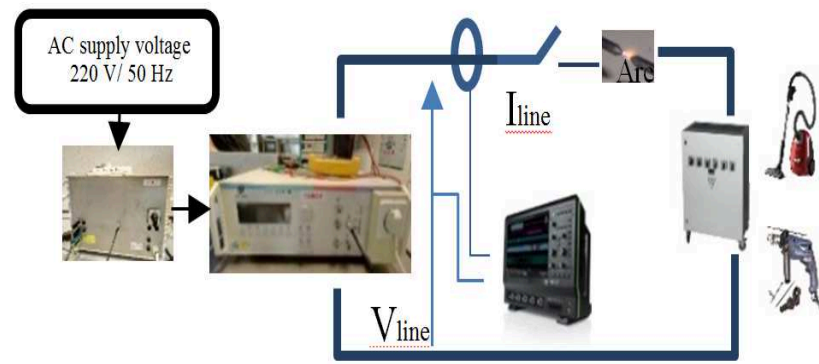


FIGURE A.1: Banc d'essai expérimental.

Nous nous concentrons uniquement sur les perturbations conduites obtenues en utilisant un banc d'essai expérimental montré dans la Fig. A.1.

Le banc de test émule un réseau électrique domestique dans lequel EMI peut être introduit intentionnellement via le générateur EMTEST UCS500 M4. Le courant et la tension de la ligne sont mesurés à la sortie du générateur.

Les défauts d'arc série sont insérés dans la ligne dans des configurations simples et masquantes (Fig. 2) selon les normes UL 1699 et IEC 62606. Pour la génération de défauts d'arc dans les contacts d'ouverture, deux électrodes en cuivre de 6 mm de diamètre sont utilisées pour différents tests.

A.1.2 Tests standardisés

Nous générons des perturbations EMI en utilisant les normes EN 61000-4-4, EN 61000-4-5 et EN 61000-4-11 détaillées dans les sous-sections suivantes.

A.1.2.1 EN 61000-4-4 norme d'immunité transitoire rapide (BURST)

Ce test couple les BURST composés d'un nombre de transitoires rapides aux ports d'alimentation de l'équipement. Les éléments significatifs de ce test sont la forte amplitude, le temps de montée court, la fréquence de répétition et l'énergie transitoire basse.

La forme d'onde utilisée dans cette norme de test est représentative des perturbations pouvant être causées par la commutation de transitoires (interruption de charge inductive, rebond des contacts de relais, circuits informatiques, étincelle dans l'air produite par le débranchement, etc.). Les caractéristiques d'un BURST sont:

- Temps de montée: (5 1,5) ns,
- Largeur d'impulsion: (50 15) ns,
- Durée de BURST: (15 3) ms à 5 kHz,,
- Période de BURST: (300 60) ms,
- Tension de crête: 0,5 à 4 kV (selon le niveau de gravité).

La Fig. A.2 montre le train d'impulsions BURSTs et montre les détails d'une onde BURST.

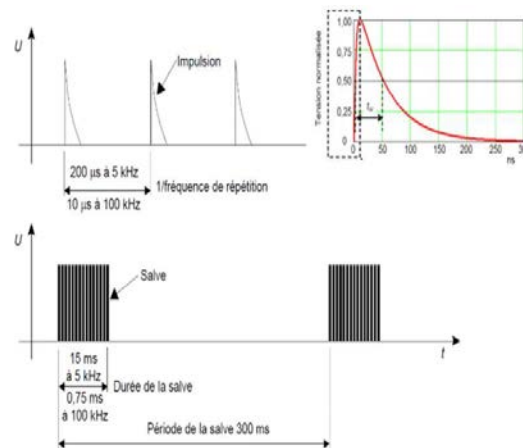


FIGURE A.2: Signaux BURSTs.

A.1.3 EN 61000-4-5 norme d'immunité aux surtensions

Ce test évalue les effets des transitoires associés à la commutation du système d'alimentation (comme la commutation de batteries de condensateurs), les dispositifs de commutation (par exemple les transistors, les thyristors, etc.), divers défauts du système (courts-circuits ...) ainsi que les surtensions produites par le coup de foudre (coup directe ou indirecte).

Dans le Tableau A.1, les paramètres relatifs à tension en circuit ouvert et au courant de court-circuit sont spécifiés.

TABLE A.1: Paramètres de surtension.

	Temps frontal (T1)	Durée (T2)
Tension en circuit ouvert	1.2 μs	50 μs
Courant de court-circuit	8 μs	20 μs

La surtension est appliquée directement à partir des bornes de sortie du générateur conformément aux spécifications du Tableau A.1. La Fig. A.3 montre la forme d'onde de tension d'une surtension à 1 kV.

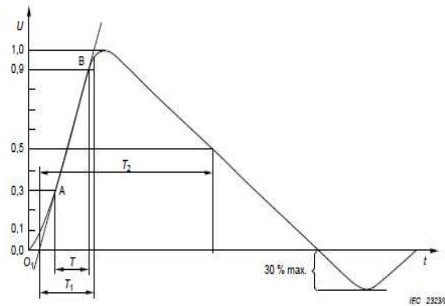


FIGURE A.3: Signaux BURSTs.

A.1.3.1 EN 61000-4-11 norme d'immunité à creux de tension et variations de tension

Ce test évalue les effets des courts creux et des ruptures d'alimentation du matériel provoqués par des défaillances du réseau, principalement des courts-circuits ou des changements de charge importants et soudains. Ces phénomènes sont caractérisés en termes d'écart par rapport à la tension et à la durée nominales. Les creux de tension sont simulés sur une période de 500 ms pour un niveau de tension de 70 % de la tension nominale.

Pour les variations de tension, la tension diminue linéairement à la tension réduite puis augmente linéairement à la valeur nominale. C'est le profil d'alimentation typique lorsqu'un moteur démarre. Les temps de montée et de descente sont de l'ordre de 2 s et la tension réduite est de 70 % de la tension nominale.

Sur la Fig. A.4 est illustré un creux de tension théorique typique.

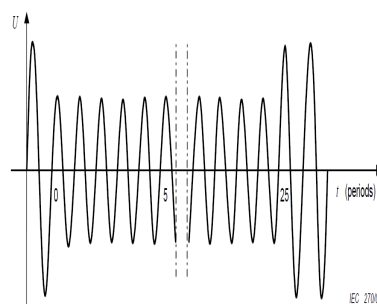


FIGURE A.4: Signaux BURSTs.

A.1.4 Influence des perturbations EMI

Sur le banc d'essai expérimental, différents appareils ménagers sont connectés dans des configurations simples et masquées selon le Tableau A.2. On obtient des formes d'onde dans le domaine temporel et des densités spectrales des courants enregistrés. La portée de notre étude se limite à une bande de fréquences allant jusqu'à 100 kHz, comme cela est typique des capteurs de courant AFCl.

TABLE A.2: Charges utilisées dans le banc d'essai expérimental.

Configuration	appareil	Puissance [W]
Simple	Résistance = 100Ω	1500
	Aspirateur	1600
	1 PC	600
	Perceuse	400
	Lampe halogène	500
Configuration de masquage	Aspirateur//Résistance Perceuse//Résistance	

A.1.4.1 Analyse temporelle

L'émulation de surtension (norme EN 61000-4-5) est produite dans le circuit par le générateur EMI fournissant une charge résistive. Un événement de surtension est généralement considéré comme un phénomène non répétitif dans un intervalle de temps court. La surtension insérée dans la ligne de puissance expérimentale produit des variations du courant de ligne (Fig. A.5).

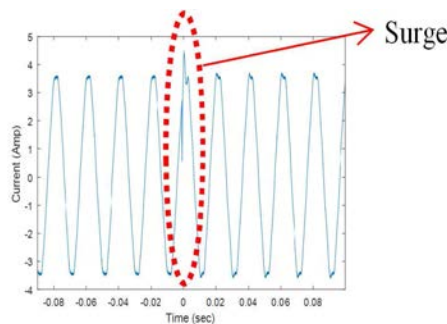


FIGURE A.5: Courant de résistance.

La perturbation provoque une variation de courant (visible à $t = 0$ s) de durée relativement courte (un demi-cycle).

Le déclenchement d'un disjoncteur de défaut d'arc ne peut se faire qu'en présence d'un défaut maintenu sur plusieurs périodes du signal. La perturbation de surtension ne peut pas être interprétée comme un défaut d'arc.

De l'autre côté, les variations de tension et de tension BURST générées conformément aux normes EN 61000-4-4 et EN 61000-4-11 sont insérées dans notre ligne de puissance expérimentale à l'aide d'un aspirateur, 1 PC, une perceuse et une lampe halogène comme charges.

La Fig. A.6a montre le courant de ligne d'une lampe halogène en mode de fonctionnement stationnaire dans une configuration de charge simple. Une séquence BURSTS d'une durée de 100 ms est capable de perturber le bon fonctionnement de l'appareil. Sur la Fig. A.6b, les BURST sont insérés périodiquement dans le mode de fonctionnement transitoire d'un aspirateur. Une séquence de BURSTS dont la durée est fixée à 200ms est d'abord injectée dans la section A (partie transitoire), puis dans la section B (transition entre la partie transitoire et la partie stationnaire) et enfin dans la section C (état stable). Les BURST produisent une distorsion significative du signal.

Sur la Fig. A.6c est illustré le courant de ligne d'un aspirateur en fonctionnement transitoire dans la configuration de la charge de masquage. L'évolution temporelle du courant est constituée par une partie transitoire, un état de transition et une partie stable. Une séquence de 200 ms est injectée dans cette dernière partie. L'effet de masquage réduit la distorsion du signal.

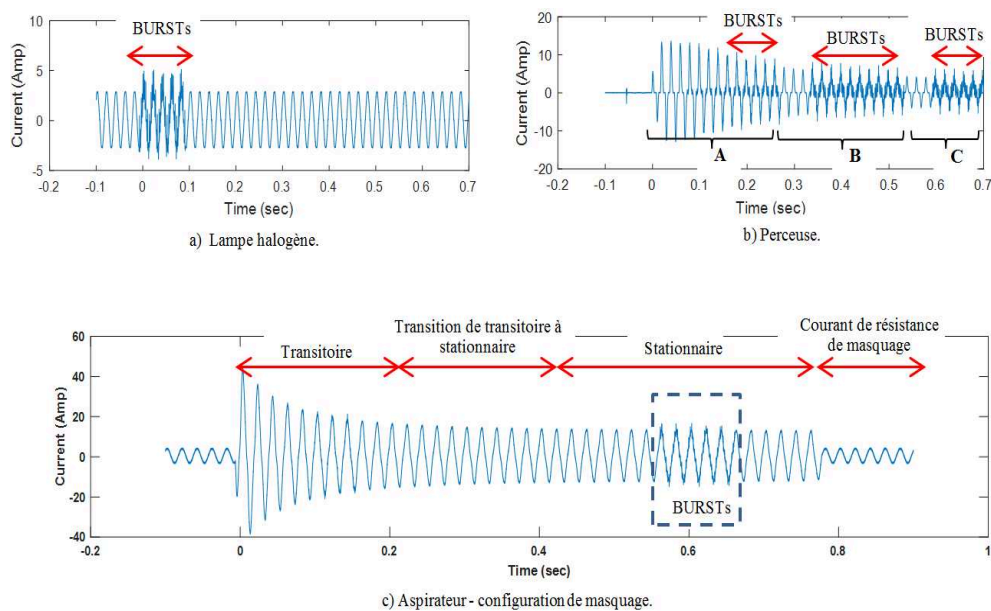


FIGURE A.6: BURSTS.

La Fig. A.7a affiche le courant et la tension en fonctionnement stationnaire pour un PC. Une génération de creux de tension de 500 ms produit un courant avec de légères variations d'amplitude incrémentielle et un comportement transitoire. Un pic de courant est observé à 0,58s. De l'autre côté, sur la Fig. A.7b, le courant en fonctionnement stationnaire pour un aspirateur est montré. Dans ce cas, les amplitudes de courant

baissent brutalement par l'injection d'un creux de tension. Dans le graphique, les amplitudes des sections A et B ont des valeurs moyennes de 10 A et 12 A respectivement. L'effet transitoire du courant induit par un creux de tension peut affecter de manière significative les performances de l'AFCI.

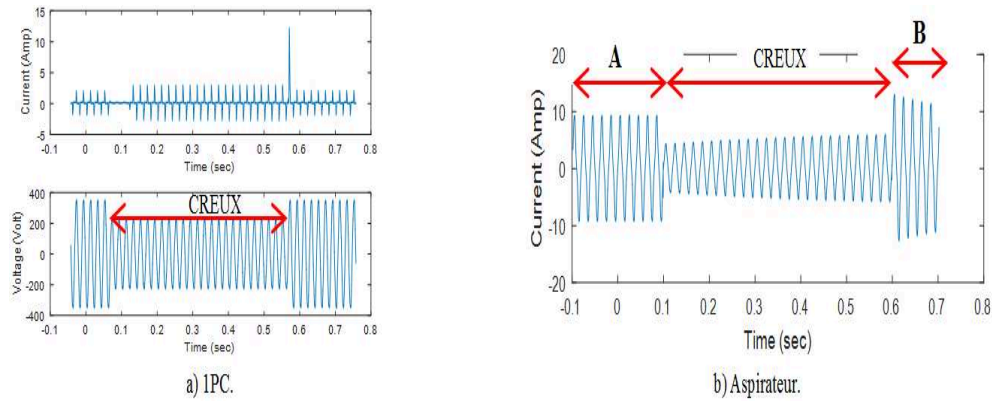


FIGURE A.7: Creux de tension.

Dans les Fig. A.8a et Fig. A.8b affichent le courant transitoire pour un PC (configuration de charge simple) et un aspirateur (configuration de la charge de masquage). La variation de tension de 2s insérée dans le circuit produit des variations d'amplitude du courant. Sur la Fig. A.8a, le courant du PC a des amplitudes incrémentales (supérieures à 5A) et une tendance opposée par rapport à la variation de tension. Cependant, dans la Fig. A.8b, les variations de courant ont la même tendance que la variation de tension. Contrairement à le creux de tension, les variations de tension sont insérées en douceur; Cependant, ils peuvent également générer des perturbations importantes pouvant déclencher de faux détections de défauts d'arc.

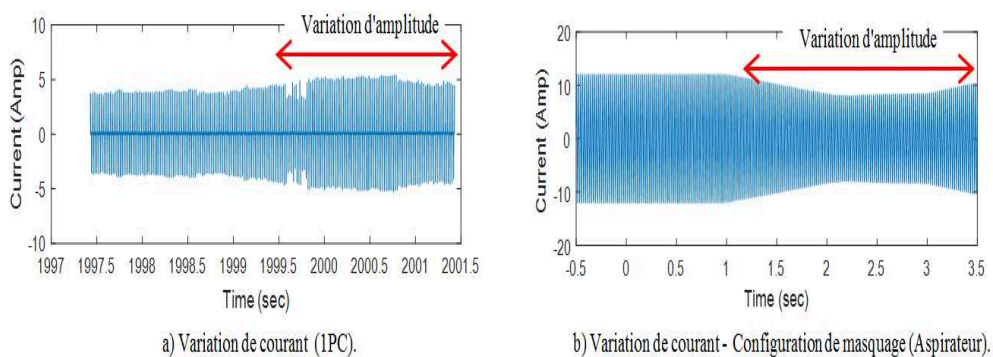


FIGURE A.8: Variation de tension.

La Fig. A.9 montre une comparaison entre le BURST et un défaut d'arc de série inséré dans le courant de ligne (pour un PC). Les distorsions obtenues dans le domaine temporel sont comparables. Dans ce contexte, les perturbations EMI peuvent réellement affecter les bonnes performances d'un AFCI.

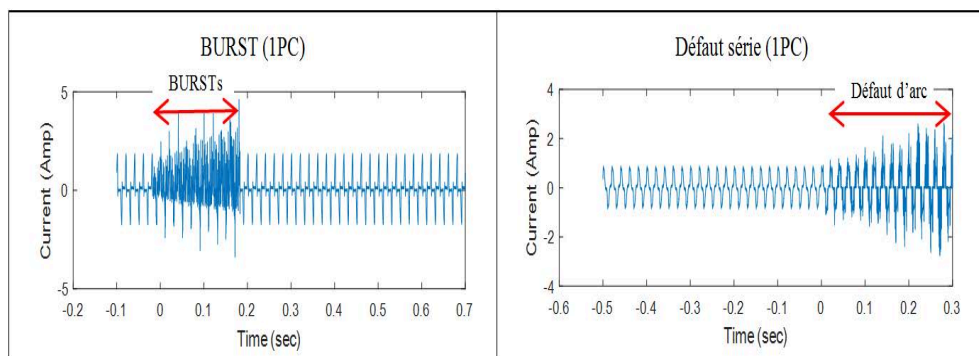


FIGURE A.9: Comparaison de courants (BURSTs/Arc série).

Bibliographie

- [1] Jinmi Lezama, Patrick Schweitzer, Etienne Tisserand, Jean-Baptiste Humbert, Serge Weber, and Patrice Joyeux. An embedded system for ac series arc detection by inter-period correlations of current. *Electric Power Systems Research*, 129:227 – 234, 2015.
- [2] Slavisa Jovanovic, Abderrazak Chahid, Jinmi Lezama, and Patrick Schweitzer. Shunt active power filter-based approach for arc fault detection. *Electric Power Systems Research*, 141:11 – 21, 2016.
- [3] J. Lezama Calvo, P. Schweitzer, S. Weber, E. Tisserand, and P. Joyeux. Arcing detection at home system using correlation analysis. In *ICEC 2014; The 27th International Conference on Electrical Contacts*, pages 1–6, June 2014.
- [4] J. Lezama, P. Schweitzer, S. Weber, E. Tisserand, P. Joyeux, and M. Rabla. Frequency analysis to arcing detection and prototyping fpga approach. In *2013 IEEE 59th Holm Conference on Electrical Contacts (Holm 2013)*, pages 1–6, Sept 2013.
- [5] National Fire Data System. Available online: http://www.nfds.go.kr/fr_base_0001.jsf, 2017.
- [6] J. Xin and C. Fu Huang. Fire risk assessment of residential buildings based on fire statistics from china,. *Fire Technology*, 50:1147–1161, 2014.
- [7] DSB Norwegian directorate for civil protection. Database available on web site www.dsb.no, 2017.
- [8] Federation of Indian chambers of Commerce and Industry. India risk survey, page 24, 2013.
- [9] Residential wiring and electrical safety in Europe. *ICF congress Prague Issue 50*, 2004.
- [10] Groupe de Reflexion sur la sécurité électrique dans le logement. Available online: <http://www.gresel.org/incidentelectrique-2-4.html>, 2018.

-
- [11] UL standard for safety arc-fault circuit-interrupters. In *Underwriters Laboratories*, 2011.
- [12] International European Standard IEC 62606.
- [13] FEMA 2008. Topical fire report series: Residential building electrical fires,. *United States Fire Administration*, 8(2), march 2008.
- [14] Byung Eun Lee, Jinsik Lee, Sung Ho Won, Byongjun Lee, Peter A. Crossley, and Yong Cheol Kang. Saturation detection-based blocking scheme for transformer differential protection. *Energies*, 7(7):4571–4587, 2014.
- [15] R.F. Dvorak and K.B. Wong. Arc fault circuit interrupter system. In *Underwriters Laboratories*, August 2007.
- [16] R. F. Ammerman, T. Gammon, P. K. Sen, and J. P. Nelson. Dc-arc models and incident-energy calculations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(5): 1810–1819, Sept 2010.
- [17] S. Vacquié. L’arc électrique. In *Sciences et techniques de l’ingénieur*, 2000.
- [18] G. D. Gregory, Kon Wong, and R. F. Dvorak. More about arc-fault circuit interrupters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(4):1006–1011, July 2004.
- [19] N. Zamanan and J.K. Sykulski. Modelling arcing high impedances faults in relation to the physical processes in the electric arc. In *6th WSEAS International Conference on Power Systems*, pages 28–33, 2006.
- [20] N. Zamanan, J.K. Sykulski, and A.K. Al-Othman. Arcing high impedance fault detection using real coded genetic algorithm. In *Third IASTED Asian Conference Power and Energy Systems*, pages 35–39, 2007.
- [21] J. Lezama, P. Schweitzer, S. Weber, E. Tisserand, and P. Joyeux. Modeling of a domestic electrical installation to arc fault detection. In *2012 IEEE 58th Holm Conference on Electrical Contacts (Holm)*, pages 1–7, Sept 2012.
- [22] S. Das, S. Santoso, A. Gaikwad, and M. Patel. Impedance-based fault location in transmission networks: theory and application. *IEEE Access*, 2:537–557, 2014.
- [23] T. Kawady and J. Stenzel. A practical fault location approach for double circuit transmission lines using single end data. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 18(4):1166–1173, Oct 2003.

- [24] T. Takagi, Y. .. Yamakoshi, M. Yamaura, R. Kondow, and T. Matsushima. Development of a new type fault locator using the one-terminal voltage and current data. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101(8): 2892–2898, Aug 1982.
- [25] Alamuti Mohsen Mohammadi and Nouri Hassan. Single end feeder arcing fault location using mutual inductance. *European Transactions on Electrical Power*, 22(8):1136–1145.
- [26] M. M. Alamuti, H. Nouri, R. M. Ciric, and V. Terzija. Intermittent fault location in distribution feeders. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(1): 96–103, Jan 2012.
- [27] L. U. Iurinic, A. R. Herrera-Orozco, R. G. Ferraz, and A. S. Bretas. Distribution systems high-impedance fault location: A parameter estimation approach. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(4):1806–1814, Aug 2016.
- [28] A. T. Johns and S. Jamali. Accurate fault location technique for power transmission lines. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, 137(6):395–402, Nov 1990.
- [29] M. Pustulka, J. Izykowski, and M. Lukowicz. Comparison of different approaches to arc fault location on power transmission lines. In *2013 12th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, pages 145–149, May 2013.
- [30] B. Gottin, C. Loana, J. Chanussot, G. D’Urso, and T. Espilit. Detection and localization of transient sources: Comparative study of complex-lag distribution concept versus wavelet and spectrogram-based method. *EURASIP Journal on advances in signal processing*, pages 1–12, 2009.
- [31] D. C. Robertson, O. I. Camps, J. S. Mayer, and W. B. Gish. Wavelets and electromagnetic power system transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(2):1050–1058, Apr 1996.
- [32] S. L. Zimath, C. A. Dutra, R. R. Matos, L. B. de Oliveira, J. H. M. de Resende, and J. A. P. Moutinho. Traveling wave fault location applied to high impedance events. In *12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014)*, pages 1–6, March 2014.
- [33] F. H. Magnago and A. Abur. Fault location using wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 13(4):1475–1480, Oct 1998.

- [34] M.A. Baseer. Traveling waves for finding the fault location in transmission lines. *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 1(1):1–19, 2013.
- [35] D.F. Walnut. An Introduction to Wavelet Analysis. Birkhauser, Boston.
- [36] Wei Chen, O. P. Malik, Xianggen Yin, Deshu Chen, and Zhe Zhang. Study of wavelet-based ultra high speed directional transmission line protection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 18(4):1134–1139, Oct 2003.
- [37] S. A. Gafoor and P. V. R. Rao. Wavelet based fault detection, classification and location in transmission lines. In *2006 IEEE International Power and Energy Conference*, pages 114–118, Nov 2006.
- [38] P. Chiradeja and C. Pothisarn. Identification of the fault location for three-terminal transmission lines using discrete wavelet transforms. In *2009 Transmission Distribution Conference Exposition: Asia and Pacific*, pages 1–4, Oct 2009.
- [39] Hosung Jung, Young Park, Moonseob Han, Changmu Lee, Hyunjune Park, and Myongchul Shin. Novel technique for fault location estimation on parallel transmission lines using wavelet. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 29(1):76 – 82, 2007.
- [40] Nitin Uttam Gawali, Prof. R. P. Hasabe, and Prof. Dr.A. P Vaidya. A comparison of different mother wavelet for fault detection classification of series compensated transmission line. *International Journal for Innovative Research in Science Technology*, 1(9):57–63, 2015.
- [41] A. Borghetti, S. Corsi, C.A. Nucci, M. Paolone, L. Peretto, and R. Tinarelli. On the use of continuous-wavelet transform for fault location in distribution power networks. In *2005 15th Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–7, 2005.
- [42] Abdul Gafoor Shaik and Ramana Rao V. Pulipaka. A new wavelet based fault detection, classification and location in transmission lines. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 64:35 – 40, 2015.
- [43] F. Xu and X. Dong. A novel single-ended traveling wave fault location method based on reflected wave-head of adjacent bus. In *12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014)*, pages 1–5, March 2014.
- [44] Zhang Xiaoli, Zeng Xiangjun, Lei Li, S. S. Choi, and Wang Yuanyuan. Fault location using wavelet energy spectrum analysis of traveling waves. In *2007*

- International Power Engineering Conference (IPEC 2007)*, pages 1126–1130, Dec 2007.
- [45] Cynthia Furse, You Chung, Chet Lo, and Praveen Pendayala. A critical comparison of reflectometry methods for location of wiring faults. *Smart Structures and Systems*, 2(1):25–46, 1 2006.
- [46] S. Schuet, D. Timucin, and K. Wheeler. A model-based probabilistic inversion framework for characterizing wire fault detection using tdr. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(5):1654–1663, May 2011.
- [47] Y. J. Shin, E. J. Powers, T. S. Choe, Chan-Young Hong, Eun-Seok Song, Jong-Gwan Yook, and Jin Bae Park. Application of time-frequency domain reflectometry for detection and localization of a fault on a coaxial cable. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 54(6):2493–2500, Dec 2005.
- [48] K. Ramasubramanian. Using a complex-baseband architecture in FMCW radar systems. Texas Instruments.
- [49] You Chung Chung, C. Furse, and J. Pruitt. Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating faults in an f-18 flight control harness. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(2):327–334, May 2005.
- [50] S. Wu, C. Furse, and C. Lo. Noncontact probes for wire faultlocation with reflectometry. *IEEE Sensors Journal*, 6(6):1716–1721, Dec 2006.
- [51] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. *IEEE Sensors Journal*, 5(6):1469–1478, Dec 2005.
- [52] C. Furse, P. Smith, M. Safavi, and Chet Lo. Feasibility of spread spectrum sensors for location of arcs on live wires. *IEEE Sensors Journal*, 5(6):1445–1450, Dec 2005.
- [53] Fabrice Auzanneau and Nicolas Ravot. Détection et localisation de défauts dans des réseaux filaires de topologie complexe. *Annales Des Télécommunications*, 62(1):193–213, Jan 2007.
- [54] A. Jain, A. S. Thoke, and R. N. Patel. Double circuit transmission line fault distance location using artificial neural network. In *2009 World Congress on Nature Biologically Inspired Computing (NaBIC)*, pages 13–18, Dec 2009.

- [55] K. V. Babu, M. Tripathy, and A. K. Singh. Recent techniques used in transmission line protection: a review. *International Journal of Engineering, Science and Technology*, 3(3):1–8, 2011.
- [56] M. B. Hessine and S. B. Saber. Accurate fault classifier and locator for ehv transmission lines based on artificial neural networks. *Mathematical Problemas in Engineering*, page 19, 2014.
- [57] M. Sanaye-Pasand and H. Khorashadi-Zadeh. An extended ann-based high speed accurate distance protection algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 28(6):387 – 395, 2006.
- [58] M. Kezunovic and I. Rikalo. Detect and classify faults using neural nets. *IEEE Computer Applications in Power*, 9(4):42–47, Oct 1996.
- [59] R. K. Aggarwal, S. L. Blond, P. Beaumont, G. Baber, F. Kawano, and S. Miura. High frequency fault location method for transmission lines based on artificial neural network and genetic algorithm using current signals only. In *11th IET International Conference on Developments in Power Systems Protection (DPSP 2012)*, pages 1–6, April 2012.
- [60] Ying-Yi Hong, Yan-Hung Wei, Yung-Ruei Chang, Yih-Der Lee, and Pang-Wei Liu. Fault detection and location by static switches in microgrids using wavelet transform and adaptive network-based fuzzy inference system. *Energies*, 7(4): 2658–2675, 2014.
- [61] Y. H. Song, A. T. Johns, Q. Y. Xuan, and J. Y. Liu. Genetic algorithm based neural networks applied to fault classification for ehv transmission lines with a upfc. In *Sixth International Conference on Developments in Power System Protection (Conf. Publ. No. 434)*, pages 278–281, March 1997.
- [62] K. M. El-Naggar. A genetic based fault location algorithm for transmission lines. In *16th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, 2001. Part 1: Contributions. CIRED. (IEE Conf. Publ No. 482)*, volume 3, pages 5 pp. vol.3–, June 2001.
- [63] A. Yaramasu, Y. Cao, G. Liu, and B. Wu. Aircraft electric system intermittent arc fault detection and location. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 51(1):40–51, January 2015.
- [64] Tahar Bouthiba. Fault location in ehv transmission lines using artificial neural networks. In *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 2004.

- [65] R. Salat and S. Osowski. Accurate fault location in the power transmission line using support vector machine approach. *IEEE Transactions on Power Systems*, 19(2):979–986, May 2004.
- [66] Alexandre P. Alves da Silva, Antonio C.S. Lima, and Suzana M. Souza. Fault location on transmission lines using complex-domain neural networks. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 43(1):720 – 727, 2012.
- [67] Majid Jamil, Abul Kalam, A.Q. Ansari, and M. Rizwan. Generalized neural network and wavelet transform based approach for fault location estimation of a transmission line. *Applied Soft Computing*, 19:322 – 332, 2014.
- [68] M. Shafiullah, M. A. Abido, and Z. Al-Hamouz. Wavelet-based extreme learning machine for distribution grid fault location. *IET Generation, Transmission Distribution*, 11(17):4256–4263, 2017.
- [69] Sami Ekici. Support vector machines for classification and locating faults on transmission lines. *Applied Soft Computing*, 12(6):1650 – 1658, 2012.
- [70] Duzgun Akmaz, Mehmet Salih Mamis, Muslum Arkan, and Mehmet Emin Tagluk. Transmission line fault location using traveling wave frequencies and extreme learning machine. *Electric Power Systems Research*, 155:1 – 7, 2018.
- [71] Patrick E. Farias, Adriano Peres de Moraes, Jean Pereira Rossini, and Ghendy Cardoso. Non-linear high impedance fault distance estimation in power distribution systems: A continually online-trained neural network approach. *Electric Power Systems Research*, 157:20 – 28, 2018.
- [72] M. Jayabharata Reddy and D.K. Mohanta. A wavelet-fuzzy combined approach for classification and location of transmission line faults. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 29(9):669 – 678, 2007.
- [73] Shimaa Barakat, Magdy B. Eteiba, and Wael Ismael Wahba. Fault location in underground cables using anfis nets and discrete wavelet transform. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 1(3):198 – 211, 2014.
- [74] J. Zhang, H. Zhou, and J. Qian. A two-terminal fault location algorithm using asynchronous sampling based on genetic algorithm. In *2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*, volume 2, pages 1513–1516, Oct 2011.
- [75] S. Hussain and A. H. Osman. Genetic algorithm based fault locator scheme for three-terminal transmission lines using asynchronous measurements. In *2015 6th*

- International Conference on Modeling, Simulation, and Applied Optimization (ICMSAO)*, pages 1–6, May 2015.
- [76] M. Ghiafeh Davoudi, J. Sadeh, and K. Kamyab. Time domain fault location on transmission lines using genetic algorithm. In *2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, pages 1087–1092, May 2012.
- [77] A. Nareshkumar. Series (open conductor) fault distance location in three phase transmission line using artificial neural network. *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology*, 3(7):1067–1071, 2014.
- [78] R. Razzaghi, G. Lugrin, H. Mahmoudimanesh, C. Romero, M. Paolone, and F. Rachidi. An efficient method based on the electromagnetic time reversal to locate faults in power networks. In *2014 IEEE PES General Meeting — Conference Exposition*, pages 1–1, July 2014.
- [79] A. Codino, Z. Wang, R. Razzaghi, M. Paolone, and F. Rachidi. An alternative method for locating faults in transmission line networks based on time reversal. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 59(5):1601–1612, Oct 2017.
- [80] R. Moreno P. Arauz and I. Kao. Location and diagnosis of electrical faults for a low-voltage system. In *2013 15th Recent Advances in Telecommunications Signals and Systems Conference (PSCC)*, pages 157–162, 2013.
- [81] Y. Cao, J. Li, M. Sumner, E. Christopher, and D. W. P. Thomas. A new double-ended approach to the series arc fault location. In *12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014)*, pages 1–5, March 2014.
- [82] J. M. Roldan-Fernandez, Francisco M. Gonzalez-Longatt, José Luis Rueda, and H. Verdejo. *Modelling of Transmission Systems Under Unsymmetrical Conditions and Contingency Analysis Using DIGSILENT PowerFactory*, pages 27–59. Springer International Publishing, Cham, 2014.
- [83] A. Campoccia, M. L. Di Silvestre, I. Incontrera, and E. Riva Sanseverino. A generalized methodology for distribution systems faults identification, location and characterization. In *2005 IEEE Russia Power Tech*, pages 1–7, June 2005.
- [84] A.S. Khraiwish, M. Alshamasin, R. Kassasbeh, Y. Al shiboul, Z. Al-Qudah, and M. Al-Busou. The effect of the harmonics, the fault location and the fault resistance on the performance of the impedance-type distance relay. *American Journal of Applied Sciences*, 6(4):788 – 796, 2009.

- [85] M. Moradi, M. A. Poormina, and F. Razzazi. Fpga implementation of feature extraction and mlp neural network classifier for farsi handwritten digit recognition. In *2009 Third UKSim European Symposium on Computer Modeling and Simulation*, pages 231–234, Nov 2009.
- [86] M. Bahoura and C. W. Park. Fpga-implementation of high-speed mlp neural network. In *2011 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, pages 426–429, Dec 2011.
- [87] Nedzad Hadziefendic, Miomir Kostic, and Zoran Radakovic. Detection of series arcing in low-voltage electrical installations. *European Transactions on Electrical Power*, 19(3):423–432, 2009.
- [88] P. Muller, S. Tenbohlen, R. Maier, and M. Anheuser. Characteristics of series and parallel low current arc faults in the time and frequency domain. In *2010 Proceedings of the 56th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts*, pages 1–7, Oct 2010.
- [89] Dae won Park, Il kwon Kim, Su yeon Choi, and Gyung suk Kil. Detection algorithm of series arc for electrical fire prediction. In *2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, pages 716–719, April 2008.
- [90] G. Artale, A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, S. Nuccio, and G. Tinè. Arc fault detection method based on czf low-frequency harmonic current analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 66(5):888–896, May 2017.
- [91] D. C. Yu and S. H. Khan. An adaptive high and low impedance fault detection method. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(4):1812–1821, Oct 1994.
- [92] A. Mukherjee, A. Routray, and A. K. Samanta. Method for online detection of arcing in low-voltage distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32(3):1244–1252, June 2017.
- [93] C.J. Kim and B.D. Russell. Analysis of distribution disturbances and arcing faults using the crest factor. *Electric Power Systems Research*, 35(2):141 – 148, 1995.
- [94] Etienne Tisserand, Jinmi Lezama, Patrick Schweitzer, and Yves Berviller. Series arcing detection by algebraic derivative of the current. *Electric Power Systems Research*, 119:91 – 99, 2015.
- [95] H. Gu, F. Zhang, Z. Wang, Q. Ning, and S. Zhang. Identification method for low-voltage arc fault based on the loose combination of wavelet transformation

- and neural network. In *2012 Power Engineering and Automation Conference*, pages 1–4, Sept 2012.
- [96] F. B. Costa. Fault-induced transient detection based on real-time analysis of the wavelet coefficient energy. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29(1):140–153, Feb 2014.
- [97] K. Koziy, B. Gou, and J. Aslakson. A low-cost power-quality meter with series arc-fault detection capability for smart grid. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 28(3):1584–1591, July 2013.
- [98] W. Liu, X. Zhang, Y. Dong, and X. Huang. Arc fault detection for ac sspc based on hilbert-huang transform. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4104–4109, Oct 2017.
- [99] Pan Qi, Slavisa Jovanovic, Jinmi Lezama, and Patrick Schweitzer. Discrete wavelet transform optimal parameters estimation for arc fault detection in low-voltage residential power networks. *Electric Power Systems Research*, 143: 130 – 139, 2017.
- [100] R. Doraiswami and L. Cheded. Kalman filter for parametric fault detection: an internal model principle-based approach. *IET Control Theory Applications*, 6(5): 715–725, March 2012.
- [101] Qinghua Zhang. Adaptive kalman filter for actuator fault diagnosis. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1):14272 – 14277, 2017. 20th IFAC World Congress.
- [102] Zhentong Liu and Hongwen He. Sensor fault detection and isolation for a lithium-ion battery pack in electric vehicles using adaptive extended kalman filter. *Applied Energy*, 185:2033 – 2044, 2017. Clean, Efficient and Affordable Energy for a Sustainable Future.
- [103] Wei Gao, Jingchun Li, Guangtao Zhou, and Qian Li. Adaptive kalman filtering with recursive noise estimator for integrated sins/dvl systems. *Journal of Navigation*, 68(1):142–161, 2015.
- [104] Xifeng Li, Yongle Xie, Dongjie Bi, and Yongcai Ao. Kalman filter based method for fault diagnosis of analog circuits. 2013.
- [105] Shiwen Zhang, Feng Zhang, Peng Liu, and Zhengzhi Han. Identification of low voltage ac series arc faults by using kalman filtering algorithm. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 20(5):51 – 56, 2014.

- [106] L. Karlöf, T.A. Ølgård, F. Godtlielsen, M. Kaczmarska, and H. Fischer. Statistical techniques to select detection thresholds for peak signals in ice-core data. *Journal of Glaciology*, 51(175):655–662, 2005.
- [107] Yu-Wei Liu, Chi-Jui Wu, and Yi-Chieh Wang. Detection of serial arc fault on low-voltage indoor power lines by using radial basis function neural network. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 83:149 – 157, 2016.
- [108] Kai Yang, Rencheng Zhang, Shouhong Chen, Fujiang Zhang, Jianhong Yang, and Xingbin Zhang. Series arc fault detection algorithm based on autoregressive bispectrum analysis. *Algorithms*, 8(4):929–950, 2015.
- [109] Z. Yi and A. H. Etemadi. Fault detection for photovoltaic systems based on multi-resolution signal decomposition and fuzzy inference systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(3):1274–1283, May 2017.
- [110] S. Dhar and P. K. Dash. Differential current-based fault protection with adaptive threshold for multiple pv-based dc microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 11(6):778–790, 2017.
- [111] B. Grichting, J. Goette, and M. Jacomet. Cascaded fuzzy logic based arc fault detection in photovoltaic applications. In *2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pages 178–183, June 2015.
- [112] H. Sneider and P. M. Frank. Observer-based supervision and fault detection in robots using nonlinear and fuzzy logic residual evaluation. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(3):274–282, May 1996.
- [113] A. A. Girgis. A new kalman filtering based digital distance relay. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PER-2(9):65–66, Sept 1982.
- [114] K. Phipps, T. Cooke, D. Dorr, and P. Keebler. Frequency phenomenon and algorithms for arc detection. In *2010 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 183–188, July 2010.
- [115] Y. C. Kang, S. H. Ok, and S. H. Kang. A ct saturation detection algorithm. In *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491)*, volume 1, pages 33–33, July 2003.
- [116] Hong-Keun Ji, Guoming Wang, Woo-Hyun Kim, and Gyung-Suk Kil. Optimal design of a band pass filter and an algorithm for series arc detection. *energies*, 11(992):1 – 13, 2018.

-
- [117] Y. Wang, F. Zhang, and S. Zhang. A new methodology for identifying arc fault by sparse representation and neural network. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pages 1–12, 2018.
- [118] CS. Sheng, Y.H Liu, CY. Kuo, YL. Chu, CS. Y, KH. Hsu, CK. Chan, and JC. Chang. Reduction of conductive emi noise resulted from the commercial power supply. In *THPPD058 Proceedings of IPAC2012*.
- [119] D. V. Giri and F. M. Tesche. Classification of intentional electromagnetic environments (ieme). *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46 (3):322–328, Aug 2004.
- [120] Sidhant Gupta, Matthew S. Reynolds, and Shwetak N. Patel. Electrisense: Single-point sensing using emi for electrical event detection and classification in the home. In *Proceedings of the 12th ACM International Conference on Ubiquitous Computing*, UbiComp '10, pages 139–148, 2010.
- [121] Manoj Gulati, Shobha Sundar Ram, and Amarjeet Singh. An in depth study into using EMI signatures for appliance identification. *CoRR*, abs/1409.4438, 2014.
- [122] Q. Zhou, Y. Chen, and Z. You. Infrastructure-mediated sensing based home appliances monitoring system using the emi characteristics. In *Chinese Journal of Electronics*, volume 23, pages 586–590, 2014.
- [123] David Morgan. *A Handbook for EMC Testing and Measurement*. Circuits, Devices and Systems. Institution of Engineering and Technology, 1994.