



HAL
open science

Modélisation du réseau basse tension dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne en bande étroite

Arbia Haded

► **To cite this version:**

Arbia Haded. Modélisation du réseau basse tension dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne en bande étroite. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Paris-Saclay, 2022. Français. NNT : 2022UPAST028 . tel-03674512

HAL Id: tel-03674512

<https://theses.hal.science/tel-03674512v1>

Submitted on 20 May 2022

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.

Modélisation du réseau basse tension dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne en bande étroite

Modeling of low voltage distribution grids in the frequency band used for narrow band power line communication

Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n° 575, Electrical, Optical, Bio-Physics and Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie électrique
Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes, Référent : CentraleSupélec

Thèse préparée dans l'unité de recherche **Université Paris-Saclay**, Laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris, 91190, Gif-sur-Yvette, France, sous la direction de **Dominique PICARD**, professeur, CentraleSupélec, le co-encadrement de **Mohammed SERHIR**, Professeur Adjoint, CentraleSupélec et la co-supervision de **Cédric LAVENU**, Ingénieur chercheur expert, EDF R&D

Thèse soutenue à Paris-Saclay, le 24 mars 2022, par

Arbia HADED

Composition du Jury

Véronique MOEYAERT Professeur, Université de Mons - Faculté Polytechnique	Présidente
Jean-Charles LE BUNETEL Professeur, Université de Tours	Rapporteur & Examineur
Virginie DEGARDIN Professeur, Université de Lille	Rapporteur & Examinatrice
Abdallah TOUIL Chef de projet CPL nouveaux usages, ENEDIS	Examineur
Lionel PICHON Directeur de recherche CNRS, CentraleSupélec	Examineur
Dominique PICARD Professeur, CentraleSupélec	Directeur de thèse

Remerciements

Un grand merci à toutes les personnes qui m'ont soutenu pendant mes trois ans de thèse.

Je remercie également ma famille et mes amis pour leur affection et leur support qui m'ont accompagné tout au long de cette aventure.

Liste des figures

Figure 1-1 : Contribution des travaux de thèse à la conception d'un simulateur électrique pour les systèmes CPL	18
Figure 1-1 : Les trois étapes principales de l'approche bottom-up.....	24
Figure 1-2 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission de longueur infinitésimale dx.....	26
Figure 1-3 : Circuit équivalent (1) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC.....	28
Figure 1-4 : Circuit équivalent (2) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC.....	30
Figure 1-5 : Caractéristiques géométriques d'un câble bifilaire	31
Figure 1-6 : Configuration de mesure des impédances d'entrée Z_{cc-in} et Z_{co-in} en utilisant un RLC-mètre	33
Figure 1-7 : Configuration de mesure des résistance R_1 et inductance L_1 de la ligne NP_1 [24].....	34
Figure 1-8 : Différentes capacités intervenant dans un câble électrique triphasé	35
Figure 1-9 : Configurations de mesure des capacités C_a, C_b, C_c, C_d, C_e et C_f , et lien avec les capacités C_i' et C_{ij}'	36
Figure 1-10 : Quadripôle ABCD d'une ligne de transmission simple	36
Figure 1-11 : Modélisation d'un câble composé de trois lignes de transmission couplées par une matrice ABCD naturelle	38
Figure 1-12 : Quadripôle S d'une ligne de transmission	38
Figure 1-13 : Circuits modélisant la variation de la résistance d'un câble en fonction de la fréquence.....	39
Figure 1-14 : Modélisation d'un équipement par un circuit équivalent [24] [23]	40
Figure 1-15 : Circuit équivalent représentant l'impédance moyenne des appareils de classe 1 [16] ..	41
Figure 1-16 : Modèle boîte noire à n bornes.....	42
Figure 1-17 : Modèle NIF d'un transformateur monophasé	42
Figure 1-18 : Exemple d'un réseau BT composé de N lignes couplées modélisées par des matrices ABCD	43
Figure 1-19 : Représentation de N lignes bifilaires en cascade modélisées par des matrices [S].....	44
Figure 1-20 : Représentation d'un réseau constitué de trois câbles et deux charges sur LTSpice	45
Figure 1-21 : Exemple d'un bruit impulsif synchrone [48]	47
Figure 1-22 : Exemple d'un bruit périodique asynchrone généré par une lampe fluorescente [23]....	48
Figure 1-23 : Exemples du bruit impulsif apériodique : impulsions en rafale (gauche) et impulsion isolée (droite).....	49
Figure 1-24 : Infrastructure de cosimulation distribuée basée sur le standard FMI.....	53
Figure 1-25 : Infrastructure de cosimulation centralisée basée sur le standard HLA [53].....	54
Figure 2-1 : Câbles de distribution souterrains	58
Figure 2-2 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain symétrique selon l'approche LS.....	59
Figure 2-3 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain symétrique selon l'approche LC	60
Figure 2-4 : Configuration simulée	61
Figure 2-5 : Fonctions de transfert $H_{Vs/E11}$ obtenues par la mesure, le modèle LC et le modèle LS.....	62
Figure 2-6 : Modèle générique des impédances des charges d'un réseau	63
Figure 2-7 : Trois résistances de 50 Ohm connectées en étoile aux extrémités d'un câble électrique	64
Figure 2-8 : Caractérisation des charges à l'aide d'un RLC-mètre.....	64
Figure 2-9 : Caractéristiques fréquentielles statiques pour différents équipements domestiques [34]	65
Figure 2-10 : Impédance d'entrée des appareils électriques mis en parallèle [24] (FM : four à microondes, GP : grille-pain, TV : téléviseur, HC : Home Cinéma, PC : ordinateur, MC : machine à café	66

Figure 2-11 : Schéma simplifié d'une installation électrique monophasée	66
Figure 2-12 : Exemple d'impédance d'accès calculée pour l'installation électrique de la Figure 2-11. 66	66
Figure 2-13 : Procédure de mesure des impédances d'un transformateur	67
Figure 2-14 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) des impédances d'un transformateur de 160 kVA (circuit primaire en court-circuit CO)	68
Figure 2-15 : Modèle générique des sources dans le domaine fréquentiel.....	69
Figure 3-1 : Configuration utilisée pour le calcul des fonctions de transfert d'un seul câble.....	73
Figure 3-2 : Paramètres intervenant dans le calcul du système d'impédances équivalent à l'entrée du câble	74
Figure 3-3 : Réseau fil conducteur pour l'illustration de l'algorithme développé	79
Figure 3-4 : Principe de réplification d'une fonction récursive sur trois niveaux.....	80
Figure 3-5 : Vision de la fonction récursive lorsqu'elle traite le nœud 3	81
Figure 3-6 : Formalisation des étapes du 1 ^{er} parcours de graphe.....	82
Figure 3-7 : Identification en aval du nœud courant et classement des composants selon leur type .	83
Figure 3-8 : Détermination de l'impédance ramenée $Z_{upstream\ c}(f)$ et calcul itératif de l'impédance équivalente $Z_{equi}(f)$	83
Figure 3-9 : Calcul itératif de l'impédance équivalente	84
Figure 3-10 : Formalisation des étapes du 2 nd parcours de graphe	85
Figure 3-11 : Identification des câbles en aval	85
Figure 3-12 : Calcul des courants dans les câbles.....	86
Figure 3-13 : Calcul des tensions naturelles au nœud en aval d'un câble	86
Figure 4-1 : Réseau électrique simple	95
Figure 4-2 : Cellule élémentaire d'un câble électrique triphasé sans impédance de neutre	95
Figure 4-3 : Approximation des paramètres linéaires R1 et L1 d'un câble symétrique	96
Figure 4-4 : Représentation du réseau électrique simulé sous LTSpice.....	98
Figure 4-5 : Environnement de mesure du câble souterrain	100
Figure 4-6 : Comparaison des fonctions de transfert déterminées par différentes méthodes	101
Figure 4-7 : Câbles souterrains connectés en parallèle posés sur sol	103
Figure 4-8 : Configuration (i)	103
Figure 4-9 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (i).....	104
Figure 4-10 : Configuration (ii)	105
Figure 4-11 : Résultats des mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (ii).....	106
Figure 4-12 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (iii)	107
Figure 4-13 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (iv).....	109
Figure 4-14 : configuration (v).....	110
Figure 4-15 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (v).....	111
Figure 4-16 : Configuration (vi).....	111
Figure 4-17 : Résultats des mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (vi)	113
Figure 5-1 : Extrait de la forme d'onde d'un bruit blanc échantillonné à 1 MHz (en haut) et calculs de sa DFT sur 40 ms avec une résolution fréquentielle de 25 Hz et 2,5 kHz (en bas).....	119

Figure 5-2 : Extrait de la forme d'onde d'un bruit périodique asynchrone de fréquence 11 kHz et de pseudo-pulsation 100 kHz échantillonné à 1 MHz (en haut) et calculs de sa DFT sur 40 ms avec une résolution fréquentielle de 25 Hz et 2,5 kHz (en bas).....	120
Figure 5-3 : Exemple d'intégration des signaux électriques et bruits diffus dans le simulateur et les calculs de propagation	121
Figure 5-4 : Exemple d'intégration de plusieurs FMUs constituant un système complexe dans DACCOSIM [73].....	121
Figure 5-5 : Illustration simplifiée du modèle de temps utilisé au sein de DACCOSIM [75]	122
Figure 5-6 : Illustration du phénomène de recouvrement temporel d'un système évènementiel avec transmission de données temporelles par blocs.....	125
Figure 5-7 : Représentation du processus de traitement fréquentiel réalisé à chaque nouvel échantillon	128
Figure 5-8 : Représentation du traitement d'une fenêtre d'observation d'un signal par le simulateur électrique	128
Figure 5-9 : Illustration de l'implémentation dans Simulink pour deux sources monophasées, l'émetteur CPL (S1) et la Charge 2 (C2), vers la Charge 1 (C1) (Figure 5-3).....	129
Figure 5-10 : Exemple d'approximation d'une fonction de transfert calculée par un filtre IIR stable	130
Figure A-1 : Banc de mesure de l'impédance d'entrée des appareils domestiques	135
Figure A-2 : Résistance de 50 Ohm.....	136
Figure A-3 : Bobines carrées en série fabriquées sur mesure au sein du laboratoire Qualité de l'Electricité d'EDF R&D	136
Figure A-4 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la bobine Z_{L1}	137
Figure A-5 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la bobine Z_{L2}	137
Figure A-6 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la série de deux bobines Z_L	137
Figure A-7 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la capacité Z_C	138
Figure B-1 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain asymétrique selon l'approche LS..	139
Figure B-2 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain asymétrique selon l'approche LC .	140
Figure C-1 : Circuit équivalent (1) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC.....	141
Figure C-2 : Circuit équivalent (2) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC.....	141
Figure D-1 : Configuration 1	143
Figure D-2 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 1	144
Figure D-3 : Configuration 2	144
Figure D-4 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 2	145
Figure D-5 : Configuration 3	145
Figure D-6 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 3	146
Figure D-7 : Configuration 4	146
Figure D-8 : Fonctions de transfert mesurées et simulées – Configuration 4 – scénario 1	147
Figure D-9 : Fonctions des transfert mesurées et simulées – Configuration 4 – scénario 2.....	148
Figure D-10 : Comparaison des fonctions de transfert simulées pour les deux scénarios	148
Figure D-11 : Comparaison des fonctions de transfert mesurées pour les deux scénarios – configuration 4.....	149

Figure D-12 : Configuration 5	149
Figure D-13 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 5	150
Figure D-14 : Configuration 6	150
Figure D-15 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 6	151
Figure D-16 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 7.....	152
Figure D-17 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 8.....	153
Figure D-18 : Configuration 9	153
Figure D-19 : Comparaison des mesures et des simulations pour les scénarios 1 (a), 2 (b) et 3 (c) – configuration 9	155
Figure D-20 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 10.....	156
Figure D-21 : Configuration 11	156
Figure D-22 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 11	157
Figure D-23 : Configuration 12	157
Figure D-24 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration 12	158
Figure E-1 : Panneau de sélection et de la gestion de la bibliothèque de composants Haute Fréquence	160
Figure E-2 : Interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de câble BT	161
Figure E-3 : Interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de charge triphasée	162
Figure E-4 : Illustration de l’interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de générateur triphasé.....	162
Figure E-5 : Interface de paramétrage de composants Générateur (à gauche) et Charge (à droite) en lien avec leur modélisation dans les hautes fréquences.....	163
Figure E-6 : Interface de paramétrage d’un composant ligne en lien avec sa modélisation HF	164
Figure E-7 : Interface d’affichage des résultats de simulation (en haut– fonctions de transfert V_s/V_e , en bas – tensions aux bornes des composants).....	166

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Modèle d'atténuation moyenne par classe	24
Tableau 2-1 : Caractéristiques géométriques des câbles souterrains du laboratoire CPL.....	58
Tableau 3-1 : Vision de la fonction récursive pour chacun des nœuds du réseau.....	82
Tableau 4-1 : Configuration de mesure des fonctions de transfert	99
Tableau 4-2 : Valeurs maximales, moyennes et écarts-types des écarts en dB entre mesures et simulations	102
Tableau 4-3 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration (i)	104
Tableau 4-4 : Ecarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (ii)	106
Tableau 4-5 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration (iii)	108
Tableau 4-6 : Ecarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (iv)	109
Tableau 4-7 : Ecarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (v)	110
Tableau 4-8 : Ecarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (vi)	113
Tableau 4-9 : Ecarts maximaux (dB) entre mesures et simulations pour les configurations présentées dans ce chapitre et l'Annexe A.....	114
Tableau D-1 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 1	144
Tableau D-2 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 2	145
Tableau D-3 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 3	146
Tableau D-4 : Écarts maximaux (dB) entre mesures et simulations – Configuration 4 – scénario 1 ..	147
Tableau D-5 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 5	150
Tableau D-6 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 6	151
Tableau D-7 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 7	152
Tableau D-8 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 8	153
Tableau D-9 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 9	155
Tableau D-10 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – configuration 10	156
Tableau D-11 : Ecarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations - configuration 11	157
Tableau D-12 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 12	158

Table des matières

Remerciements	3
Liste des figures	4
Liste des tableaux	8
Table des matières	9
Glossaire	14
Introduction générale.....	15
Chapitre 1 Etat de l'art de la simulation d'un système électrique et télécom	20
1.1 Introduction.....	21
1.2 Modélisation de la propagation des CPL sur un réseau électrique.....	21
1.2.1 Méthodes top-down.....	22
1.2.2 Méthodes bottom-up.....	24
1.2.3 Modélisation unitaire d'un câble électrique	25
1.2.4 Modélisation unitaire des autres composants du réseau	39
1.2.5 Assemblage des modèles unitaires des composants	42
1.3 Modélisation des perturbations électromagnétiques.....	45
1.3.1 Classification des perturbations dans la littérature	46
1.3.2 Caractéristiques et modélisations des perturbations CPL.....	46
1.4 Simulation globale d'un système CPL.....	49
1.4.1 Le système CPL, un système hétérogène multi-domaines.....	49
1.4.2 Environnement unique et formalismes hybrides	50
1.4.3 Transformation de modèles	51
1.4.4 Composition de modèles.....	52
1.4.5 Cosimulation de modèles	52
1.5 Conclusions.....	54
Chapitre 2 Modélisation des composants d'un réseau électrique	56
2.1 Introduction.....	57
2.2 Modélisation des câbles	57
2.2.1 Géométries des câbles considérés	57
2.2.2 Modélisation simplifiée et modélisation couplée des câbles électriques.....	58
2.3 Modélisation des équipements passifs	62
2.3.1 Modélisation générique des charges	62

2.3.2	Appareils domestiques	64
2.3.3	Impédance d'accès des installations des clients	65
2.3.4	Transformateurs HTA/BT.....	67
2.4	Modélisation des sources.....	68
2.5	Conclusions.....	70
Chapitre 3	Simulation de la propagation des signaux sur un réseau électrique.....	71
3.1	Objectifs du simulateur de propagation de signaux CPL.....	72
3.2	Méthode de calcul des fonctions de transfert	73
3.2.1	Calcul des fonctions de transfert pour un seul câble	73
3.2.2	Généralisation de la méthode de calcul des fonctions de transfert à un réseau Basse Tension complet	78
3.3	Implémentation de la méthode de calcul dans un outil	87
3.3.1	Tentative d'implémentation dans l'outil Dymola.....	88
3.3.2	Implémentation au sein de l'outil DisNetSimPI.....	90
3.4	Conclusions.....	91
Chapitre 4	Validation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert	93
4.1	Objectifs de l'algorithme de simulation	94
4.2	Comparaison des approches de simulation sur un cas simple.....	94
4.2.1	Cas d'application	94
4.2.2	Modélisation par l'approche circuit	95
4.2.3	Modélisation par l'approche ABCD	98
4.2.4	Modélisation par l'approche retenue	98
4.2.5	Mesure des fonctions de transfert.....	99
4.2.6	Analyse des résultats obtenus.....	100
4.3	Validation de l'algorithme de calcul sur des cas complexes	102
4.3.1	Objectifs.....	102
4.3.2	Description des configurations considérées	102
4.3.3	Configuration (i).....	103
4.3.4	Configuration (ii).....	105
4.3.5	Configuration (iii).....	107
4.3.6	Configuration (iv).....	108
4.3.7	Configuration (v).....	110
4.3.8	Configuration (vi).....	111
4.3.9	Synthèse des tests réalisés sur les cas complexes	114
4.4	Conclusions.....	114
Chapitre 5	Propagation des signaux CPL dans un contexte de cosimulation électrique/télécom	116

5.1	Objectifs.....	117
5.2	Mise en œuvre de la méthodologie de propagation appliquée à un signal électrique	117
5.2.1	Passage du domaine temporel au domaine fréquentiel	117
5.2.2	Recalage du pavage fréquentiel des fonctions de transfert	118
5.3	Intégration du bruit.....	118
5.3.1	Modélisation des différents types de bruits	118
5.3.2	Prise en compte dans la simulation.....	120
5.4	Cosimulation d'un système CPL	121
5.4.1	Utilisation du standard FMI.....	122
5.4.2	Gestion des échanges entre simulateurs électrique et télécom.....	123
5.4.3	Implémentation dans l'environnement Simulink.....	126
5.5	Conclusions.....	130
	Conclusion générale et perspectives.....	131
	Annexes	134
	Annexe A. Caractérisation des charges	135
A.1.	Procédure de mesure des impédances des appareils électriques.....	135
A.2.	Caractérisation fréquentielle des charges calibrées	136
A.2.1.	Résistance de 50 Ω	136
A.2.2.	Inductances calibrées.....	136
A.2.3.	Capacité C de 1000 pF.....	138
	Annexe B. Modélisation simplifié et couplé du câble asymétrique	139
B.1.	Paramètres du modèle simplifié du câble souterrain asymétrique	139
B.2.	Paramètre du modèle couplé du câble souterrain asymétrique	140
	Annexe C. Relations mathématiques entre les paramètres de deux modèles des câbles électriques.....	141
C.1.	Rappel des modèles de câbles	141
C.2.	Relation de passage entre les deux modèles	142
	Annexe D. Validation de l'algorithme de calcul	143
D.1.	Introduction	143
D.2.	Configuration 1	143
D.2.1.	Description de la configuration.....	143
D.2.2.	Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	144
D.3.	Configuration 2	144
D.3.1.	Description de la configuration.....	144
D.3.2.	Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	145
D.4.	Configuration 3	145
D.4.1.	Description de la configuration.....	145

D.4.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	146
D.5. Configuration 4	146
D.5.1. Description de la configuration.....	146
D.5.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert – scénario 1	147
D.5.3. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert – scénario 2	147
D.6. Configuration 5	149
D.6.1. Description de la configuration.....	149
D.6.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	149
D.7. Configuration 6	150
D.7.1. Description de la configuration.....	150
D.7.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	150
D.8. Configuration 7	151
D.8.1. Description de la configuration.....	151
D.8.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	152
D.9. Configuration 8	152
D.9.1. Description de la configuration.....	152
D.9.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	152
D.10. Configuration 9	153
D.10.1. Description de la configuration.....	153
D.10.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	154
D.11. Configuration 10	155
D.11.1. Description de la configuration.....	155
D.11.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	155
D.12. Configuration 11	156
D.12.1. Description de la configuration.....	156
D.12.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	156
D.13. Configuration 12	157
D.13.1. Description de la configuration.....	157
D.13.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert.....	158
Annexe E. Développement d'un outil de calculs de propagation	159
E.1. Bibliothèque de modèle de composants haute fréquence	159
E.1.1. Fonctionnalités de la bibliothèque de composants dans le domaine Haute Fréquence ..	159
E.1.2. Modélisation des entrées de la bibliothèque HF selon leur type.....	160
E.1.3. Paramétrage des caractéristiques des composants unitaires.....	163
E.2. Calcul des tensions haute fréquence pour l'ensemble d'un réseau	164
E.3. Affichage des résultats de calculs.....	165

Liste des publications	167
Références bibliographiques	168
Résumé	174

Glossaire

Pour faciliter la lecture de ce manuscrit, nous donnerons dans ce glossaire les différentes notations et abréviations utilisées.

BT : basse tension (400 V)

CPL : Courant Porteur en Ligne

DSP : Densité Spectrale de Puissance

DFT : Discrete Fourier Transform pour Transformée de Fourier Discrète

DMSO : Defense Modeling and Simulation Office

FMI : Functional Mockup Interface

FMU-CS : Functional Mockup Unit for Cosimulation

FMU-ME : Functional Mock-up Units for Model Exchange

G3 : Génération 3 des CPL

IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform pour Transformée de Fourier Discrète Inverse

ISO : International Standards Organisation

HLA : High Level Architecture

HTA : Haute Tension niveau A (5 à 33 kV)

LC : modèle couplé d'un câble

LS : modèle simplifié, non couplé, d'un câble

MoC : Modèles de Calcul

MFSB : Méthode Fréquentielle appliqués aux Signaux CPL et Bruits

NTIC : Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication

OSI : Open Systems Interconnection

RTI : Run-Time Infrastructure

SG : Smart Grids

Introduction générale

1. Contexte

Les états Européens ont défini des objectifs ambitieux de décarbonation de l'économie dans des secteurs clés, incitant leur transformation rapide, et en particulier poussant leur électrification. Le groupe EDF a répondu à ces défis environnementaux par des plans industriels, autour de la mobilité électrique, de la production photovoltaïque et du stockage d'énergie électrique, dépassant les objectifs fixés par les pouvoirs publics. En parallèle, les nouvelles réglementations thermiques poussent à l'électrification des usages, par exemple avec le développement de nouvelles pompes à chaleur. L'essentiel de ces nouveaux usages va se retrouver raccordé aux réseaux électriques de distribution publique, et notamment aux réseaux électriques basse tension (BT).

Les réseaux électriques vont ainsi jouer un rôle central dans la transition énergétique. Afin de faciliter l'intégration de ces nouveaux usages et en maîtriser les coûts d'investissement et de fonctionnement associés, les opérateurs de réseaux électriques ont développé des solutions pour rendre leurs réseaux intelligents. Ces réseaux, également appelés Smart Grids (SG) [1], sont des réseaux électriques utilisant de Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication (NTIC). Ils fournissent aux opérateurs et aux clients de nouveaux services, comme par exemple assurer à tout moment un équilibre entre l'offre et la demande de puissance électrique, piloter des leviers de flexibilité (topologie du réseau, effacement de production...) pour optimiser l'exploitation du réseau, identifier les défaillances d'un ouvrage du réseau, ou encore fournir aux consommateurs une information régulière sur leur consommation électrique.

Au niveau des réseaux électriques basse tension, les systèmes de comptage intelligent sont une pierre angulaire de l'accompagnement des politiques publiques de développement des énergies renouvelables, de la mobilité électrique et de la décarbonation des usages, grâce aux nouvelles fonctionnalités qu'ils offrent à l'ensemble des acteurs du système électrique. Ces systèmes sont en train d'être déployés de manière massive dans la majorité des pays européens.

En France, le projet Linky développé par Enedis depuis 2007 entre dans sa dernière ligne droite, avec fin 2021, près de 35 millions de compteurs communicants déployés en France. Ce système de comptage performant exploite la technologie de communication par Courant Porteur en Ligne (CPL) pour assurer une communication bidirectionnelle entre le concentrateur installé dans les postes de distribution HTA/BT et les compteurs installés chez les clients. Cette technologie utilise les réseaux électriques existants pour transmettre de l'information de manière maîtrisée à moindre coût.

Les réseaux électriques sont à l'origine conçus dans le but d'optimiser le transfert d'énergie électrique sur de grandes distances, des sites de production jusqu'aux clients finaux. Utilisés comme support de communication pour le CPL, des phénomènes de différentes natures peuvent affecter la qualité des transmissions, tels que l'atténuation des signaux, des bruits parasites ou encore des scénarios d'interférence complexes entre équipements, et ainsi le cas échéant doivent être maîtrisés.

Dans ce contexte, il s'avère nécessaire de développer des moyens de diagnostic et de modélisation des systèmes CPL afin de pouvoir identifier les difficultés liées à la propagation des signaux de communication sur les réseaux électriques. Des méthodes de mesure et de caractérisation des ouvrages du réseau et des équipements connectés sont nécessaires, au même titre que des outils de

simulation permettant de représenter les signaux télécom et d'évaluer leur propagation sur des réseaux complexes.

La mise au point d'un jumeau numérique d'un système CPL complet nécessite la simulation conjointe de la pile protocolaire CPL et du réseau électrique basse tension et de ses composants dans la gamme de fréquence de 9 à 500 kHz. Ce jumeau numérique permettrait aux opérateurs de réseau de diagnostiquer les problématiques de propagation des signaux tant sur des réseaux électriques existants, mais aussi de les identifier lors des études préalables aux phases d'extension ou de conception de nouveaux réseaux. Cette représentation des systèmes CPL permettra également d'optimiser l'usage, de mettre en œuvre de nouveaux leviers pour augmenter la bande passante disponible, et ainsi de déployer de nouveaux services qui seront par exemple nécessaires à la bonne gestion des ressources décentralisées qui se développeront sur les réseaux basse tension au cours des prochaines décennies.

2. Objectifs des travaux de thèse

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse visent à modéliser le réseau de distribution basse tension dans la bande de fréquences utilisées pour la communication par CPL en bande étroite (9 à 500 kHz), afin de prédire la propagation des signaux CPL et des bruits pouvant affecter leur bonne réception. Ainsi, on couvre la bande de 9 à 150 kHz, dont l'utilisation par les CPL est bien établie en France (notamment les compteurs Linky) et en Europe, conformément aux prescriptions de la norme CENELEC de référence (EN 50065-1), mais aussi la bande de 150 à 500 kHz, qui offre des opportunités d'usage de plus en plus affirmées dans le monde et plus spécifiquement en Europe.

Les réseaux électriques de distribution publique n'ont pas été conçus pour le transport de signaux haute fréquence. Les signaux qui s'y propagent sont donc soumis à des phénomènes d'atténuation difficilement prévisibles qui dépendent de nombreux paramètres. Certains sont propres à la topologie du réseau et aux caractéristiques de ses ouvrages (impédances des lignes et des câbles électriques, ainsi que des transformateurs de puissance), tandis que d'autres dépendent des installations électriques des clients et de leurs charges. Des situations très différentes seront ainsi à considérer, car chaque réseau BT est unique, avec des longueurs, des typologies de charges, ou encore des densités de clients différentes. Avoir la capacité de modéliser précisément les caractéristiques de n'importe quel réseau basse tension à partir d'une base de connaissance de modèles validés et de simuler ce réseau dans la bande fréquence CPL constitue un vrai enjeu pour les opérateurs d'infrastructures de comptage communicant par CPL.

Les caractéristiques des charges sont également amenées à évoluer en fonction de nombreux paramètres : l'activité des foyers avec des équipements fonctionnant uniquement à certaines périodes de la journée, d'autres dont le point de fonctionnement varie en fonction de l'usage, les dispositifs de régulation électronique internes aux équipements qui adaptent leur fonctionnement, mais aussi la réponse de ces équipements aux perturbations qui existent sur le réseau dans les gammes de fréquence considérées. En particulier, la présence toujours plus importante des convertisseurs d'électronique de puissance (véhicules électriques, onduleurs photovoltaïques, pompes à chaleur etc.) sur les réseaux BT apporte de plus en plus de bruit au réseau, et en particulier dans la bande de fréquence de 2 à 150 kHz. Prendre en compte ces sources de perturbation et les intégrer dans les simulations électriques sont ainsi nécessaires pour identifier les problématiques de parasitage des signaux CPL.

Par ailleurs, la modification de la configuration des technologies CPL existantes, leur évolution ou encore la mise au point de nouveaux systèmes CPL nécessitent de comprendre le comportement des piles protocolaires dans un grand nombre configurations différentes de réseaux électriques représentatifs, afin de valider leur déploiement. Si des essais en laboratoire ou sur le terrain sont inévitables, leur nombre est nécessairement limité car ceux-ci peuvent rapidement devenir chronophages, coûteux, voire complexes à réaliser dans un environnement réel, où on ne maîtrise jamais tous les paramètres. En effet, il est difficile de garantir la reproductibilité des essais en raison de la variabilité introduite par les équipements connectés au réseau, et donc d'identifier les causes d'éventuels dysfonctionnements. La réalisation de tests sur un système CPL complet dans un environnement totalement simulé permet de gagner en efficacité. Il devient facile de tester un grand nombre de configurations dans des conditions maîtrisées à moindre coût. Disposer d'un simulateur électrotechnique représentatif d'un réseau électrique, que l'on puisse coupler avec un simulateur télécom est essentiel pour disposer d'un jumeau numérique du système CPL existant afin de prédire son comportement, le faire évoluer et préparer le développement des systèmes CPL de demain.

3. Contributions des travaux de thèse

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre d'une thèse CIFRE menée par EDF R&D¹ dans le cadre de l'institut RiseGrid², en collaboration avec le laboratoire GeePs³ (Génie Electrique et Electronique de Paris).

Ils ont apporté plusieurs contributions à la modélisation et la simulation des systèmes CPL :

- **Développement et validation d'une méthode de calculs fréquentiels des phénomènes de propagation des signaux électriques dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.** Cette méthode bottom-up assemble les modèles des composants du réseau et simule la propagation des signaux CPL à l'aide d'algorithmes de parcours de graphe. Elle est validée par des simulations et des mesures réalisées pour un grand nombre de topologies de réseau et de configurations de charges mises en place au sein du laboratoire CPL de EDF R&D.
- **Construction d'une bibliothèque de modèles de composants des réseaux Basse Tension** adaptée à la méthode de calculs fréquentiels développée. Les modèles représentant les câbles BT, ainsi que les composants terminaux (appareils domestiques, installations clients, transformateurs de puissance, générateurs de signaux CPL) sont définis.
- **Simulation électrique de toute topologie représentative de réseaux de distribution BT**, interprétable par un outil de simulation télécom mettant en œuvre un modèle de la pile protocolaire CPL G3 complète, soit les couches ISO/OSI physiques, liaison de données, réseau, transport et application, dans le cadre d'une cosimulation.

¹ Entité de recherche et développement du groupe EDF le leader de la production et de la distribution d'électricité en France.

² Institut fondé par CentraleSupélec et EDF R&D en 2012. Il mène des recherches autour de la thématique des Smart Grids.

³ Unité de recherche dépendant de quatre tutelles académiques : [CNRS](#) (Centre National de la Recherche Scientifique), [CentraleSupélec](#), [université Paris-Saclay](#) et [Sorbonne Université](#).

- **Implémentation de ces méthodes dans l'outil de simulation des Smart Grids d'EDF R&D.** L'outil développé est utilisable pour simuler n'importe quel réseau BT dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.

4. Structure du manuscrit

Ce mémoire de thèse s'articule en cinq principaux chapitres. Chacun d'eux traite d'une partie des travaux réalisés sur les briques du simulateur électrique nécessaire à la cosimulation d'un système CPL complet. Ils sont identifiés dans la Figure 1-1. Leur contenu est détaillé par la suite.

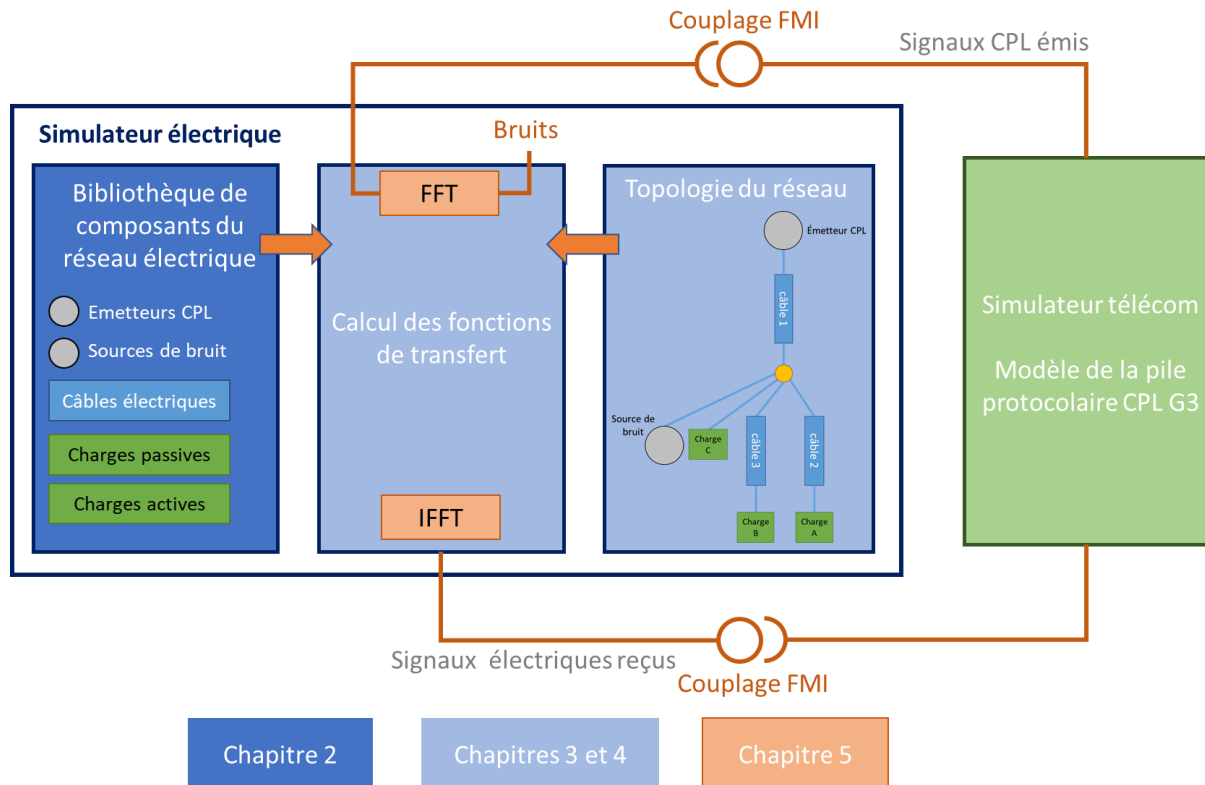


Figure 1-1 : Contribution des travaux de thèse à la conception d'un simulateur électrique pour les systèmes CPL

- Le Chapitre 1, intitulé "**Etat de l'art de la simulation d'un système électrique et télécom**", rappelle les approches de modélisation d'un réseau électrique en faisant un focus sur les approches déterministes qui sont basées sur la modélisation individuelle des composants du réseau et leur assemblage. Un état de l'art sur la modélisation des composants du réseau, sur les bruits et sur les méthodes de cosimulation est également présenté.
- Le Chapitre 2, intitulé "**Modélisation des composants d'un réseau électrique**", présente les modèles retenus pour représenter les câbles électriques, ainsi que les composants terminaux qui constituent les installations clients (câblage de l'installation et appareils domestiques) et les transformateurs des postes de distribution, ainsi que les générateurs des signaux CPL. Ces modèles sont les premiers éléments d'une bibliothèque de composants qui pourra être utilisée pour simuler n'importe quel réseau BT dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.
- Le Chapitre 3, intitulé "**Simulation de la propagation des signaux sur un réseau électrique**", présente la méthode de calculs développée pour calculer les fonctions de transfert d'un réseau

électrique BT dans la bande de fréquence de 9 à 500 kHz. Cette méthode suit une approche bottom-up. Son implémentation dans l'outil de simulation des Smart Grids d'EDF R&D est également décrite et nous permet de traiter les topologies réseau les plus complexes.

- Le Chapitre 4, intitulé "**Validation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert**", présente la démarche de validation de la méthode développée selon les principes établis au Chapitre 3 et de son implémentation à partir de mesures réalisées pour un grand nombre de topologies de réseau et de configurations de charges mises en place au sein du laboratoire CPL de EDF R&D.
- Le Chapitre 5, intitulé "**Propagation des signaux CPL dans un contexte de cosimulation électrique/télécom**", présente les approches considérées pour modéliser un réseau électrique dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL complet en intégrant les bruits présents sur les réseaux.

Enfin, une conclusion générale clôture le manuscrit et des perspectives pour les recherches futures sont énoncées.

A noter que la crise Covid a perturbé les 20 derniers mois de la thèse (confinement du 17 mars au 11 mai 2020, du 30 octobre au 15 décembre 2020 et du 3 avril au 3 mai 2021, soit environ 120 jours de confinement), notamment les séquences de caractérisation et de validation expérimentale.

Chapitre 1 Etat de l'art de la simulation d'un système électrique et télécom

Table des matières

1.1	Introduction.....	21
1.2	Modélisation de la propagation des CPL sur un réseau électrique.....	21
1.2.1	Méthodes top-down.....	22
1.2.2	Méthodes bottom-up.....	24
1.2.3	Modélisation unitaire d'un câble électrique.....	25
1.2.4	Modélisation unitaire des autres composants du réseau.....	39
1.2.5	Assemblage des modèles unitaires des composants.....	42
1.3	Modélisation des perturbations électromagnétiques.....	45
1.3.1	Classification des perturbations dans la littérature.....	46
1.3.2	Caractéristiques et modélisations des perturbations CPL.....	46
1.4	Simulation globale d'un système CPL.....	49
1.4.1	Le système CPL, un système hétérogène multi-domaines.....	49
1.4.2	Environnement unique et formalismes hybrides.....	50
1.4.3	Transformation de modèles.....	51
1.4.4	Composition de modèles.....	52
1.4.5	Cosimulation de modèles.....	52
1.5	Conclusions.....	54

1.1 Introduction

Dans le concept des Smart Grids, les technologies de communication par CPL jouent un rôle important grâce aux différents avantages qu'ils offrent tels que les infrastructures déjà existantes des réseaux électriques. Les protocoles de communication par CPL sont utilisés par un grand nombre de gestionnaires des réseaux pour assurer le contrôle et la commande de leur réseau de distribution BT.

La technologie de communication par CPL consiste à superposer au courant électrique de 50 ou 60 Hz transportant l'énergie un signal électrique de haute fréquence transportant l'information. Le signal de haute fréquence se propage sur le réseau électrique et peut être reçu par tout récepteur CPL se trouvant sur le même réseau [2].

Le réseau électrique possède l'avantage de réduire les coûts des nouvelles installations pour assurer la communication. Cependant, son utilisation comme support de transmission met la communication par CPL face à plusieurs phénomènes qui peuvent perturber la transmission des données numériques (atténuations des signaux, bruits parasites, interférences entre équipements...). L'étude des systèmes complexes comme les systèmes CPL nécessite d'adopter une approche qui interface différents domaines, et notamment le domaine électrique et le domaine télécommunication, pour représenter tous ces phénomènes complexes. L'interfaçage se traduit par l'établissement de modèles des systèmes physiques (réseaux électriques) et de modèles des piles protocolaires télécom. La modélisation de ces systèmes est différente et se traduit en pratique par des logiciels distincts.

Nous nous intéressons dans nos travaux de thèse à la partie électrique du système CPL et couplages des modèles électriques du réseau avec les modèles télécom. Le développement des modèles de la pile protocolaire ne fait pas partie de nos travaux.

L'objectif des travaux de thèse est de développer un outil qui reproduit le comportement des réseaux électriques lors de la propagation des signaux CPL et qui évalue les performances attendues pour les systèmes CPL dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz. Nous considérons la plage de fréquences allant de 9 à 500 kHz car elle est utilisée par les technologies CPL « en bande étroite ». Ainsi, on couvre la bande de 9 à 150 kHz, dont l'utilisation par les CPL est bien établie en France (notamment les compteurs Linky) et en Europe, conformément aux prescriptions de la norme CENELEC de référence (EN 50065-1), mais aussi la bande de 150 à 500 kHz, qui offre des opportunités d'usage de plus en plus affirmées dans le monde et plus spécifiquement en Europe.

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes approches adoptées dans la littérature pour modéliser les réseaux électriques et leurs composants, ainsi que les signaux et les bruits qui y circulent. Nous abordons également les méthodes qui pourraient être utilisées pour coupler des modèles électriques avec des modèles télécom dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL complet.

1.2 Modélisation de la propagation des CPL sur un réseau électrique

Un modèle précis des canaux de transmission aux fréquences CPL est nécessaire pour étudier le comportement des réseaux électriques et optimiser les systèmes de communication CPL. La modélisation du réseau permet ainsi d'estimer la propagation des signaux CPL en déterminant les fonctions de transfert entre le point d'injection du signal et les points de réception. La fonction de

transfert d'un canal CPL dépend de la topologie du réseau électrique et des impédances des appareils qui y sont connectés.

Dans la littérature, les approches de modélisation d'un réseau électrique se déclinent en deux catégories :

- l'approche empirique dite « top-down » est basée sur un modèle stochastique global bâti à partir de différentes mesures réalisées sur le réseau ;
- l'approche déterministe dite « bottom-up » est basée sur la modélisation individuelle des composants du réseau et leur assemblage.

1.2.1 Méthodes top-down

L'approche empirique modélise les fonctions de transfert d'un réseau électrique uniquement à partir de mesures effectuées sur site. La connaissance de la topologie du réseau électrique n'est pas indispensable. L'objectif est de collecter des données sur le comportement des canaux CPL. Ces données sont ensuite utilisées pour construire un modèle et déterminer ses paramètres.

Cette approche empirique est utile lorsque la topologie du réseau électrique n'est pas connue. Elle est aussi intéressante pour élaborer des modèles stochastiques de canaux CPL en analysant les distributions statistiques des paramètres du modèle du réseau.

Les avantages des approches empiriques sont généralement :

- **La génération rapide des modèles des canaux CPL**, puisque l'injection de signaux calibrés sur un conducteur à un point du réseau et leur réception synchronisée à une autre position suffit pour obtenir les caractéristiques de la propagation de ces signaux.
- **La richesse en information sur le comportement de ces canaux**, puisqu'en plus de la propagation des signaux, les mesures réalisées sur site vont renseigner sur la nature et l'importance des bruits présents.

Ces approches de modélisation présentent plusieurs inconvénients :

- **Elles ne sont pas généralisables** : la validité d'un modèle empirique est limitée aux canaux ayant fait l'objet de mesures sur un réseau donné dans une plage de fréquence donnée.
- **Elles sont intrusives** : elles nécessitent qu'un opérateur se raccorde à des ouvrages d'un réseau existant pour y réaliser des mesures. Ces opérations sont chronophages et peuvent être difficiles selon les installations électriques à instrumenter, notamment l'émissions et la réception des signaux doivent être synchronisées.
- **Elles sont sensibles à leur environnement** : la présence de perturbations permanentes ou ponctuelles perturbe l'évaluation de la propagation des signaux et les fonctions de transfert.

1.2.1.1 Modèle multi-trajets de Philips

Le modèle de Philips décrit le canal CPL comme étant la superposition de signaux provenant de différents trajets. Sa réponse impulsionnelle est la somme de N impulsions de Dirac [3]. La fonction de transfert du réseau (1-1) représente la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \rho_i * e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1-1)$$

Où : f , ρ_i et τ_i représentent respectivement la fréquence, l'amplitude et le retard du trajet i .

1.2.1.2 Modèle de Zimmerman

La propagation du signal dans une ligne électrique se fait non seulement selon le seul trajet direct de l'émetteur vers le récepteur mais aussi à travers des trajets provenant des réflexions du signal. Cela engendre des évanouissements sélectifs en fréquence. Le modèle Zimmerman (1-2) tient compte de ce phénomène d'atténuation [4] [5].

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i * A(f, d_i) * e^{-j2\pi f \left(\frac{d_i}{v_p}\right)} \quad (1-2)$$

Où, pour un trajet i :

- N est le nombre de trajets,
- g_i est le coefficient de pondération de trajet i ($|g_i| \leq 1$),
- f est la fréquence,
- d_i est la longueur du trajet i ,
- v_p est la vitesse de propagation en m/s ,
- $A(f, d_i)$ est le profil d'atténuation d'un câble exprimé comme suit : $A(f, d_i) = e^{-\alpha(f)d_i}$ avec $\alpha(f)$ un facteur dépendant des paramètres physiques du câble.

1.2.1.3 Classement des canaux CPL par capacité de transmission

[6] propose un modèle empirique des canaux CPL. Il effectue une classification de ces canaux en 9 catégories, classées par ordre croissant en fonction de leur capacité de transmission (C). La capacité est calculée par la formule de Shannon (1-3).

$$C = \Delta f * \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_e * |H(f_i)|^2}{P_b} \right) \quad (1-3)$$

Où :

- P_e : la densité spectrale de puissance transmise,
- f_i : la fréquence de la sous porteuse i ,
- $|H(f_i)|$: le module des fonctions de transfert mesurées,
- N : le nombre de porteuses,
- P_b : la densité spectrale de puissance du bruit blanc,
- Δf : la largeur de la bande de fréquence.

Un modèle d'atténuation moyenne en fonction de la fréquence qui varie entre 1 et 100 MHz avec un pas de 100 kHz est proposé pour chaque classe [7] comme le montre le Tableau 1-1.

Classe	Modèle du canal
1	$-80 + 30 \cos\left(\frac{f}{5.5 \cdot 10^7} - 0.5\right)$
2	$-43 + 25 \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$
3	$-38 + 25 \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{14}{10^8} f$
4	$-32 + 20 \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$
5	$-27 + 17 \exp\left(-\frac{f}{3 \cdot 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f$
6	$-38 + 17 \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$
7	$-32 + 17 \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$
8	$-20 + 9 \cos\left(\frac{f}{7 \cdot 10^7}\right)$
9	$-13 + 7 \cos\left(\frac{f}{4.5 \cdot 10^7} - 0.5\right)$

Tableau 1-1 : Modèle d'atténuation moyenne par classe

1.2.2 Méthodes bottom-up

Les méthodes bottom-up sont une alternative aux approches empiriques. Ces méthodes nécessitent de connaître les propriétés physiques du réseau (topologie, types et longueurs de câbles, charges...) pour modéliser de manière unitaire chaque composant du réseau étudié dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 500 kHz. Les modèles unitaires sont ensuite assemblés pour permettre le calcul des fonctions de transfert entre toute paire de nœuds d'un réseau donné (nœud émetteur / récepteur) et ainsi comprendre le comportement global du réseau.

La Figure 1-1 illustre les **3 étapes** nécessaires au calcul des fonctions de transfert par des méthodes bottom-up. Les méthodes associées, utilisées dans la littérature, seront décrites :

- Aux paragraphes 1.2.3 et 1.2.4, respectivement pour la **modélisation unitaire** des câbles électriques et des autres composants et ouvrages du réseau ;
- Au paragraphe 1.2.5, pour l'**assemblage des modèles** de composants et la détermination des fonctions de transfert.

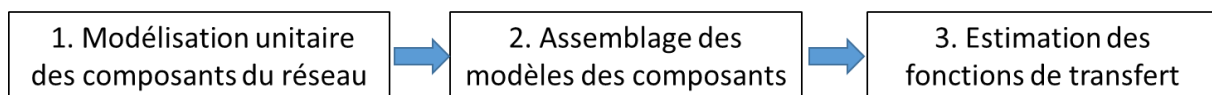


Figure 1-1 : Les trois étapes principales de l'approche bottom-up

L'approche bottom-up présente plusieurs avantages :

- **La généralité de l'approche** : elle peut être adaptée à toutes les configurations du réseau électrique et tous les types de composants connectés au réseau.

- **L'anticipation des risques** : elle peut être appliquée à un réseau existant, comme à un réseau à créer ou à des extensions, afin de déterminer les phénomènes de propagation induits par la topologie du réseau. Elle permet également de réaliser facilement des analyses de sensibilité à l'aide d'études paramétriques.
- **La simplicité de mise en œuvre** : son application par un opérateur de réseau ne nécessite pas d'aller sur le terrain pour réaliser des mesures complexes. Tout peut être réalisé dans un environnement maîtrisé de laboratoire.

Elle présente également plusieurs inconvénients :

- **L'exhaustivité de la bibliothèque de composants** : un modèle doit être disponible pour tous les composants du réseau. Un seul élément n'ayant pas été caractérisé unitairement peut empêcher la réalisation des calculs.
- **La dépendance à la précision des bases de données** : les informations topologiques (connexions, longueur des lignes, position des boîtes de jonction...) contenues dans les bases de données du distributeur et électrotechniques (paramètres primaires et secondaires des lignes...) sont parfois imprécises, ce qui a pour conséquence une remise en question des performances de la méthode.
- **Une connaissance parcellaire** : même si la bibliothèque de composants est exhaustive, il est en réalité impossible de connaître la nature exacte des installations électriques des clients (appareils connectés et mode de fonctionnement à chaque instant, topologie des installations électriques du client...).
- **L'absence de connaissance a priori sur le niveau de perturbation existant** : un réseau électrique est potentiellement soumis à des sources de perturbation variées dans la gamme de fréquences considérée. Sans mesure sur le réseau, il sera difficile d'anticiper la présence de telles perturbations.

1.2.3 Modélisation unitaire d'un câble électrique

1.2.3.1 Théorie de lignes de transmission et application aux CPL sur les réseaux électriques

La théorie des lignes de transmission est la plus utilisée pour la modélisation des câbles électriques, étant donnée sa simplicité et sa rapidité [8] [9] [10]. Deux hypothèses conditionnent son utilisation :

- l'homogénéité des conducteurs composants le câble : les paramètres géométriques (dimensions des conducteurs, distances entre les centres des conducteurs...) et les paramètres physiques (nature des conducteurs, nature des isolants...) sont considérés constants sur toute la longueur du câble ;
- le mode de propagation se fait dans l'hypothèse quasi-TEM (onde transverse électromagnétique), c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales sont faibles devant la longueur d'onde.

Le modèle d'un **tronçon infinitésimal dx d'une ligne bifilaire** est présenté à la Figure 1-2. Il s'exprime en fonction de ses **paramètres primaires** :

- La **résistance linéique $R \cdot dx$ (Ω)** représente ses pertes série par effet Joule.

- L'**inductance linéique** $L \cdot dx$ (H) modélise la présence des effets magnétiques dus au passage du courant dans les conducteurs.
- La **capacité linéique** $C \cdot dx$ (F) modélise le condensateur formé par deux conducteurs en parallèle. Elle dépend de la permittivité de l'isolant utilisé.
- La **conductance linéique** $G \cdot dx$ (S) représente les pertes diélectriques le long de la ligne dues aux imperfections de l'isolant.

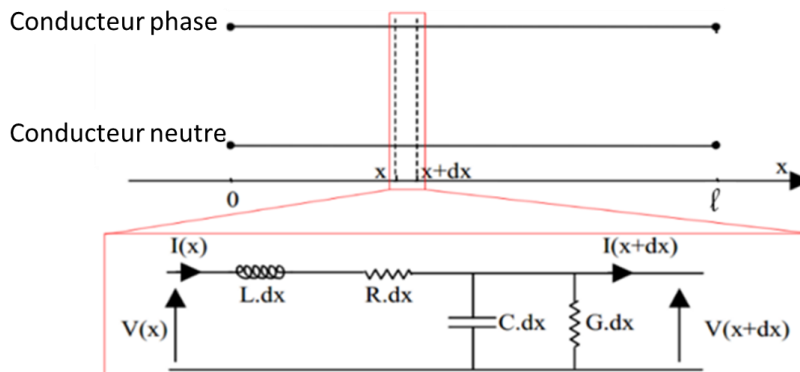


Figure 1-2 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission de longueur infinitésimale dx

Les réseaux basse tension sont triphasés dont le neutre est acheminé jusqu'aux clients finaux. Les câbles assurant la distribution de l'électricité à ce niveau de tension sont donc composés de trois phases et d'un neutre, dont les sections peuvent être différentes. Un câble électrique triphasé basse tension est représenté par trois lignes de transmission NP_i (Neutre-Phase i). Une modélisation adaptée est nécessaire pour représenter ces trois systèmes de transmission. Nous trouverons dans la littérature [11] :

- Un modèle simplifié, sans interaction entre les lignes de transmission (sans couplage) ;
- Un modèle couplé, intégrant les couplages entre les lignes de transmission.

1.2.3.2 Modèle simplifié des lignes de transmission (Modèle LS)

Le modèle simplifié considère les câbles triphasés comme trois lignes de transmission découplées sans prendre en compte les phénomènes de couplage inductif et capacitif existants entre les conducteurs. Chaque ligne de transmission NP_i est considérée comme une **ligne bifilaire** indépendante des autres lignes de transmission et peut être modélisée par le modèle de la Figure 1-2.

Ce modèle fait intervenir les paramètres primaires (R_i, L_i, C_i et G_i) de la ligne de transmission. Les paramètres primaires de trois lignes de transmission découplées sont exprimés sous une forme matricielle (1-4).

$$[R] = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 \end{bmatrix}; [G] = \begin{bmatrix} G_1 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

La mise en équation de ce modèle permet d'obtenir les relations entre le courant et la tension pour le système bifilaire considéré pour un segment infinitésimal de longueur dx (1-5) [12].

$$\begin{cases} \frac{dI(x)}{dx} = -Y.V(x) \\ \frac{dV(x)}{dx} = -Z.I(x) \end{cases} \quad (1-5)$$

Où : $V(x)$ et $I(x)$ sont respectivement les tensions et courants à l'entrée de la ligne ;
 $V(x + dx)$ et $I(x + dx)$ représentent les tensions et courants à la sortie de la ligne ;
 $Z = R + jL\omega$ est l'impédance série du tronçon élémentaire de ligne ;
 $Y = G + jC\omega$ représente l'admittance parallèle du tronçon élémentaire de ligne.

En dérivant le système d'équation (1-5) par rapport à dx , nous obtenons le système d'équations différentielles linéaires du second ordre dites « équations des télégraphistes » (1-6).

$$\begin{cases} \frac{d^2I(x)}{dx^2} = Z.Y.I(x) \\ \frac{d^2V(x)}{dx^2} = Z.Y.V(x) \end{cases} \quad (1-6)$$

Les solutions de ces équations en régime sinusoïdal s'écrivent (1-7) [13].

$$\begin{cases} V(x) = V^+e^{-\gamma x} + V^-e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{1}{Z_c}(V^+e^{-\gamma x} - V^-e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (1-7)$$

Où : V^+ est l'amplitude de l'onde progressive se propageant dans la direction de $+x$,
 V^- est l'amplitude de l'onde régressive se propageant dans la direction $-x$,
 Z_c et γ représentent les **paramètres secondaires de la ligne**, définis par les équations (1-8). Ils sont respectivement l'**impédance caractéristique** et la **constante de propagation**.

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad \gamma = \sqrt{ZY} \quad (1-8)$$

1.2.3.3 Modèle couplé des lignes de transmission (Modèle LC)

Les modèles couplés consistent à modéliser les câbles électriques en prenant en compte les phénomènes de couplage entre les différents conducteurs. [8] a proposé le circuit équivalent de la Figure 1-3 pour modéliser un câble électrique triphasé de longueur infinitésimale dx .

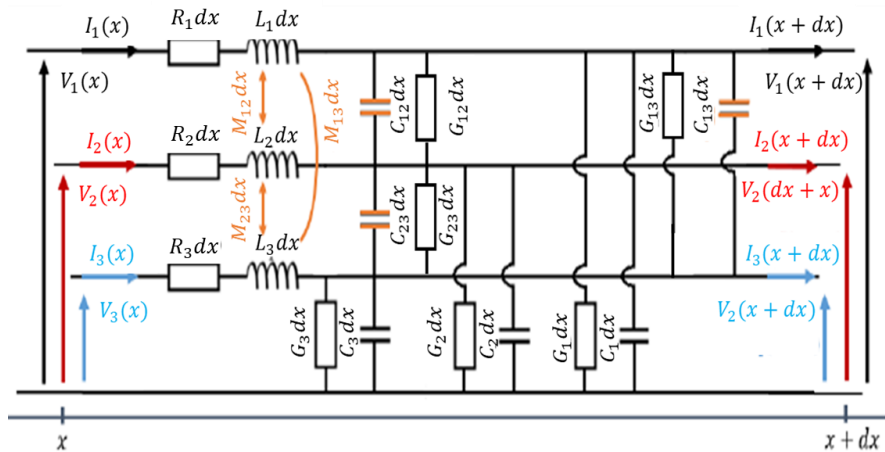


Figure 1-3 : Circuit équivalent (1) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC

Ce modèle fait intervenir les paramètres primaires de chaque ligne de transmission :

- les paramètres R_i , L_i , C_i et G_i (avec $i = 1, 2$ ou 3) représentent respectivement les résistances, les inductances, les capacités et les conductances propres de chaque ligne de transmission NP_i .
- les paramètres M_{ij} , C_{ij} et G_{ij} correspondent aux inductances, capacités et conductances mutuelles (avec i et $j = 1, 2$ ou 3 , et $i \neq j$).

Ces paramètres peuvent être mis sous forme matricielle (1-9).

$$\begin{aligned}
 [R] &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix} & [L] &= \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 \end{bmatrix} \\
 [C] &= \begin{bmatrix} C_1 & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_2 & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_3 \end{bmatrix} & [G] &= \begin{bmatrix} G_1 & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_2 & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1-9}$$

La mise en équation du circuit de la Figure 1-3 permet d'obtenir le système d'équations matricielles (1-10), dérivé de l'équation (1-2) obtenue pour le modèle simplifié. Les tensions $[V(x)]$ et courants $[I(x)]$ des lignes de transmission s'expriment sous une forme vectorielle. Les matrices $[Z]$ et $[Y]$ représentent respectivement les matrices impédance et admittance du câble. Elles sont exprimées en fonction des matrices paramètres primaires $[R]$, $[L]$, $[C]$ et $[G]$ (1-11).

$$\begin{cases} \frac{d[V(x)]}{dx} = -[Z][I(x)] \\ \frac{d[I(x)]}{dx} = -[Y][V(x)] \end{cases} \text{ avec } [I(x)] = \begin{bmatrix} I_1(x) \\ I_2(x) \\ I_3(x) \end{bmatrix} \text{ et } [V(x)] = \begin{bmatrix} V_1(x) \\ V_2(x) \\ V_3(x) \end{bmatrix} \tag{1-10}$$

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \text{ et } [Y] = [G] + j\omega[C] \tag{1-11}$$

On obtient le système d'équations des télégraphistes de second ordre (1-12) par séparation des variables.

$$\boxed{\begin{cases} \frac{d^2[V(x)]}{d^2x} = [Z][Y][V(x)] \\ \frac{d^2[I(x)]}{d^2x} = [Y][Z][I(x)] \end{cases}} \quad (1-12)$$

Le système d'équations des télégraphistes peut être résolu en effectuant une transformation modale qui permet de découpler les équations entre elles ([14]. [15]). Pour cela un changement de base est nécessaire pour diagonaliser les matrices $[Z][Y]$ et $[Y][Z]$. Nous définissons le changement de variable (1-13).

$$\boxed{\begin{cases} [V(x)] = [T_v][V_m(x)] \\ [I(x)] = [T_i][I_m(x)] \end{cases}} \quad (1-13)$$

Où : $[V_m(x)]$ et $[I_m(x)]$ sont les vecteurs des tensions et courants modaux ;
 $[T_v]$ et $[T_i]$ représentent les matrices de passage des tensions et courants naturels vers les tensions et courants modaux.

Les matrices $[T_v]$ et $[T_i]$ de dimension 3x3 diagonalisent simultanément les matrices $[Z]$ et $[Y]$ selon (1-14).

$$\boxed{\begin{cases} [T_v]^{-1}[Z][T_i] = [Z_m] = \begin{bmatrix} Z_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{m3} \end{bmatrix} \\ [T_i]^{-1}[Y][T_v] = [Y_m] = \begin{bmatrix} Y_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{m3} \end{bmatrix} \end{cases}} \quad (1-14)$$

Les équations de télégraphistes peuvent s'appliquer mode par mode selon l'équation (1-15) et La solution du système est donnée par (1-16).

$$\boxed{\begin{cases} \frac{dy}{dx}[V_m(x)] = -[Z_m][I_m(x)] \\ \frac{dy}{dx}[I_m(x)] = -[Y_m][V_m(x)] \end{cases}} \quad (1-15)$$

$$\boxed{\begin{cases} V_{mi}(x) = V_{mi}^+ e^{-\gamma_{mi}x} + V_{mi}^- e^{\gamma_{mi}x} \\ I_i(x) = \frac{1}{Z_{cmi}} (V_{mi}^+ e^{-\gamma_{mi}x} - V_{mi}^- e^{\gamma_{mi}x}) \end{cases}} \quad \text{avec } i = 1, 2, 3 \quad (1-16)$$

Où : V_{mi}^+ et V_{mi}^- représentent respectivement les amplitudes des ondes progressives et régressives de chaque ligne de transmission NP_i ;

Z_{cmi} et γ_{mi} sont les paramètres secondaires modaux de chaque ligne de transmission NP_i ;

$$Z_{cmi} = \sqrt{\frac{Z_{mi}}{Y_{mi}}} \quad \text{et} \quad Z_{cmi} = \sqrt{Z_{mi} * Y_{mi}}$$

[16] a proposé un autre circuit pour modéliser un câble électrique triphasé tout en considérant le couplage entre les conducteurs. Ce circuit, pour lequel les paramètres primaires des quatre

conducteurs des trois phases et du neutre sont explicités, est présenté à la Figure 1-4. Il peut être simplifié en une représentation avec trois lignes de transmission, strictement équivalentes au circuit de la Figure 1-3, en reportant les impédances caractéristiques du neutre sur celles des phases [17].

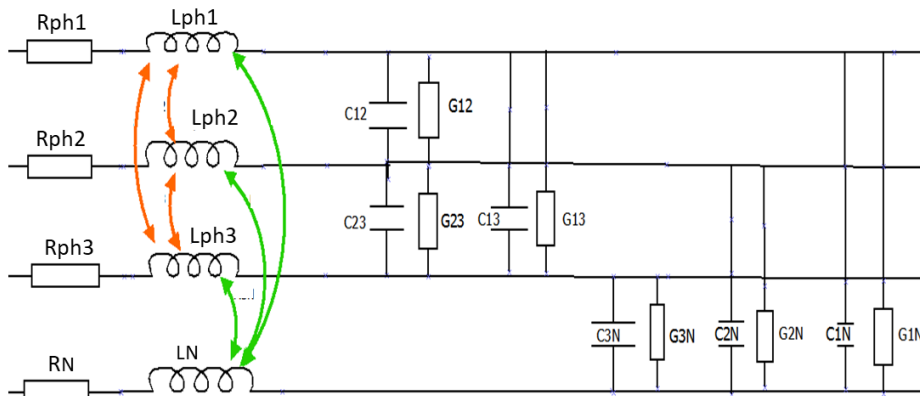


Figure 1-4 : Circuit équivalent (2) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC

1.2.3.4 Evaluation des paramètres primaires des câbles électriques

Les modèles unitaires des câbles électriques sont déterminés à partir de leurs paramètres primaires R, L, C et G. Nous présentons dans ce paragraphe les trois méthodes régulièrement citées dans la littérature pour **déterminer les paramètres primaires des câbles électriques** :

- les **méthodes analytiques**, prenant en compte les caractéristiques géométriques et physiques du câble ;
- les **modélisations par éléments finis**, représentant les câbles sous forme d'un maillage en deux ou trois dimensions pour en déterminer les caractéristiques électriques ;
- les **méthodes expérimentales**, utilisant des mesures réalisées dans les domaines fréquentiel et/ou temporel.

1.2.3.4.1 Evaluation des paramètres pour les modélisations simplifiées

1.2.3.4.1.1 Méthodes analytiques

Des formules analytiques sont régulièrement utilisées dans la littérature pour calculer les paramètres primaires d'une ligne de transmission ([17], [18] et [19]). Ils sont calculés à partir des paramètres géométriques et physiques des conducteurs.

La **résistance linéique** d'un conducteur dépend de l'épaisseur de peau δ . Elle s'écrit souvent (1-17):

$$R = \frac{\rho}{\pi(r^2 - (r - \delta)^2)} \quad \text{avec} \quad \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (1-17)$$

Où : μ et σ sont respectivement la perméabilité magnétique et la conductivité du matériau.
 ρ et r sont respectivement la résistivité et le rayon du conducteur.

L'**inductance linéique** d'un câble (Figure 1-5) est définie comme la somme de l'inductance interne (ou « propre ») L_{int} et de l'inductance externe L_{ext} . L'inductance interne est donnée par l'équation (1-18). L'inductance externe L_{ext} s'écrit selon (1-19) dans le cas où r et D sont comparables.

$$L_{int} = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{10^{-3}}{r \sqrt{1 - \left(\frac{2r}{D}\right)^2}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\sigma f}} \quad (1-18)$$

$$L_{ext} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D}{2r} \sqrt{1 + \left(\frac{2r}{D}\right)^2} \right) \quad (1-19)$$

Où : μ_0 est la perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m$;
 r est le rayon du conducteur ;
 f est la fréquence ;
 D est la distance entre deux conducteurs comme illustré dans la Figure 1-5.

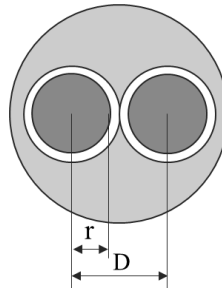


Figure 1-5 : Caractéristiques géométriques d'un câble bifilaire

La **capacité linéique** d'un câble est évaluée à l'aide de la formule (1-20) :

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \left(\frac{D-r}{r} \right)} \quad (1-20)$$

Où : ε_r est la permittivité relative du matériau ;
 ε_0 est la permittivité du vide $\varepsilon_0 = 8.8510^{-12} F/m$.

La **conductance linéique** s'exprime en fonction de la fréquence, de l'angle de perte du diélectrique δ et de la capacité C selon (1-21) :

$$G = 2\pi f C \tan(\delta) \quad (1-21)$$

1.2.3.4.1.2 Modélisation par éléments finis

Des méthodes numériques de la littérature font appel à la modélisation en éléments finis. Elles discrétisent le câble en définissant un maillage et en y appliquant les équations de Maxwell afin de déterminer les grandeurs électromagnétiques de chaque élément du maillage ([20] et [21]). Plus le maillage est fin, plus la solution est précise, mais plus les temps de calculs requis sont importants.

Ces méthodes nécessitent la définition des paramètres physiques de chaque conducteur (permittivité, perméabilité et conductivité) et des paramètres géométriques tels que la longueur et le diamètre des conducteurs. Elles font appel à des logiciels de simulation 2D ou 3D spécifiques permettant de modéliser des structures complexes (Flux2D/3D, COMSOL, FEMM...).

1.2.3.4.1.3 Méthodes expérimentales

Plusieurs méthodes expérimentales peuvent être utilisées pour déterminer les paramètres d'une ligne de transmission. Elles sont appliquées à différentes bandes de fréquence et utilisent différents types d'équipements de mesure.

a) Mesure de la matrice S

Cette méthode consiste à mesurer la matrice de répartition [S] entre deux conducteurs d'un câble triphasé à l'aide d'un appareil de mesure tel un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Une fois la matrice [S] mesurée, nous pouvons calculer les paramètres secondaires (Z_c et γ) pour en déduire les paramètres primaires [13]. Nous pouvons également calculer les paramètres primaires en transformant la matrice [S] en matrice impédance [Z]. Les équations (1-22) permettent de déterminer la matrice d'impédance [Z] à partir de la matrice [S] mesurée ([17] et [18]).

$$[Z] = \begin{pmatrix} Z_0 \frac{(1 + \overline{S_{11}}) \cdot (1 + \overline{S_{22}}) + \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}}{(1 - \overline{S_{11}}) \cdot (1 - \overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}} & \frac{2Z_0 \overline{S_{12}}}{(1 - \overline{S_{11}}) \cdot (1 - \overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}} \\ \frac{2Z_0 \overline{S_{12}}}{(1 - \overline{S_{11}}) \cdot (1 - \overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}} & Z_0 \frac{(1 + \overline{S_{11}}) \cdot (1 + \overline{S_{22}}) + \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}}{(1 - \overline{S_{11}}) \cdot (1 - \overline{S_{22}}) - \overline{S_{12}} \overline{S_{21}}} \end{pmatrix} \quad (1-22)$$

Où : Z_0 est l'impédance de référence de l'appareil de mesure ;
 $\overline{S_{ii}}$ est le conjugué du paramètre S_{ii} ;
 $\overline{S_{ij}}$ est le conjugué du paramètre S_{ij} .

La matrice impédance [Z] s'exprime en fonction des paramètres primaires selon (1-23), et nous pouvons déduire les paramètres primaires de la ligne de transmission à partir de la matrice [Z] en utilisant les équations (1-24).

$$[Z] = \begin{pmatrix} \overline{Z_{11}} & \overline{Z_{12}} \\ \overline{Z_{21}} & \overline{Z_{22}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{G + jC\omega} & \frac{1}{G + jC\omega} \\ \frac{1}{G + jC\omega} & R_2 + jL_2\omega + \frac{1}{G + jC\omega} \end{pmatrix} \quad (1-23)$$

Où : $\overline{Z_{ii}}$ représente le conjugué de l'impédance Z_{ii} ;
 $\overline{Z_{ij}}$ est le conjugué de l'impédance Z_{ij} .

$$\begin{matrix} R_1 = R_2 = \text{real}(\overline{Z_{11}} - \overline{Z_{12}}) & C = \text{imag}\left(\frac{\omega}{\overline{Z_{12}}}\right) \\ L_1 = L_2 = \frac{\text{imag}(\overline{Z_{11}} - \overline{Z_{12}})}{\omega} & G = \text{real}\left(\frac{\omega}{\overline{Z_{12}}}\right) \end{matrix} \quad (1-24)$$

b) Mesure de l'impédance par des essais en court-circuit et en circuit-ouvert

Cette méthode permet d'extraire les paramètres primaires d'une ligne de transmission en mesurant les deux impédances d'entrée Z_{CC-in} et Z_{CO-in} à l'aide d'un RLC-mètre et en déduisant les paramètres primaires à partir de l'équation (1-25) ([22] et [23]).

- L'impédance d'entrée Z_{CC-in} est mesurée quand la ligne de transmission est court-circuitée ;

- L'impédance d'entrée Z_{CO_in} est mesurée lorsque la ligne de transmission est en circuit-ouvert.

$$\begin{array}{l}
 R = \text{real}(Z_{CC-in}) \quad C = \frac{\text{imag}\left(\frac{1}{Z_{CO-in}}\right)}{\omega} \\
 L = \frac{\text{imag}(Z_{CC-in})}{\omega} \quad G = \text{real}\left(\frac{1}{Z_{CO-in}}\right)
 \end{array}
 \quad (1-25)$$



Figure 1-6 : Configuration de mesure des impédances d'entrée Z_{cc-in} et Z_{co-in} en utilisant un RLC-mètre

1.2.3.4.2 Evaluation des paramètres pour les lignes couplées

Nous présentons ici les méthodes permettant d'évaluer les paramètres primaires de câbles multiconducteurs, comme ceux utilisés en France sur les réseaux BT. La géométrie particulière de ces câbles (3 conducteurs de phase et 1 conducteur de neutre de section potentiellement différente) restreint les méthodes applicables. Il n'existe par exemple pas de méthode analytique intégrant ces particularités. Les méthodes par éléments finis restent pour leurs parts applicables, mais nous ne le présenterons pas ici car ce n'est pas une voie que nous avons explorée.

Plusieurs **méthodes expérimentales** existent dans la littérature pour extraire les paramètres primaires des modèles couplés d'un câble triphasé, sur l'ensemble de la plage de fréquence considérée.

- [17] propose une **méthode utilisant un analyseur d'impédance** pour mesurer, pour chaque fréquence considérée, les caractéristiques d'un modèle de câble dont les paramètres des 4 conducteurs sont explicités (Figure 1-4).
- [24] propose une **méthode utilisant un RLC-mètre** pour mesurer, pour chaque fréquence considérée, les paramètres primaires des trois lignes de transmission selon le modèle de câble illustré dans la Figure 1-3. **Nous présentons de manière synthétique cette méthode dans la suite**, car elle a été utilisée dans nos travaux pour caractériser les câbles.

1.2.3.4.2.1 Mesure des résistances et des inductances propres

La résistance R_i et l'inductance L_i propres d'une ligne de transmission NP_i sont mesurées comme illustré à la Figure 1-7, c'est-à-dire avec : (i) la ligne de transmission NP_i est connectée au RLC-mètre à la position x et court-circuitée à la position $x + dx$, (ii) les autres lignes de transmission sont en circuit-ouvert à la position x et court-circuitées à la position $x + dx$.

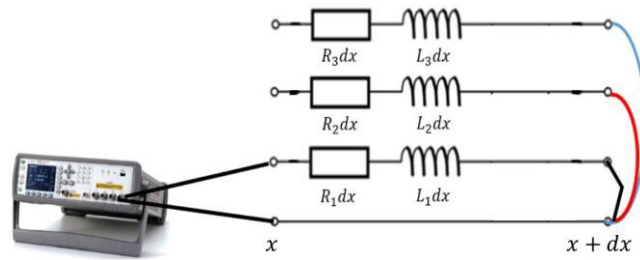


Figure 1-7 : Configuration de mesure des résistances R_1 et inductances L_1 de la ligne NP_1 [24]

1.2.3.4.2 Mesure des inductances mutuelles

Les mesures des impédances d'entrée sont réalisées avec les lignes de transmission NP_i ($i = 1, 2, 3$) court-circuitées en $x + dx$, c'est-à-dire avec $V_i(x + dx) = 0$. Ces mesures permettent de déterminer les inductances mutuelles, qui correspondent aux éléments non diagonaux de la matrice $[L]$.

En appliquant ces conditions de câble court-circuité en $x + dx$ au circuit équivalent de la Figure 1-3, nous obtenons le système d'équations (1-26).

$$\begin{cases} V_1(x) = [R_1 I_1(x) + j\omega L_1 I_1(x) + j\omega M_{12} I_2(x) + j\omega M_{13} I_3(x)] dx \\ V_2(x) = [R_2 I_2(x) + j\omega L_2 I_2(x) + j\omega M_{12} I_1(x) + j\omega M_{13} I_3(x)] dx \\ V_3(x) = [R_3 I_3(x) + j\omega L_3 I_3(x) + j\omega M_{13} I_1(x) + j\omega M_{23} I_2(x)] dx \end{cases} \quad (1-26)$$

Dans la situation où la ligne NP_2 est court-circuitée à la position x , i.e. $V_2(x) = V_2(x + dx) = 0$, et la ligne NP_3 est maintenue en circuit ouvert ($I_3 = 0$), l'équation se simplifie (1-27).

$$V_1(x) = \left[R_1 + jL_1\omega + \frac{M_{12}^2\omega^2}{R_2 + jL_2\omega} \right] I_1(x) dx \quad (1-27)$$

L'équation (1-27) permet d'obtenir, par mesure de Z_{in-cc} , l'inductance L_{e1} définie par (1-28).

$$L_{e1} = \text{Im} \left(\frac{Z_{in-cc}}{\omega} \right) = \text{Im} \left(\frac{V_1(x)}{\omega I_1(x) dx} \right) \quad (1-28)$$

En mesurant ainsi les L_{ei} ($i = 1, 2, 3$) et en utilisant (1-27), les inductances mutuelles M_{12} , M_{13} et M_{23} s'expriment à l'aide de (1-29).

$$\begin{aligned} M_{12} &= \sqrt{\frac{-L_{e1}R_2^2}{L_2\omega^2} - L_{e1}L_2 + L_1L_2 + \frac{L_1R_2^2}{L_2\omega^2}} \\ M_{13} &= \sqrt{\frac{-L_{e2}R_3^2}{L_3\omega^2} - L_{e2}L_3 + L_1L_3 + \frac{L_1R_3^2}{L_3\omega^2}} \\ M_{23} &= \sqrt{\frac{-L_{e3}R_3^2}{L_3\omega^2} - L_{e3}L_3 + L_2L_3 + \frac{L_2R_3^2}{L_3\omega^2}} \end{aligned} \quad (1-29)$$

1.2.3.4.2.3 Mesure des capacités

La matrice de capacité $[C]$ est identifiée comme la solution d'un problème électrostatique reliant les charges électriques stockées Q_i ($i = 1, 2, 3$) aux tensions $V_i(x)$ en considérant un câble en circuit ouvert, c'est-à-dire que $I_i(x + dx) = 0$ [8]. Le couplage capacitif entre les 4 conducteurs composant le câble électrique est schématisé dans la Figure 1-8. Les capacités C'_i ($i = 1, 2, 3$) et C'_{ij} ($j = 1, 2, 3$) relient les tensions V_i aux charges Q_i selon l'équation (1-30).

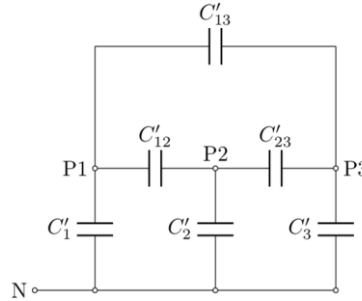


Figure 1-8 : Différentes capacités intervenant dans un câble électrique triphasé

$$\begin{cases} Q_1(x) = [C'_1 V_1(x) + C'_{12}(V_1(x) - V_2(x)) + C'_{13}(V_1(x) - V_3(x))]dx \\ Q_2(x) = [C'_2 V_2(x) + C'_{12}(V_2(x) - V_1(x)) + C'_{23}(V_2(x) - V_3(x))]dx \\ Q_3(x) = [C'_3 V_3(x) + C'_{12}(V_3(x) - V_1(x)) + C'_{23}(V_3(x) - V_2(x))]dx \end{cases} \quad (1-30)$$

En écrivant l'équation (1-30) sous forme matricielle, tel que $[Q(x)] = [C][V(x)]$, la matrice $[C]$ s'exprime en fonction des capacités C'_i et C'_{ij} selon l'équation (1-31). Ces capacités ne sont toutefois pas directement mesurables. Il est nécessaire de mesurer les capacités C_a, C_b, C_c, C_d, C_e et C_f tel qu'illustré à la Figure 1-9, pour ensuite déterminer les valeurs des capacités C'_i et C'_{ij} à l'aide de l'équation (1-32).

$$[C] = \begin{bmatrix} C_1 & C_{12} & C_{13} \\ C_{12} & C_2 & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^3 C'_{1j} & -C'_{12} & -C'_{13} \\ -C'_{21} & \sum_{j=1}^3 C'_{2j} & -C'_{23} \\ -C'_{31} & -C'_{32} & \sum_{j=1}^3 C'_{3j} \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

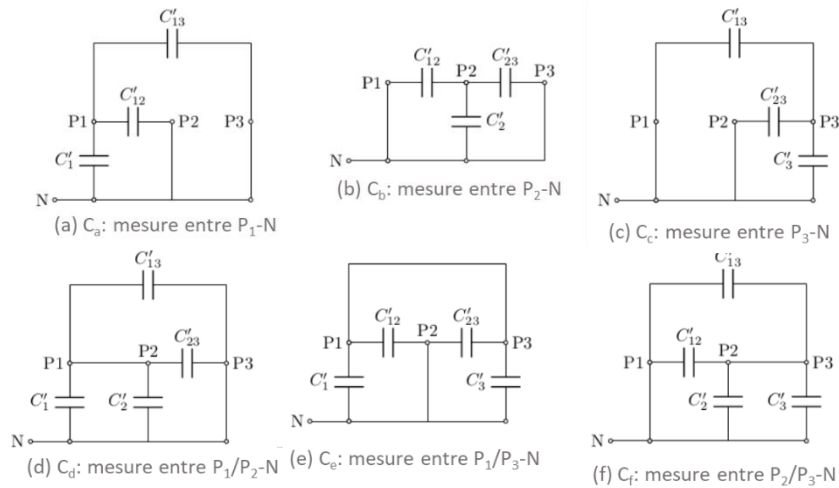


Figure 1-9 : Configurations de mesure des capacités C_a , C_b , C_c , C_d , C_e et C_f et lien avec les capacités C'_i et C'_{ij}

$$\begin{cases} C_a = C'_1 + C'_{12} + C'_{13} \\ C_b = C'_2 + C'_{12} + C'_{23} \\ C_c = C'_3 + C'_{13} + C'_{23} \\ C_d = C'_1 + C'_{13} + C'_2 + C'_{23} \\ C_e = C'_1 + C'_{12} + C'_{23} + C'_3 \\ C_f = C'_2 + C'_{12} + C'_{13} + C'_3 \end{cases} \quad (1-32)$$

1.2.3.4.2.4 Mesure des conductances

La mesure des conductances suit la même procédure que celle des capacités. Les conductances G_a, G_b, G_c, G_d, G_e et G_f sont déterminées par mesure à partir de configurations similaires à celles montrées à la Figure 1-9, puis les paramètres G'_i et G'_{ij} sont calculés, ce qui permet de déterminer l'ensemble des termes de la matrice $[G]$.

1.2.3.5 Approches de modélisation des câbles électriques

Trois familles de méthodes sont généralement utilisées dans la littérature pour modéliser les câbles électriques bifilaires comme multifilaires : l'approche par matrice de chaîne, l'approche par matrice S et l'approche circuit.

1.2.3.5.1 Approche par matrice de chaîne

L'approche par matrice de chaîne ou **matrice ABCD** est couramment utilisée pour modéliser des câbles électriques. Pour une ligne de transmission bifilaire, cette approche consiste à **modéliser par un quadripôle caractérisé par sa matrice ABCD** (Figure 1-10). Cette matrice relie les grandeurs électriques de tension et courant à l'entrée de la ligne à celles de sortie pour une fréquence donnée f (1-33) ([25], [26] et [27]).

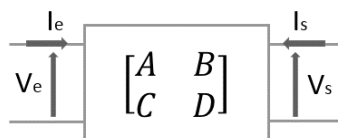


Figure 1-10 : Quadripôle ABCD d'une ligne de transmission simple

$$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix} \quad (1-33)$$

Pour les câbles électriques composés de quatre conducteurs, c'est-à-dire de trois lignes de transmission couplées interagissant entre elles selon les équations des télégraphistes (1-12), la détermination de la matrice ABCD se fait en plusieurs étapes [24] :

1. *Découplage des lignes de transmission par transformation modale* : cette transformation amène à changer la base de diagonalisation des matrices produit $[Z][Y]$ et $[Y][Z]$ et à travailler avec des tensions modales $[V_m(x)]$ et des courants modaux $[I_m(x)]$ (1-34).

$$\begin{cases} [V(x)] = [T_v][V_m(x)] \\ [I(x)] = [T_i][I_m(x)] \end{cases} \quad (1-34)$$

Où : $[T_v]$ est la matrice de passage des tensions naturelles $[V(x)]$ aux tensions modales $[V_m(x)]$;
 $[T_i]$ est la matrice de passage des courants naturels $[I(x)]$ aux courants modaux $[I_m(x)]$, avec
 $[T_v]^{-1} = [T_i]$ [15] [24]

2. *Calcul des matrices modales de l'impédance $[Z_m]$ et de l'admittance $[Y_m]$* (1-35).

$$\begin{cases} [T_v]^{-1}[Z][T_i] = [Z_m] \\ [T_i]^{-1}[Y][T_v] = [Y_m] \end{cases} \quad (1-35)$$

3. *Calcul des grandeurs secondaires* (1-36), c'est-à-dire la matrice d'impédance caractéristique modale $[Z_{cm}]$ et celle de la constante de propagation modale $[\gamma_m]$.

$$[Z_{cm}] = \sqrt{\frac{[Z_m]}{[Y_m]}} \quad [\gamma_m] = \sqrt{[Z_m][Y_m]} \quad (1-36)$$

4. *Calcul des trois matrices modales $[ABCD]_m$* . Chaque matrice $[ABCD]_{mi}$, définie selon l'équation (1-37), représente la propagation du mode "i = 1, 2 ou 3" lié à la transmission par la ligne NP_i.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{mi} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{mi}l) & Z_{cmi} \sinh(\gamma_{mi}l) \\ \frac{\sinh(\gamma_{mi}l)}{Z_{cmi}} & \cosh(\gamma_{mi}l) \end{bmatrix} \quad (1-37)$$

5. *Calcul de la matrice de propagation modale complète $[ABCD]_m$* (1-38).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_m = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{m3} \end{bmatrix} \quad (1-38)$$

6. *Détermination de la matrice de chaîne naturelle $[ABCD]_n$* selon l'équation (1-39).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_n = [T_{vi}] \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_m [T_{vi}]^{-1} \quad (1-39)$$

Où : $[T_{vi}]$ est la matrice de passage de dimension 6x6. Elle s'exprime à partir des coefficients des matrices $[T_v]$ et $[T_i]$.

$$[T_{vi}] = \begin{bmatrix} T_{v11} & 0 & T_{v12} & 0 & T_{v13} & 0 \\ 0 & T_{i11} & 0 & T_{i12} & 0 & T_{i13} \\ T_{v12} & 0 & T_{v22} & 0 & T_{v23} & 0 \\ 0 & T_{i12} & 0 & T_{i22} & 0 & T_{i23} \\ T_{v13} & 0 & T_{v23} & 0 & T_{v33} & 0 \\ 0 & T_{i13} & 0 & T_{i23} & 0 & T_{i33} \end{bmatrix}$$

La matrice naturelle $[ABCD]_n$ est une matrice de dimension 6x6 qui peut s'écrire sous forme de 9 sous-matrices $ABCD$ (1-40). Son application à un câble triphasé est illustrée à la Figure 1-11. Nous rappelons que cette matrice est uniquement valable pour une fréquence donnée.

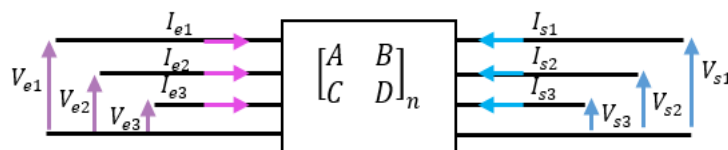


Figure 1-11 : Modélisation d'un câble composé de trois lignes de transmission couplées par une matrice ABCD naturelle

$$\begin{bmatrix} V_{e1} \\ I_{e1} \\ V_{e2} \\ I_{e2} \\ V_{e3} \\ I_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{11} & B_{11}] & [A_{12} & B_{12}] & [A_{13} & B_{13}] \\ [C_{11} & D_{11}] & [C_{12} & D_{12}] & [C_{13} & D_{13}] \\ [A_{21} & B_{21}] & [A_{22} & B_{22}] & [A_{23} & B_{23}] \\ [C_{21} & D_{21}] & [C_{22} & D_{22}] & [C_{23} & D_{23}] \\ [A_{31} & B_{31}] & [A_{32} & B_{32}] & [A_{33} & B_{33}] \\ [C_{31} & D_{31}] & [C_{32} & D_{32}] & [C_{33} & D_{33}] \end{bmatrix}_n * \begin{bmatrix} V_{s1} \\ -I_{s1} \\ V_{s2} \\ -I_{s2} \\ V_{s3} \\ -I_{s3} \end{bmatrix} \quad (1-40)$$

1.2.3.5.2 Approche par matrice S

Appliquée à un câble bifilaire, l'approche par matrice S consiste à modéliser cette ligne de transmission par un **quadripôle caractérisé par sa matrice [S]** (Figure 1-12). Cette matrice relie deux ondes incidentes (a_1 et a_2) à deux ondes réfléchies (b_1 et b_2) par l'équation (1-41) pour une fréquence donnée [28].

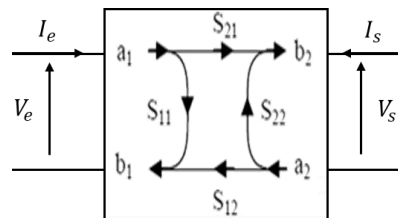


Figure 1-12 : Quadripôle S d'une ligne de transmission

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1-41)$$

Où : $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$: coefficient de réflexion d'entrée ;
 $S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$: coefficient de réflexion de sortie ;

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} : \text{coefficient de transmission ;}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} : \text{coefficient de transmission inverse.}$$

Les relations obtenues pour une ligne de transmission bifilaire peuvent être généralisées à un câble composé de N lignes de transmission. La matrice $[S]$ obtenue est de dimension $N * N$. Les coefficients de cette matrice sont calculés en utilisant l'équation (1-42) ([29], [30] et [31]).

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \text{ avec } a_k = 0 \forall k \neq j \quad (1-42)$$

Où : a_j est une onde incidente sur le port j ;

b_i est l'onde réfléchi sur le port i ;

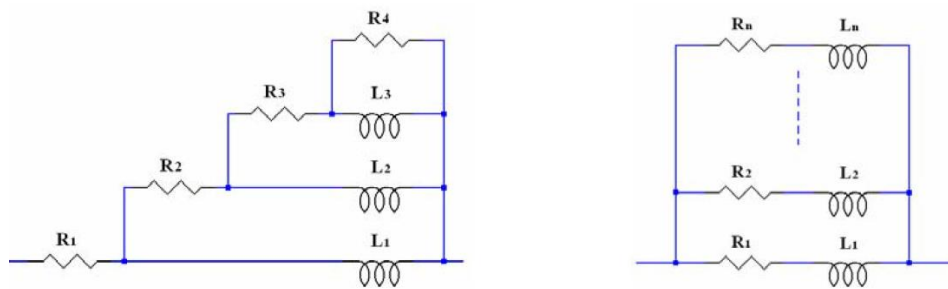
Toutes les autres ondes incidentes a_k sur les ports k sont égales à 0.

1.2.3.5.3 Approche circuit

L'approche circuit est basée sur les lois de Kirchhoff. Elle décrit les câbles électriques par des circuits élémentaires représentant ses paramètres primaires R , L , C et G . Chaque circuit élémentaire correspond uniquement à une longueur réduite du câble afin de répondre aux contraintes imposées par la théorie des lignes de transmission (§1.2.3.1). Cela suppose une discrétisation de chaque câble de longueur l , en un ensemble de circuits élémentaires de longueur réduite dx en cascade.

La variation de ces paramètres en fonction de la fréquence peut être modélisée de deux manières :

- Approximation des paramètres des matrices R , L , C et G par des équations mathématiques déterminées par interpolation des paramètres mesurés [16] ;
- Utilisation de circuits électriques équivalents combinant résistances et inductances en échelle ou en parallèle comme présenté à la Figure 1-13 ([23] et [32]).



(a) : circuit R-L en échelle
 (b) : circuit R-L en parallèle
 Figure 1-13 : Circuits modélisant la variation de la résistance d'un câble en fonction de la fréquence

1.2.4 Modélisation unitaire des autres composants du réseau

La littérature couvre également la modélisation des autres composants des réseaux électrique BT dans la gamme de fréquences considérée en complément des câbles. Il s'agit en particulier :

- Des installations client ;
- Des appareils électriques installés chez les clients ;
- Des transformateurs HTA/BT...

Tous ces équipements peuvent être vus comme des éléments terminaux du réseau d'un point de vue de la propagation de signaux dans la bande de 9 à 500 kHz. Nous décrivons dans ce paragraphe les deux approches qui sont utilisées dans la littérature afin de modéliser ces éléments, puis les méthodes d'identification des caractéristiques de ces équipements.

1.2.4.1 Modélisation des installations ou des appareils électriques

1.2.4.1.1 Modélisation déterministe

Les appareils électriques peuvent être modélisés individuellement à partir de la connaissance de l'architecture de leurs circuits. Cette approche dite « déterministe » est illustrée dans [23] sur un modèle d'un convertisseur statique.

Cette approche fournit d'excellents résultats à la maille d'un équipement, mais elle nécessite une compréhension parfaite du fonctionnement de l'équipement. De plus, devant la diversité des appareils connectés au réseau électrique et la complexité de leurs circuits électroniques, il s'avère compliqué de définir un modèle déterministe générique pour tous les appareils.

On ne présentera pas les techniques permettant l'identification des caractéristiques du modèle déterministe car cette modélisation n'a pas été exploitée dans le cadre de ces travaux de thèse.

1.2.4.1.2 Modélisation empirique

Pour pallier les inconvénients des méthodes déterministes discutées au paragraphe précédent, plusieurs travaux de recherche ont choisi des modèles empiriques pour modéliser les éléments terminaux du réseau (équipement consommateur ou producteur, transformateur, installation électrique, éléments de protection [33]). Ces éléments sont représentés de manière générique par une impédance équivalente en parallèle avec une source de bruit dont les paramètres varient en fonction de la fréquence et du temps, comme montré dans la Figure 1-14 :

- L'impédance Z_S représente l'**impédance d'entrée** de l'équipement.
- Le courant I_S est le **courant perturbateur** généré par l'équipement.

Ce type de modélisation est applicable à :

- un équipement pris individuellement, comme un transformateur HTA/BT ou un appareil domestique ;
- une installation plus complexe comportant des câbles électriques ainsi que des équipements connectés en aval. Le modèle de la Figure 1-14 est alors vu comme un modèle agrégé.

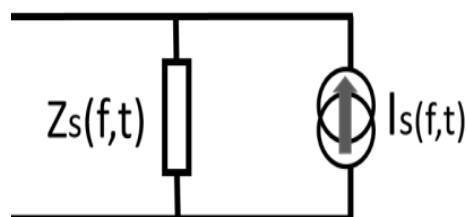


Figure 1-14 : Modélisation d'un équipement par un circuit équivalent [18]

1.2.4.2 Identification des caractéristiques des installations et des appareils électriques

L'identification des caractéristiques du modèle générique présenté à la Figure 1-14 est traitée de différentes manières dans la littérature. On présente dans ce paragraphe les principales méthodes d'identification de l'impédance d'entrée $Z_s(f, t)$. La modélisation des perturbations générées par ces installations et l'identification de leurs caractéristiques sont discutées au chapitre 1.3.

1.2.4.2.1 Caractérisation des appareils électriques

Deux familles de méthodes sont utilisées dans la littérature pour caractériser l'impédance $Z_s(f, t)$ du modèle équivalent d'un appareil électrique :

- [34] caractérise individuellement chaque appareil domestique en mesurant son impédance d'entrée sous tension selon la procédure décrite au paragraphe A.1 de l'Annexe A. Ce modèle restitue la dépendance à la fréquence de l'impédance de l'équipement.
A noter que la majorité des appareils domestiques intègre des alimentations à découpage dont le comportement dépend de leur point de fonctionnement. Une seule mesure ne suffit donc pas à caractériser l'ensemble des points de fonctionnement. Par exemple, des mesures sous tension en fonctionnement et en veille doivent être réalisées.
- [18] détermine cinq classes d'appareils domestiques, selon le comportement fréquentiel de leur impédance, établies par des mesures. Il représente ensuite chaque classe par un circuit *RLC* équivalent qui reprend le comportement fréquentiel des équipements de la classe. La Figure 1-15 illustre le modèle moyen de l'impédance de classe 1.

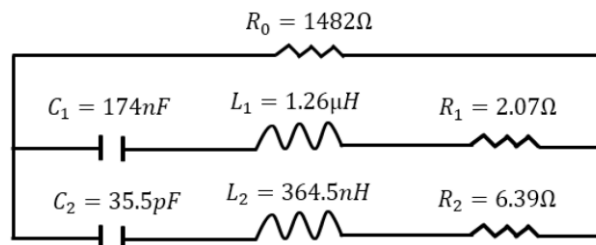


Figure 1-15 : Circuit équivalent représentant l'impédance moyenne des appareils de classe 1 [18]

1.2.4.2.2 Caractérisation des installations électriques

Deux familles de méthodes sont régulièrement citées dans la littérature pour déterminer les caractéristiques de l'impédance d'une installation électrique :

- *Mesure sous tension du comportement de l'impédance de l'installation électrique* au niveau de son point de couplage avec le réseau. Cette mesure présente deux difficultés :
 - Le besoin de réaliser les essais sous tension ;
 - Le besoin d'isoler la contribution de l'installation de celle du reste du réseau auquel elle est connectée. Ceci peut être réalisée par le biais d'un filtre LCL [17].
- *Caractérisation unitaire de l'impédance d'entrée de chaque appareil électrique de l'installation et intégration de la contribution des câbles et de la topologie de l'installation*. Ces opérations permettent de constituer l'impédance d'accès de l'installation [34].

Cette impédance dépend des caractéristiques des câbles d'alimentation des équipements et des câbles des départs de l'installation (longueur, impédance caractéristique, constante de propagation...), ainsi que de l'impédance d'entrée des appareils.

1.2.4.3 Modélisation des transformateurs

Plusieurs types de modélisations des transformateurs existent dans la littérature dans la gamme des fréquences considérées [35].

- Une première approche, basée sur la discrétisation des enroulements d'un transformateur en une cascade de circuits élémentaires composés de résistances, d'inductances et de capacités est proposé dans ([36] et [37]). Il nécessite une connaissance approfondie de la géométrie et des matériaux composant le transformateur. Ce type de modélisation est utilisé pour des études approfondies du comportement interne du transformateur lors de surtensions ou de déformations.
- Une deuxième approche consiste à modéliser le transformateur sous forme d'un composant multipôles. Ce composant est représenté soit par une boîte noire [38] (Figure 1-16), soit par un modèle d'impédance comme le modèle NIF (Node-to-Node Impedance Function) illustré à la Figure 1-17 [39]. Les méthodes de modélisation et de caractérisation associées sont similaires à celles présentées au paragraphe 1.2.4.2 pour les appareils électriques. Elles présentent l'avantage d'obtenir un modèle sans nécessiter une grande connaissance physique des caractéristiques du transformateur.

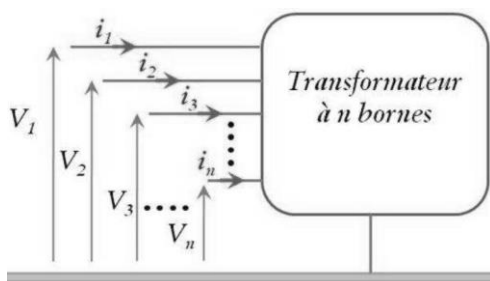


Figure 1-16 : Modèle boîte noire à n bornes

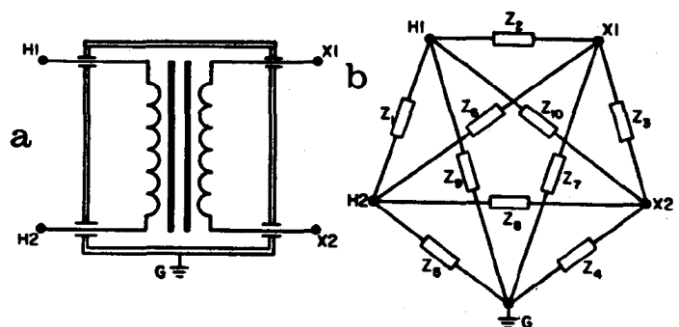


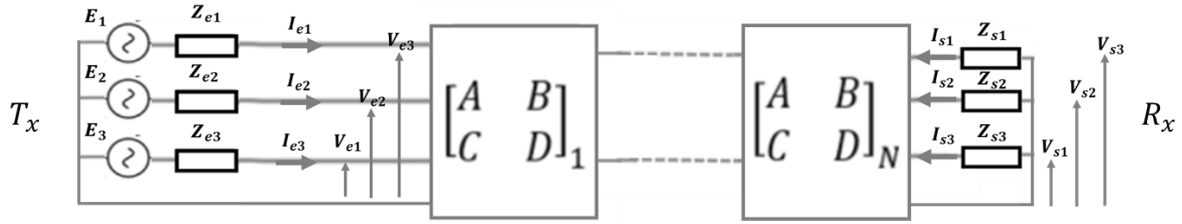
Figure 1-17 : Modèle NIF d'un transformateur monophasé

1.2.5 Assemblage des modèles unitaires des composants

1.2.5.1 Méthodes des matrices de chaîne

En considérant un réseau dont les câbles sont modélisés par des matrices $[ABCD]_i$ (§1.2.3.5.1), le réseau électrique complet est représenté par une **succession de quadripôles mis en cascade ou en parallèle** selon la topologie du réseau.

Dans le cas d'un réseau triphasé composé de N lignes de transmission couplées (Figure 1-18), la matrice chaîne globale $[ABCD]_G$ est le **produit des matrices** $[ABCD]_{i \in [1-N]}$ élémentaires de chaque ligne. Chaque matrice $[ABCD]_{i \in [1-N]}$ est définie par l'équation (1-40).


 Figure 1-18 : Exemple d'un réseau BT composé de N lignes couplées modélisées par des matrices ABCD

A l'aide de la matrice $[ABCD]_G$ et les conditions aux limites (forces électromotrices $[E]$ (f.e.m.) du générateur, l'impédance d'entrée $[Z_e]$ du générateur et l'impédance de sortie $[Z_s]$), deux types de fonctions de transfert sont calculées sous forme de matrices de dimension 3×3 pour chaque fréquence f [24] :

- $\left[\frac{H_{Vs}}{E} \right]$, la fonction de transfert entre les tensions de sortie $[V_s]$ (au point d'observation) et les f.e.m $[E]$ du générateur (1-43).
- $\left[\frac{H_{Vs}}{V_e} \right]$, la fonction de transfert entre les tensions à la sortie $[V_s]$ et les tensions à l'entrée $[V_e]$ observées à la sortie du générateur (1-44).

$$\left[\frac{H_{Vs}}{E} \right] = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} \end{bmatrix} \text{ avec } H_{ii} = \frac{V_{si}}{E_i} \text{ et } H_{ij} = \frac{V_{sj}}{E_i} \quad (1-43)$$

$$\left[\frac{H_{Vs}}{V_e} \right] = \begin{bmatrix} H'_{11} & H'_{12} & H'_{13} \\ H'_{21} & H'_{22} & H'_{23} \\ H'_{31} & H'_{32} & H'_{33} \end{bmatrix} \text{ avec } H'_{ii} = \frac{V_{si}}{V_{ei}} \text{ et } H'_{ij} = \frac{V_{sj}}{V_{ei}} \quad (1-44)$$

- Où :
- les termes diagonaux correspondent aux fonctions de transfert liées à une transmission et une réception par la même ligne de transmission NP_i avec ($i = 1, 2$ ou 3) ;
 - les termes non diagonaux correspondent aux fonctions de transfert liées à une transmission par la ligne NP_i et une réception par la ligne NP_j ($j \neq i$) à cause du couplage inductif et/ou capacitif.

$$\left[\frac{H_{Vs}}{V_e} \right] = \begin{bmatrix} A_{11} + \frac{B_{11}}{Z_{s1}} & A_{12} + \frac{B_{12}}{Z_{s2}} & A_{13} + \frac{B_{13}}{Z_{s3}} \\ A_{21} + \frac{B_{21}}{Z_{s1}} & A_{22} + \frac{B_{22}}{Z_{s2}} & A_{23} + \frac{B_{23}}{Z_{s3}} \\ A_{31} + \frac{B_{31}}{Z_{s1}} & A_{32} + \frac{B_{32}}{Z_{s2}} & A_{33} + \frac{B_{33}}{Z_{s3}} \end{bmatrix}^{-1} \quad (1-45)$$

Où : Les termes A_{ij} et B_{ij} avec (i et $j = 1, 2$ ou 3) sont les coefficients de la matrice $[ABCD]_G$

$$\left[\frac{H_{Vs}}{E} \right] = \left(\left[\frac{H_{Vs}}{V_e} \right]^{-1} + [K] \right)^{-1} \quad (1-46)$$

Où :

$$[K] = \begin{bmatrix} Z_{e1}(C_{11} + \frac{D_{11}}{Z_{s1}}) & Z_{e1}(C_{12} + \frac{D_{12}}{Z_{s2}}) & Z_{e1}(C_{13} + \frac{D_{13}}{Z_{s3}}) \\ Z_{e2}(C_{21} + \frac{D_{21}}{Z_{s1}}) & Z_{e2}(C_{22} + \frac{D_{22}}{Z_{s2}}) & Z_{e2}(C_{23} + \frac{D_{23}}{Z_{s3}}) \\ Z_{e3}(C_{31} + \frac{D_{31}}{Z_{s1}}) & Z_{e3}(C_{32} + \frac{D_{32}}{Z_{s2}}) & Z_{e3}(C_{33} + \frac{D_{33}}{Z_{s3}}) \end{bmatrix}$$

Les termes C_{ij} et D_{ij} avec (i et $j = 1, 2$ ou 3) sont les coefficients de la matrice $[ABCD]_G$

1.2.5.2 Méthode des matrices S

Pour modéliser un réseau complet constitué de N lignes bifilaires représentées par leurs matrices élémentaires $[S]_{i \in [1-N]}$ (Figure 1-19), nous utilisons la matrice équivalente $[S]_G$ résultante de la mise en cascade des matrices $[S]_{i \in [1-N]}$. Par définition, la matrice $[S]$ n'est pas chaînable. Nous devons donc définir des nouvelles matrices $[T]_{i \in [1-N]}$ dites matrices de transmission qui peuvent être chaînées ([31], [40] et [41]).

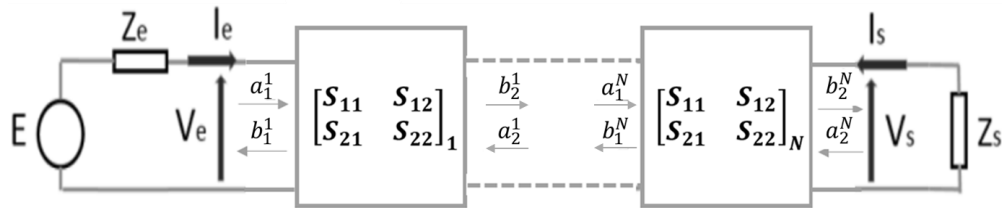


Figure 1-19 : Représentation de N lignes bifilaires en cascade modélisées par des matrices [S]

Par définition la matrice $[T]$ d'un quadripôle est donnée par l'équation (1-47) :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1-47)$$

La matrice $[T]$ est exprimée en fonction de la matrice $[S]$ selon (1-48) [40] :

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

Après avoir déterminé les matrices de transmission individuelles de tous les quadripôles (Figure 1-19), nous déterminons la matrice de transmission résultante $[T]_G$ qui est égale au produit des matrices $[T]_{i \in [1-N]}$ ce qui entraîne (1-49) :

$$\begin{bmatrix} b_1^1 \\ a_1^1 \end{bmatrix} = [T]_G \begin{bmatrix} b_2^N \\ a_2^N \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^N [T]_i \begin{bmatrix} b_2^N \\ a_2^N \end{bmatrix} \quad (1-49)$$

Une fois la matrice de transmission $[T]_G$ obtenue, la matrice $[S]_G$ est calculée en utilisant (1-50) [40].

$$[S]_G = \begin{bmatrix} T_{G,12} & T_{G,11}T_{G,22} - T_{G,12}T_{G,21} \\ T_{G,22} & T_{G,22} \\ 1 & T_{G,21} \\ T_{G,22} & T_{G,22} \end{bmatrix} \quad (1-50)$$

1.2.5.3 Méthodes circuits

Les méthodes circuits reposent sur une **représentation matricielle nodale d'un système électrique, basée sur les équations de Kirchhoff**. La représentation d'un câble dans la gamme de fréquence des CPL se fait donc de manière indirecte par discrétisation et assemblage de modèles unitaires de faible taille dx jusqu'à obtenir le câble complet de longueur L . Ce processus augmente les temps de résolution dus à l'intégration de ces nœuds intermédiaires dans la matrice nodale. Une fois tous les modèles de câbles du réseau constitués, ils peuvent être assemblés avec les modèles des équipements terminaux pour représenter un réseau dans sa totalité.

Plusieurs logiciels de simulation (LTSpice, OpenDSS, Simulink...) peuvent être utilisés pour représenter et simuler de tels systèmes, chacun présentant des avantages et des inconvénients. La Figure 1-20 représente un réseau constitué de trois câbles électriques souterrains et de deux charges, modélisés sous le logiciel LTSpice⁴. Chaque câble est représenté sous forme d'un symbole encapsulant N modèles unitaires, la valeur de N dépendant de la longueur du câble.

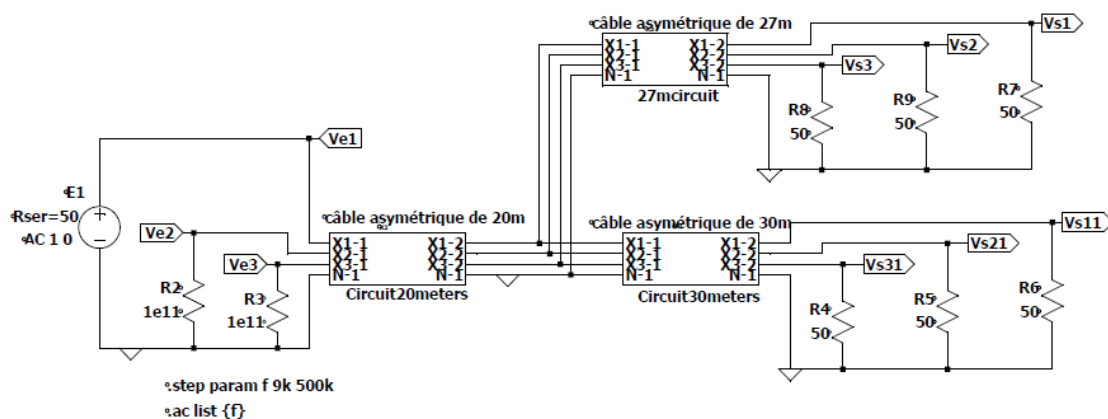


Figure 1-20 : Représentation d'un réseau constitué de trois câbles et deux charges sur LTSpice

1.3 Modélisation des perturbations électromagnétiques

Le **bruit** est un **signal parasite** qui se superpose à l'information utile provoquant des erreurs d'interprétation du signal. Pour les réseaux CPL, de **nombreuses sources de bruit sont présentes sur les réseaux électriques**. Nous distinguons :

- des **perturbations conduites générées par les convertisseurs** des alimentations d'un grand nombre d'appareils électriques raccordés au réseau ;

⁴ <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

- de manière marginale, les **signaux résiduels induits par des signaux rayonnés** par les moyens de radiocommunication.

La prise en compte des sources de bruit est importante pour les communications CPL car c'est leur analyse qui permet de déterminer leur impact sur la transmission des signaux CPL. Avoir des modèles de bruits représentatifs de ces perturbations et les intégrer dans le processus de simulation permet ainsi de prévoir leur effet sur le fonctionnement d'un système CPL.

Nous présentons dans ce paragraphe, la classification, les caractéristiques et les modélisations des bruits dans la bande de fréquences de 9 kHz à 500 kHz trouvées dans la littérature.

1.3.1 Classification des perturbations dans la littérature

Les travaux de classification de bruits CPL les plus connus sont ceux de Zimmerman et Dostert [42]. Les perturbations y sont classées en fonction de leur durée, leur origine, leur amplitude et leur occupation spectrale en cinq catégories :

- le bruit de fond coloré ;
- le bruit à bande étroite ;
- le bruit impulsif périodique synchrone avec le secteur ;
- le bruit impulsif périodique asynchrone avec le secteur ;
- le bruit impulsif apériodique.

Les deux premières classes possèdent des caractéristiques stationnaires sur des périodes de quelques minutes ou parfois quelques heures tandis que les trois autres sont des bruits impulsifs ayant une courte durée, un caractère aléatoire et une densité spectrale de puissance (*DSP*) élevée [42].

Les appareils terminaux connectés sur le réseau peuvent également être considérés comme des générateurs de bruit à considérer lors des simulations du réseau. Quelques modèles de bruit qui doivent être sélectionnés en fonction des mesures de bruit effectuées en laboratoire ou sur le terrain ont été proposés ([42], [43] et [44]).

1.3.2 Caractéristiques et modélisations des perturbations CPL

1.3.2.1 Bruit de fond coloré

Le **bruit de fond coloré** résulte de la **superposition de plusieurs sources de bruit de faible intensité** présentes sur les lignes électriques. Ce bruit est caractérisé par une DSP relativement faible et décroissante en fonction de la fréquence [44]. Le bruit de fond coloré varie aléatoirement. Il est donc difficile de trouver un modèle déterministe qui représente ce type de bruit. La plupart des méthodes existantes dans la littérature pour modéliser le bruit de fond sont basées principalement sur des modèles empiriques.

Le modèle du bruit de fond coloré le plus utilisé dans la littérature est le modèle Esmailian [45]. Un autre modèle proposé dans [46] est basé sur l'approximation du bruit mesuré par un modèle mathématique pour des fréquences allant jusqu'à 100 MHz. En haute fréquence (au-delà de quelques MHz), le bruit coloré tend progressivement vers un bruit blanc gaussien. Dans [44], le bruit coloré est modélisé par un bruit blanc gaussien.

1.3.2.2 Bruit de bande étroite

Le **bruit de bande étroite** a pour origine les **émissions radiofréquences** [47]. Les lignes électriques se comportent comme des antennes vis-à-vis des ondes radioélectriques réservées pour différents usages tels que les radioamateurs, la radiodiffusion AM... Le spectre de ce type de bruit apparaît souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude occupant des sous-bandes correspondant aux diffusions moyennes et grandes ondes ([23] et [47]). Le niveau de sa densité spectrale de puissance dépasse celui du bruit de fond de quelques dizaines de décibels (30 à 40 dB).

1.3.2.3 Bruit impulsif périodique synchrone

Le bruit **impulsif périodique synchrone** est composé d'impulsions synchrones à la fréquence du secteur (50 ou 60 Hz) ou à un multiple de cette fréquence (généralement 100 Hz en Europe). Les impulsions ont une DSP décroissante en fonction de la fréquence et sont de courte durée (de l'ordre de la microseconde). Elles sont principalement **générées par les redresseurs** utilisés dans les appareils électroniques. Pour les appareils qui utilisent un redressement double alternance la période du bruit généré est de 10ms et pour ceux qui utilisent un redressement simple alternance, la période de bruit générée est de 20ms [23]. Dans la Figure 1-21, nous présentons un exemple d'un bruit synchrone à la fréquence du secteur.

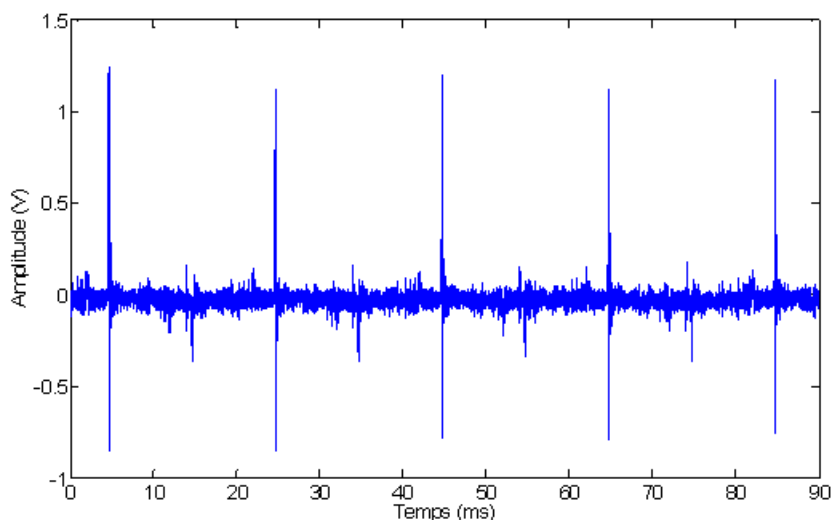


Figure 1-21 : Exemple d'un bruit impulsif synchrone [48]

Le bruit périodique synchrone est souvent modélisé par la superposition d'une ou de plusieurs impulsions élémentaires. Chacune de ces impulsions est modélisée par l'équation (1-51) correspondant à une sinusoïde amortie. La pseudo-fréquence varie entre quelques kHz et une centaine de kHz [23].

$$\text{impulsion}(t) = A * \sin(2\pi f_p t) \exp(-\alpha t) \tag{1-51}$$

Où : A représente l'amplitude ;
 f_p représente la pseudo-fréquence ;
 α représente le facteur d'amortissement.

1.3.2.4 Bruit impulsif périodique asynchrone

Le **bruit périodique asynchrone** à la fréquence du secteur est caractérisé par un train d'impulsions dont la fréquence de répétition est comprise entre 100 kHz et 200 kHz ([33] et [48]). Il trouve son **origine dans les blocs d'alimentation à découpage** des appareils électriques. Les fréquences des impulsions sont souvent proches et constituent un groupe de raies pouvant être confondu avec celui d'un bruit à bande étroite, mais sa puissance est plus faible que celle des ondes de radiodiffusion et plus importante que celle du bruit de fond [49]. Le train d'impulsions est suivi par des impulsions isolées différentes des impulsions formant ce train comme le montre l'exemple présenté dans la Figure 1-22. Les impulsions sont périodiques asynchrones alors que le train d'impulsions est périodique synchrone à la fréquence de secteur. Il existe donc une variation synchrone du bruit asynchrone.

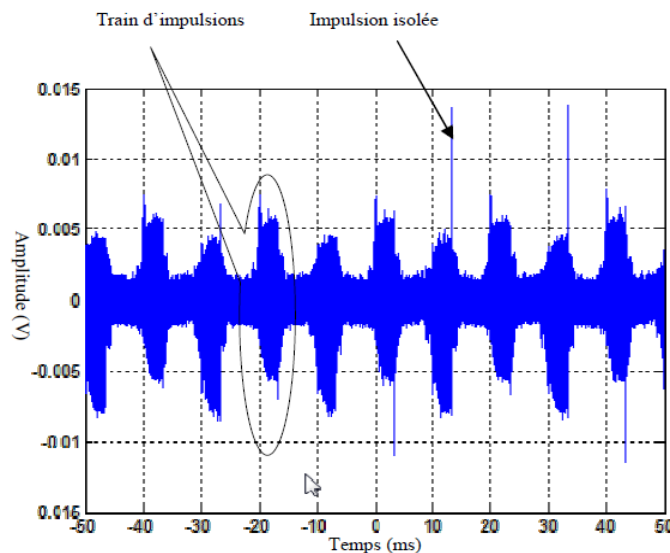


Figure 1-22 : Exemple d'un bruit périodique asynchrone généré par une lampe fluorescente [23]

Le bruit périodique asynchrone peut être modélisé par l'équation (1-52), c'est-à-dire par la somme des impulsions élémentaires modélisées par une ou plusieurs sinusoïdes amorties [23].

$$\text{imp}(t) = \sum_{n\tau=0}^{Tt} A \sin(\omega(t - n\tau)) * \exp(-\alpha(t - n\tau)) \tag{1-52}$$

Où : A représente l'amplitude ;
 $\tau = \frac{1}{f}$ avec f est la fréquence de répétition des impulsions ;
 $\omega = 2\pi f$;
 α représente le facteur d'amortissement ;
 Tt durée totale du train d'impulsions.

1.3.2.5 Bruit impulsif aperiodique

Le bruit **impulsif aperiodique** peut trouver son origine dans plusieurs sources :

- le branchement ou le débranchement d'un équipement ;
- le changement de mode de fonctionnement (on, off, veille...) d'un appareil électrique ;
- ou encore une décharge électromagnétique extérieure telle que celle générée par un impact de foudre ([23] et [47]).

Ce type de bruit possède le niveau de puissance le plus important : il peut excéder la puissance du bruit de fond de plus de 50 dB [50]. Il se compose d'impulsions isolées ou en rafale (Figure 1-23) caractérisées par une fréquence de répétition aléatoire et des amplitudes élevées et de courte durée (de quelques microsecondes à quelques millisecondes) [44] et [51].

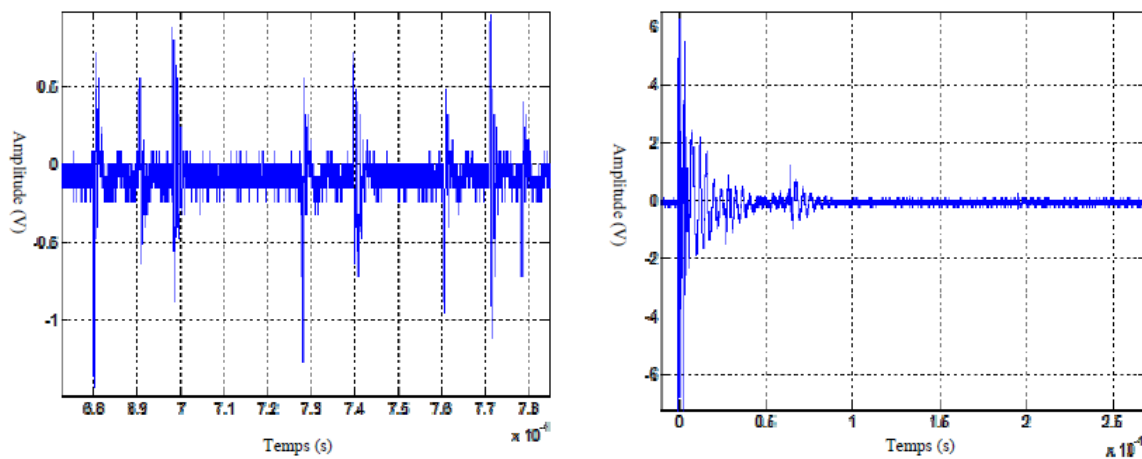


Figure 1-23 : Exemples du bruit impulsif aperiodique : impulsions en rafale (gauche) et impulsion isolée (droite)

Plusieurs types de modèles peuvent être utilisés pour modéliser le bruit aperiodique :

- des modèles basés sur les chaînes de Markov [42] [50] ;
- le modèle de Middleton [52] ;
- des modèles statistiques [48].

1.4 Simulation globale d'un système CPL

1.4.1 Le système CPL, un système hétérogène multi-domaines

Les systèmes CPL sont des **systèmes multi-domaines**. Ils sont composés d'un **sous-système électrique** servant à la génération, transmission et réception des signaux CPL, et d'un **sous-système télécom** décrivant le comportement de l'ensemble de la pile protocolaire propre à chaque technologie CPL en transmission comme réception (signaux électriques, structure des trames physiques et liaison de données, mécanisme d'accès au canal, protocole de routage, etc.). Chacun de ces deux sous-systèmes interagit avec l'autre pour constituer un système CPL complet.

Ces deux domaines sont généralement traités de manière séparée, avec des simulateurs spécifiques. Par exemple, OMNeT++⁵ ou NS3⁶ sont typiquement utilisés pour la simulation télécom, et Matlab/Simulink⁷ ou EMTP-RV⁸ peuvent être utilisés pour la simulation électrique.

La simulation globale d'un système CPL nécessite donc de **coupler des modèles hétérogènes** : les modèles du réseau électrique (équations physiques en temps continu) et les modèles de piles protocolaires télécom (événements en temps discret).

Nous présentons dans cette partie, les approches trouvées dans la littérature pour résoudre des problématiques de simulation de systèmes hétérogènes complexes similaires aux systèmes CPL

1.4.2 Environnement unique et formalismes hybrides

Différents outils permettent de modéliser et simuler le comportement de **systèmes hétérogènes complexes avec le même langage au sein d'un même environnement**. C'est par exemple le cas des langages de programmation généraux, comme Python ou "C", qui permettent de simuler n'importe quel type de comportement. Ils sont toutefois trop complexes à utiliser pour des experts de domaine non-informatique, et nécessitent de réaliser des développements spécifiques sur tous les aspects (modélisation, moteurs de calculs, interface graphique...).

D'autres outils, comme le logiciel Matlab/Simulink ou les outils basés sur le langage Modelica⁹, sont qualifiés d'"hybrides". Ils proposent un formalisme de modélisation générique qui permet de :

- représenter des systèmes multi-physiques et multi-domaines ;
- simuler les comportements continus (sous forme d'équations mathématiques) et discrets (par exemple sous forme d'une séquence d'opérations exécutées à la suite) de ces systèmes.

Cette approche présente comme principal avantage la simplicité d'intégration des modèles ayant des comportements hétérogènes : ils peuvent tous être directement rassemblés au sein d'un unique modèle, simulé par un unique moteur de calcul.

Elle présente également des **inconvénients** majeurs :

- la **mise à l'échelle** du système et l'**intrication de comportements** très différents au sein d'un même modèle rendent difficiles les opérations de maintenance et d'évolution des modèles.
- les **performances des outils de simulation** hybrides sont rarement équivalentes, dans tous les domaines représentés, aux langages et simulateurs spécifiques de ces mêmes domaines. Ainsi, Modelica est très performant sur la modélisation et simulation des comportements continus,

⁵ <https://omnetpp.org/>

⁶ <https://www.nsnam.org/>

⁷ <https://fr.mathworks.com/products/matlab.html>

⁸ <https://www.emtp.com/>

⁹ <https://modelica.org/>

mais ne propose qu'une faible expressivité pour représenter les comportements manipulant des événements et des informations complexes, ou des systèmes statiques [53].

- les experts doivent **monter en compétence sur un environnement** qui ne fait pas partie des outils au cœur de leur métier pour réaliser des modèles de simulation adéquat.

En pratique, cette approche est généralement utilisée pour des systèmes de petite taille ou des preuves de concept [54], et sont réalisés par un nombre restreint de collaborateurs.

1.4.3 Transformation de modèles

L'**approche par traduction ou transformation** de modèles permet d'utiliser des formalismes différents au niveau de l'étape de modélisation. Ces modèles hétérogènes sont ensuite **traduits vers un même formalisme**, compatible avec l'unique outil de modélisation choisi, par transformation de modèles.

AToM³ est un outil de simulation¹⁰ proposant une approche de multi-modélisation, dans laquelle chaque formalisme est représenté par un graphe. La traduction d'un formalisme dans un autre utilise des techniques de réécriture de graphe [55].

Au-delà de ces travaux de recherche, une autre possibilité existe sous forme industrielle avec le standard FMI¹¹ (Functional Mockup Interface). Il permet de convertir un modèle défini dans un environnement d'origine vers le formalisme défini dans le standard. Chaque modèle peut être exporté à partir des outils compatibles avec le standard sous forme de FMU - ME (Functional Mock-up Units for Model Exchange) pour être assemblé dans un environnement de simulation compatible.

L'approche de transformation présente plusieurs avantages, et en particulier :

- Les experts peuvent continuer à modéliser leur système dans l'environnement qui leur est familier, la traduction et l'intégration du modèle intervenant a posteriori ;
- l'ajout d'un nouveau formalisme ne modifie pas l'existant. Il suffit de définir la transformation du métamodèle du nouveau langage vers le métamodèle cible du langage de simulation.

Mais, elle souffre aussi de plusieurs limitations :

- la transformation de modèles ne résout pas les **problématiques de réunion du modèle produit** avec les autres modèles transformés. Cette réunion doit se faire manuellement.
- la **définition de la transformation peut se révéler complexe** et demander un effort important, au risque d'introduire des imprécisions ou des pertes d'information entre les modèles d'origine et ceux générés. C'est généralement le cas lorsqu'il y a une différence importante entre le paradigme de modélisation et celui cible, ou encore dans le cas de métamodèles particulièrement larges.

¹⁰ <http://atom3.cs.mcgill.ca/>

¹¹ <https://fmi-standard.org/tools/>

1.4.4 Composition de modèles

Les **approches de composition** de modèles assemblent des modèles hétérogènes décrits par des formalismes différents. Elles consistent à **adapter des Modèles de Calcul (MoC) suivant des règles d'interaction** [56]. On trouve dans la littérature plusieurs outils de modélisation et simulation de modèles hétérogènes supportant cette approche, dont par exemple :

- L'outil Ptolemy II [57] permet d'assembler un grand nombre de MoC. Le système est modélisé par un ensemble d'acteurs atomiques ou composites en interaction. Des composants particuliers appelés « Directeurs » déterminent, selon le MoC, la dynamique d'exécution des acteurs et les adaptations à réaliser sur les communications entre eux. La combinaison de plusieurs MoC est réalisée par la définition d'une sémantique abstraite pour chacun. Des adaptations sémantiques sont nécessaires entre les MoC.
- Dans l'outil ModHel'X [58], les modèles y sont organisés en "blocs" dont la dynamique interne n'est pas visible. Seules les informations au niveau de leurs ports d'interface sont prises en compte, et des "blocs d'interface" permettent au modeleur de définir comment est réalisée l'adaptation entre les MoC des modèles hétérogènes.

L'avantage de ces approches est qu'elles apportent une intégration formelle entre plusieurs modèles hétérogènes, tout en préservant la modularité des modèles. De nombreux MoC sont compatibles avec les outils présentés Ptolemy II et ModHel'X, néanmoins ce ne sont pas des solutions d'intégration génériques : il est compliqué d'y intégrer des modèles développés par d'autres environnements [59].

1.4.5 Cosimulation de modèles

1.4.5.1 Principe de la cosimulation

La **cosimulation** est une technique de **simulation des systèmes complexes multi-physiques et/ou multi-domaines**. Elle permet de combiner plusieurs modèles hétérogènes réalisés avec des outils différents et par des experts issus de domaines variés ([60] et [61]). Elle regroupe et assemble, dans un environnement unique appelé master de cosimulation, des simulateurs existants afin d'éviter de redévelopper tous les composants de ce système.

D'un point de vue informatique, une cosimulation se présente comme l'exécution d'un graphe de tâches hétérogènes, i.e. les simulateurs et leurs modèles, fortement couplées. L'orchestrateur de la cosimulation synchronise et couple par interface les simulateurs pour permettre des échanges de données entre eux au cours de leurs simulations.

La cosimulation présente plusieurs avantages par rapport aux autres approches :

- Elle sépare les responsabilités entre les équipes techniques chargées de développer leurs modèles dans leur propre domaine d'expertise, avec leurs propres techniques et outils de modélisation et de simulation.
- Elle utilise les outils de référence de chaque domaine, outils qui possèdent de plus grandes performances et une meilleure précision que les outils de modélisation et simulation polyvalents.

Son principal inconvénient est la nécessité de composer une simulation répartie en plusieurs logiciels de simulation, souvent conçus pour être utilisés individuellement. Des incompatibilités

d'interface, de plateforme d'exécution (e.g. Linux ou Windows), ou de vitesse d'exécution peuvent par exemple compliquer la mise en place de l'architecture de cosimulation. Des standards comme Functional Mockup Interface (**FMI**) ou High Level Architecture (**HLA**) simplifient cette mise en place par des interconnexions standardisées au niveau des logiciels de simulation [62].

1.4.5.2 Standard Functional Mockup Interface (FMI)

Le standard open source FMI simplifie la collaboration entre des partenaires industriels en leur donnant les moyens d'échanger leurs modèles de simulation en les encapsulant dans des **boîtes noires dites FMU-CS** (Functional Mockup Unit for Cosimulation) [63].

Ces **FMU contiennent du code compilé** (des libraires dynamiques, le solveur de calcul...) et la structure du modèle. Elles peuvent être exploitées au sein d'une cosimulation en utilisant l'interface d'interaction spécifiée par la norme tout en **protégeant la propriété intellectuelle de ses modèles**. Des architectures simples comme plus complexes (décentralisées avec distribution du contrôle et des échanges de données) peuvent être utilisées pour l'orchestration [64] de la cosimulation.

Le standard FMI offre plusieurs avantages :

- Il existe des **wrappers FMI** permettant d'encapsuler facilement les interactions avec un outil n'étant pas nativement compatible avec le standard FMI ;
- L'architecture des masters de cosimulation est conçue pour être distribuée et réaliser des simulations sur des clusters de calculs (Figure 1-24), ce qui **facilite le passage à l'échelle** ;
- Le standard FMI est le **standard de cosimulation le plus utilisé** dans le monde industriel avec un nombre croissant d'outils de modélisation et de plateformes de simulation compatibles.

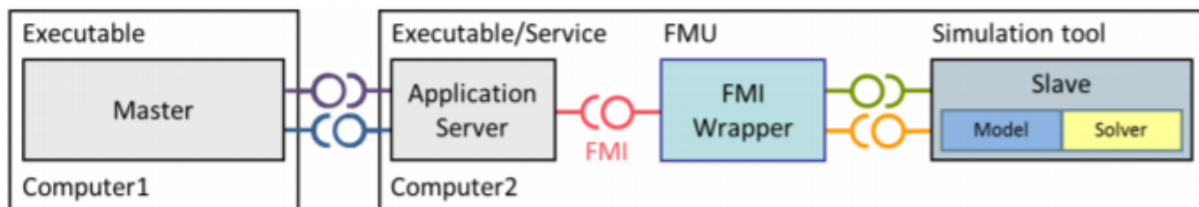


Figure 1-24 : Infrastructure de cosimulation distribuée basée sur le standard FMI

1.4.5.3 Standard High Level Architecture (HLA)

Le standard HLA est une spécification d'architecture logicielle développée par le DMSO (Defense Modeling and Simulation Office) pour le Département Américain de la Défense ([65] et [66]). Son objectif est de faciliter la réutilisabilité et l'interopérabilité des composants de simulation développés par les équipes du DMSO et de les mettre œuvre au sein d'une plateforme distribuée.

Une cosimulation type HLA utilise une approche de **coordination centralisée** (Figure 1-25), ce qui peut en faire un goulot d'étranglement lors des passages à l'échelle nécessaire à la simulation de systèmes complexes de grande taille.

Chaque **composant de la simulation distribuée est appelé « fédéré »**. Ils peuvent être issus de différents logiciels, plateformes d'exécution et langages de programmation. Ces fédérés interagissent entre eux par des envois d'évènements à travers un bus de cosimulation dit **RTI (Run-Time**

Infrastructure) qui agit en tant qu'orchestrateur. Le RTI assure le contrôle et la synchronisation de l'ensemble des fédérées et garantit le bon fonctionnement de la cosimulation globale.

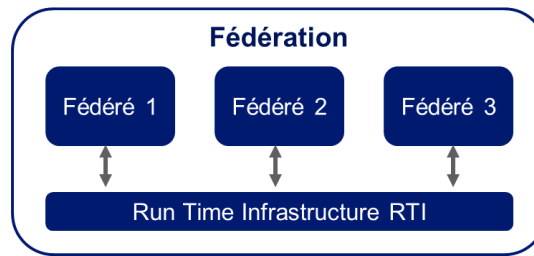


Figure 1-25 : Infrastructure de cosimulation centralisée basée sur le standard HLA [53]

1.5 Conclusions

Les systèmes de communication par CPL sont des systèmes hétérogènes composés de deux sous-systèmes : un sous-système électrique qui contient le modèle du réseau basse tension et un sous-système télécom qui contient les modèles du système de communication. La modélisation et la simulation d'un tel système sont des tâches complexes qui comportent de nombreux défis. Pour la partie électrique qui nous intéresse, il s'agit d'avoir la capacité à fournir des scénarios réalistes de propagation des signaux CPL sur les réseaux électriques, de leurs transformateurs HTA/BT jusqu'aux installations des clients.

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art existant sur chacune des composantes techniques nécessaires à la représentation de la partie électrique d'un tel système et son couplage avec un simulateur télécom.

Les deux familles d'approches de modélisation des réseaux électriques basse tension dans la bande de fréquences [9 kHz – 500 kHz], utilisée pour les communications par CPL, ont été décrites : (i) l'approche top-down modélisant le réseau électrique de manière empirique comme une boîte noire. (ii) l'approche bottom-up basée sur la modélisation individuelle de chaque composant du réseau. **L'approche bottom-up a été retenue pour la suite des travaux de thèse** pour son caractère généralisable et sa flexibilité.

Dans ce cadre, nous avons explicité les différentes méthodes existant dans la littérature pour **représenter les câbles électriques** (modèles simples et couplés), pour déterminer leurs paramètres primaires (analytiques, numériques et expérimentales) et enfin pour représenter les câbles sous forme de quadripôles (matrice $ABCD$, matrice S et méthode circuit). Nous avons également couvert la **modélisation des autres composants des réseaux électriques** (appareils électriques, installations clients, transformateurs, sources...) avec la présentation des approches déterministes, nécessitant la connaissance de l'architecture des circuits des équipements, et empiriques, modélisant ces équipements par leurs impédances fréquentielles vues par le réseau et par leur bruit.

La modélisation d'un réseau électrique par une approche bottom-up nécessite l'assemblage de modèles des composants du réseau. Les méthodes que nous avons trouvées dans la littérature réalisent, soit la concaténation des quadripôles mis en cascade ou en parallèle selon la topologie du

réseau pour les modélisations par matrice ABCD ou matrice S, soit par résolution globale pour les représentations de type circuit.

En complément de ces aspects de modélisation et d'assemblage de modèle, nous nous sommes également intéressés aux **différentes classes de bruits véhiculés sur un réseau électrique** et en avons présenté les caractéristiques et les méthodes de modélisation trouvées dans la littérature. La prise en compte de plusieurs d'entre eux (bruit de fond coloré, bruits périodiques synchrones et asynchrones notamment) est nécessaire pour être représentatif des situations observées sur un réseau.

Enfin, nous nous sommes intéressés aux approches qui permettent de **simuler des systèmes hétérogènes complexes multi-domaines et multi-physiques**, comme les systèmes CPL. Parmi les approches trouvées dans la littérature (transformation, composition...), l'approche de cosimulation à l'aide du standard FMI est celle qui s'avère la plus intéressante et facilement applicable pour notre cas.

Dans les chapitres suivants, nous présentons les modèles retenus pour représenter les composants d'un réseau électrique dans la gamme de 9 à 500 kHz ainsi que la méthode que nous avons développée pour calculer dans le domaine fréquentiel la propagation des signaux CPL sur des réseaux électriques complexes. Enfin, nous décrivons deux méthodes complémentaires que nous avons mises au point qui permettent d'intégrer de représenter les phénomènes de propagation des signaux électriques dans la cosimulation d'un système CPL complet.

Chapitre 2 Modélisation des composants d'un réseau électrique

Table des matières

2.1	Introduction.....	57
2.2	Modélisation des câbles	57
2.2.1	Géométries des câbles considérés	57
2.2.2	Modélisation simplifiée et modélisation couplée des câbles électriques.....	58
2.2.2.1	Paramètres du modèle simplifié du câble souterrain symétrique	59
2.2.2.2	Paramètres du modèle couplé du câble souterrain symétrique.....	60
2.2.2.3	Influence du couplage sur la modélisation des câbles	61
2.3	Modélisation des équipements passifs	62
2.3.1	Modélisation générique des charges	62
2.3.2	Appareils domestiques	64
2.3.2.1	Charges calibrées utilisées.....	64
2.3.2.2	Charges réelles, les appareils domestiques.....	65
2.3.3	Impédance d'accès des installations des clients	65
2.3.4	Transformateurs HTA/BT.....	67
2.4	Modélisation des sources.....	68
2.5	Conclusions.....	70

2.1 Introduction

Si plusieurs approches de modélisation du réseau sont possibles dans le domaine des hautes fréquences, nous avons choisi de considérer une approche de **modélisation ascendante dite « bottom-up »** dans le cadre de ces travaux de thèse. Ce choix a été fait pour répondre aux objectifs que nous nous sommes fixés, à savoir :

- disposer d'une **approche généralisable** de modélisation et de simulation **applicable quelle que soit la topologie** du réseau ;
- être en capacité de réaliser des simulations **à partir des seules informations disponibles** au sein des systèmes d'information des distributeurs, i.e. les caractéristiques des ouvrages (nature, sections et longueur des câbles...) et les caractéristiques des clients ;
- produire des **simulations suffisamment précises** pour pouvoir les utiliser à des fins de diagnostic des problématiques de propagation, voire d'évaluation de solutions correctives.

Le choix d'une méthode bottom-up impose de **disposer**, en plus des informations déjà présentes dans les systèmes d'information des distributeurs, **de modèles individuels** des ouvrages et des installations présentes sur le réseau étudié dans la gamme de fréquences considérée.

Nous présentons dans ce chapitre les modèles retenus dans le cadre de ces travaux de thèse pour modéliser les câbles du réseau, ainsi que ses composants terminaux d'un point de vue de la propagation CPL, comme les appareils domestiques, les installations clients, les transformateurs de puissance, ainsi que les générateurs de signaux CPL. Pour chacun d'eux, une modélisation fréquentielle de leurs caractéristiques est proposée.

2.2 Modélisation des câbles

2.2.1 Géométries des câbles considérés

Nous nous intéressons plus particulièrement aux deux types de câbles que l'on trouve de manière récurrente sur les réseaux de distribution BT Français :

- les câbles symétriques dans lesquels les quatre conducteurs sont de même nature et de même section (Figure 2-1 – a) ;
- les câbles asymétriques où les conducteurs des trois phases sont de même nature, mais de section supérieure à celle du conducteur de neutre (Figure 2-1 – b).

S'il existe d'autres types de câbles (par exemple les câbles BT avec 4 conducteurs pour les phases et le neutre et un conducteur supplémentaire pour l'éclairage publique), nous ne les avons pas considérés dans le cadre de ces travaux de thèse. Nous nous sommes en particulier concentrés sur deux types de câbles de distribution souterrains triphasés disponibles au sein du laboratoire CPL de EDF R&D :

- des câbles symétriques en aluminium de section 50mm^2 ;
- des câbles asymétriques en aluminium dont la section des phases est égale à 150mm^2 et la section du neutre est de 95mm^2 .

Le Tableau 2-1 résume les caractéristiques géométriques de ces deux types de câbles [67], telles que mesurées au sein du laboratoire CPL.

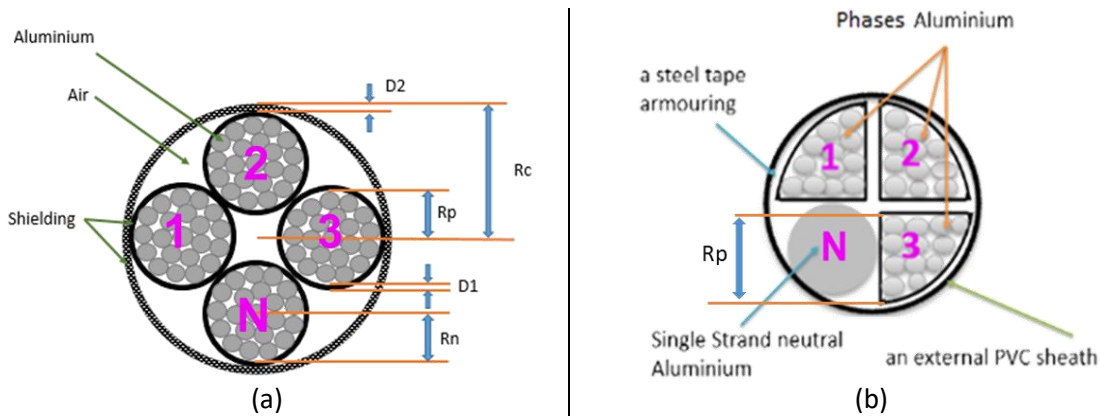


Figure 2-1 : Câbles de distribution souterrains

Dimensions	Symétrique	Asymétrique
Rayon du neutre : R_n (mm)	4	5
Rayon des phases : R_p (mm)	4	15
Rayon du câble : R_c (mm)	13.75	20
Epaisseur du blindage des conducteurs : D_1 (mm)	1	2 à 3
Epaisseur du blindage du câble : D_2 (mm)	1	1

Tableau 2-1 : Caractéristiques géométriques des câbles souterrains du laboratoire CPL

2.2.2 Modélisation simplifiée et modélisation couplée des câbles électriques

Deux modèles basés sur la détermination des paramètres primaires peuvent être utilisés pour modéliser les phénomènes de propagation dans les câbles électriques triphasés [24] :

- les **modèles simplifiés** (modèle **LS**) qui considèrent les câbles multiconducteurs comme trois lignes de transmission découplées ;
- les **modèles couplés** (modèle **LC**) qui considèrent les phénomènes de couplage entre les conducteurs.

Nous avons étudié ces deux modèles afin de déterminer lequel permet de mieux représenter le comportement des câbles électriques dans la bande de fréquences qui nous intéresse [9-500] kHz. Les fonctions de transfert obtenues avec chaque modèle sont comparées avec celles obtenues par mesures dans des configurations identiques. Deux câbles symétrique et asymétrique d'une longueur de 20 mètres, dont les caractéristiques géométriques sont présentées au Tableau 2-1, sont considérés.

La simulation de ces fonctions de transfert nécessite au préalable de déterminer les valeurs des paramètres primaires de chaque modèle (simplifié et couplé) en fonction de la fréquence. Si trois types de méthodes peuvent être employés pour cette caractérisation (§1.2.3.4), seules les méthodes expérimentales répondent à notre besoin, car elles ne nécessitent pas de connaître très précisément les paramètres physiques et géométriques des câbles électriques [24].

2.2.2.1 Paramètres du modèle simplifié du câble souterrain symétrique

Les différentes méthodes expérimentales sont comparées dans [22]. L'article montre que la méthode qui consiste à **mesurer les impédances d'entrée à l'aide d'un RLC-mètre est plus performante**. Cette méthode est utilisée par la suite pour déterminer les paramètres des modèles simplifiés de nos câbles.

Les paramètres primaires de chaque ligne de transmission NP_i ($i = 1, 2$ et 3) sont déterminés à partir des mesures des impédances d'entrée Z_{CC-in} et Z_{CO-in} . Nous avons utilisé un RLC-mètre Keysight E4980A¹² pour mesurer les impédances d'entrée et avons considéré 201 fréquences réparties uniformément sur l'intervalle [9 – 500] kHz.

Les paramètres primaires linéiques obtenus pour le câble souterrain symétrique sont présentés dans la Figure 2-2, et ceux obtenus pour le câble asymétrique sont donnés dans l'Annexe B.

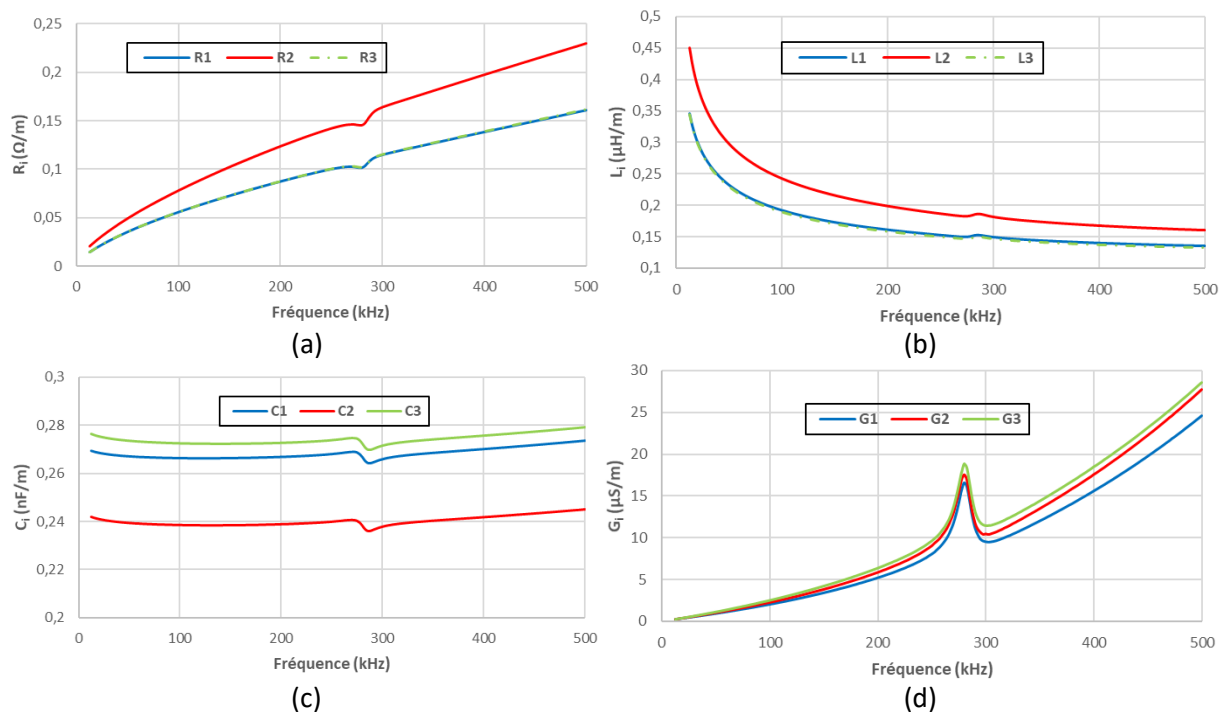


Figure 2-2 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain symétrique selon l'approche LS

L'analyse des paramètres primaires linéiques montre que :

- les résistances R_i (Figure 2-2-a) et les conductances G_i (Figure 2-2-d) augmentent rapidement avec la fréquence, respectivement en raison de l'effet de peau et de l'augmentation des pertes diélectriques ;
- les inductances L_i (Figure 2-2-b) diminuent en fonction de la fréquence, car l'effet de peau diminue le volume magnétisé lorsque la fréquence augmente ;

¹² <https://www.keysight.com/fr/en/product/E4980A/precision-lcr-meter-20-hz-2-mhz.html>

- les capacités C_i (Figure 2-2-c) varient faiblement en fonction de la fréquence ;
- la résistance et l'inductance de la ligne NP_2 sont plus élevées que les résistances et les inductances des lignes NP_1 et NP_3 car la distance entre les conducteurs qui composent la ligne NP_2 est supérieure à la distance entre les conducteurs qui composent les lignes NP_1 et NP_3 .
- contrairement à la résistance et à l'inductance, la capacité de la ligne NP_2 est inférieure à celles des lignes de transmission NP_1 et NP_3 pour la même raison ;
- des résonances à une fréquence autour de 285 kHz sont présentes sur toutes les grandeurs mesurées. Cette résonance illustre la 1^{ère} fréquence de résonance du câble liée à sa capacité et son inductance propres (Figure 4-5). Cette fréquence dépend de la longueur du câble ainsi que de son environnement, car celui-ci impacte les paramètres primaires du câble.

2.2.2.2 Paramètres du modèle couplé du câble souterrain symétrique

Les paramètres des modèles couplés sont mesurés, à l'aide du même RLC-mètre, en utilisant les configurations de mesure présentées au paragraphe 1.2.3.4.2.

Les résultats de mesure des paramètres primaires du câble souterrain symétrique sont présentés à la Figure 2-3, et ceux obtenus pour le câble asymétrique sont donnés dans l'Annexe B. Compte tenu de la réciprocité du câble symétrique ($M_{ij} = M_{ji}$; $C_{ij} = C_{ji}$; $G_{ij} = G_{ji}$), nous affichons seulement les paramètres M_{ij} , C_{ji} et G_{ij} . Comparé au modèle simplifié, un comportement similaire de ces grandeurs est observé. On retrouve notamment la résonance autour de 285 kHz.

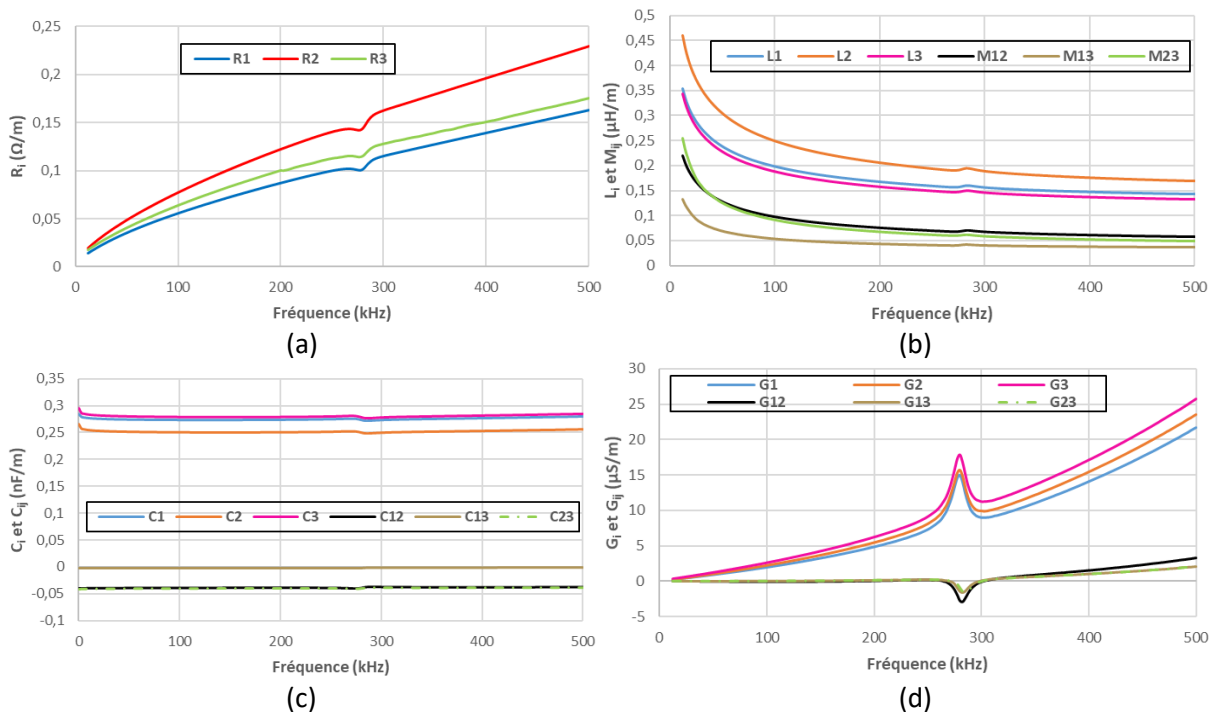


Figure 2-3 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain symétrique selon l'approche LC

2.2.2.3 Influence du couplage sur la modélisation des câbles

Nous comparons les deux modèles LS et LC afin d'étudier l'impact du couplage sur la précision de la modélisation des câbles électriques. La configuration présentée à la Figure 2-4 sert de support à cette comparaison. Elle est constituée d'un câble asymétrique de 30 mètres connecté en série avec un câble symétrique de 20 mètres.

Côté transmission (nœud A), un signal de 1 V est injecté entre le conducteur de la phase 1 et celui du neutre. Les autres conducteurs sont laissés en circuit ouvert (CO).

Côté récepteur (nœud B), nous connectons :

- Une résistance de 50Ω entre le conducteur de la phase 1 et celui du neutre ;
- Une première bobine d'impédance Z_{L1} entre le conducteur de la phase 2 et celui du neutre ;
- Une deuxième bobine d'impédance Z_{L2} entre le conducteur de la phase 3 et celui du neutre.

Ces deux bobines ont été conçues au sein du laboratoire Qualité de l'Electricité de EDF R&D. Les caractéristiques de ces bobines sont fournies en Annexe A.

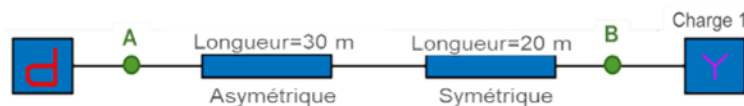


Figure 2-4 : Configuration simulée

Pour toutes les fréquences considérées dans la bande allant de 9 kHz à 500 kHz, les conditions aux limites associées aux nœuds A et B de cette configuration sont données par l'équation (2-1) :

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_{L1}(f) & CO \\ CO & CO & Z_{L2}(f) \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

On compare (Figure 2-5) les fonctions de transfert $H_{V_{s11}}^E$, correspondant à une transmission et une réception par la même ligne de transmission NP_1 , obtenues à partir de :

- 1) la mesure à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel ;
- 2) le modèle LC ;
- 3) le modèle LS.

On constate que :

- La fonction de transfert estimée par l'approche LC est très proche de la mesure sur toute la bande de fréquences considérée ;
- En dessous de 65 kHz, la fonction de transfert obtenue avec le modèle LS est proche de la mesure et de la simulation du modèle LC ;

- Au-dessus de 65 kHz, les **résultats fournis par le modèle LS sont très différents**. Une résonance a disparu avec le modèle LS, les fréquences d'autres phénomènes de résonance sont différentes de celles mesurées. De plus, les niveaux d'atténuation obtenus au-delà de 65 kHz avec le modèle LS sont toujours très supérieurs aux valeurs mesurées.

La comparaison de ces deux approches montre que :

- l'approche LC évalue la propagation des signaux de manière bien plus précise que l'approche LS dont les résultats fournis au-delà de 65 kHz sont inexploitable pour nos besoins ;
- l'approche LC renseigne sur les phénomènes de couplage dans les lignes, qui sont non négligeables dans la bande de fréquences considérée, ce dont l'approche LS est incapable.

Ces éléments nous poussent donc à **retenir l'approche LC pour modéliser les câbles électriques**.

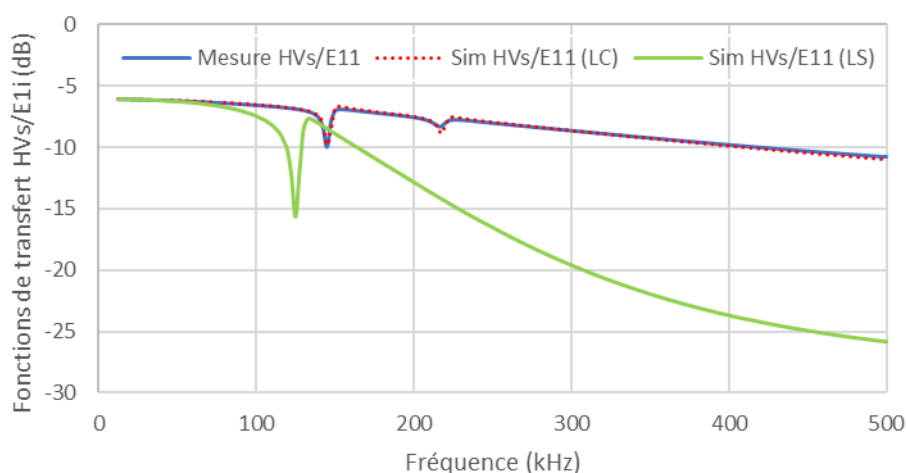


Figure 2-5 : Fonctions de transfert HVs/E11 obtenues par la mesure, le modèle LC et le modèle LS

2.3 Modélisation des équipements passifs

Dans le cadre de l'approche de modélisation bottom-up que nous considérons, chaque composant du réseau doit être modélisé individuellement pour étudier la propagation des signaux CPL sur les réseaux électriques BT. Nous avons présenté au paragraphe précédent la modélisation retenue pour les câbles électriques BT. Nous nous intéressons maintenant à la **modélisation et à la caractérisation des équipements passifs connectés au réseau**, tels que les appareils domestiques, les installations des clients, les modems CPL, les transformateurs, etc.

2.3.1 Modélisation générique des charges

Deux approches (déterministe ou empirique) peuvent être utilisées pour modéliser les équipements passifs connectés au réseau (§1.2.4). Les approches déterministes nécessitent une connaissance des caractéristiques des composants de puissance et de l'électronique interne des appareils électriques pour modéliser ces composants, dont un gestionnaire de réseau ne pourrait disposer lors des simulations qu'il serait amené à réaliser.

Nous avons **choisi une approche empirique** qui modélise de manière générique l'impédance d'entrée des appareils connectés au réseau, indépendamment de leur type. Ainsi, les appareils domestiques considérés individuellement, les installations clients, ou encore les transformateurs

HTA/BT seront modélisés de la même manière, à l'aide du modèle présenté à la Figure 2-6. **Tous ces équipements et leurs modèles seront désignés dans la suite sous le terme de « charges ».**

Ce modèle générique est composé de 6 impédances et s'exprime sous forme d'une matrice symétrique de dimension 3x3 (2-2). Il représente dans le domaine fréquentiel le comportement de **tous les types de charges** raccordées à un réseau triphasé :

- **Charges monophasées** : pour une charge connectée entre une phase i et le neutre (Z_{ii}). Toutes les autres impédances sont considérées infinies.
- **Charges biphasées** : pour une charge connectée aux phases i et j (Z_{ij}). Toutes les autres impédances sont considérées infinies.
- **Charges triphasées en étoile** : toutes les impédances entre phases sont considérées infinies. Ces charges peuvent être **équilibrées ou déséquilibrées**.
- **Charges triphasées en triangle** : toutes les impédances entre phase et neutre sont considérées infinies. Ces charges peuvent être **équilibrées ou déséquilibrées**.
- **Combinaisons de charges monophasées, biphasées ou triphasées** par mise en parallèle les deux modèles unitaires [$Z_{equi\ 1}$] et [$Z_{equi\ 2}$], c'est-à-dire calculer l'impédance globale avec la formule (2-3) pour chacune des 6 impédances des modèles des équipements 1 et 2.

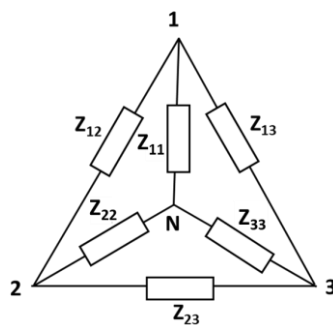


Figure 2-6 : Modèle générique des impédances des charges d'un réseau

$$[Z(f)] = \begin{bmatrix} Z_{11}(f) & Z_{12}(f) & Z_{13}(f) \\ Z_{21}(f) & Z_{22}(f) & Z_{23}(f) \\ Z_{31}(f) & Z_{32}(f) & Z_{33}(f) \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

- Où :
- $Z_{ii}(f)$ ($i = 1, 2$ ou 3) représente les impédances d'entrée des charges connectées entre les phases i et le neutre pour la fréquence f considérée ;
 - $Z_{ij}(f)$ ($i, j = 1, 2$ ou 3) représente les impédances d'entrée des charges connectées entre les phases i et j pour la fréquence f considérée ;
 - $Z_{ij}(f) = Z_{ji}(f)$.

$$Z_{global\ i,j}(f) = \frac{Z_{equi\ 1,i,j}(f) \times Z_{equi\ 2,i,j}(f)}{Z_{equi\ 1,i,j}(f) + Z_{equi\ 2,i,j}(f)} \quad \text{Avec : } i \text{ et } j = 1, 2 \text{ et } 3 \quad (2-3)$$

2.3.2 Appareils domestiques

2.3.2.1 Charges calibrées utilisées

Dans nos travaux, nous avons employé des charges calibrées dans la bande de fréquences considérée. Ces charges statiques de types résistances, inductances et capacités sont utilisées pour :

- faciliter la réalisation des essais grâce à l'absence de source de tension ;
- multiplier les configurations testées en variant les connexions avec des raccordements monophasés ou triphasés en triangle ou en étoile. Un exemple de charge triphasée, composée de trois résistances connectées en étoile, est donné en Figure 2-7 ;
- maîtriser les conditions de test en permettant une stabilité dans le temps de leurs caractéristiques ainsi qu'une reproductibilité des essais ;
- créer des phénomènes de résonance ou d'atténuation maîtrisés qui permettent de tester les capacités de la méthodologie développée.

Ces charges ne visent absolument pas à être représentatives de catégories d'équipements actuellement connectés aux réseaux électriques BT. Les évolutions de leurs caractéristiques en fonction de la fréquence ont été mesurées hors tension par le RLC-mètre précédemment utilisé (Figure 2-8) et sont fournies dans l'Annexe A.



Figure 2-7 : Trois résistances de 50 Ohm connectées en étoile aux extrémités d'un câble électrique

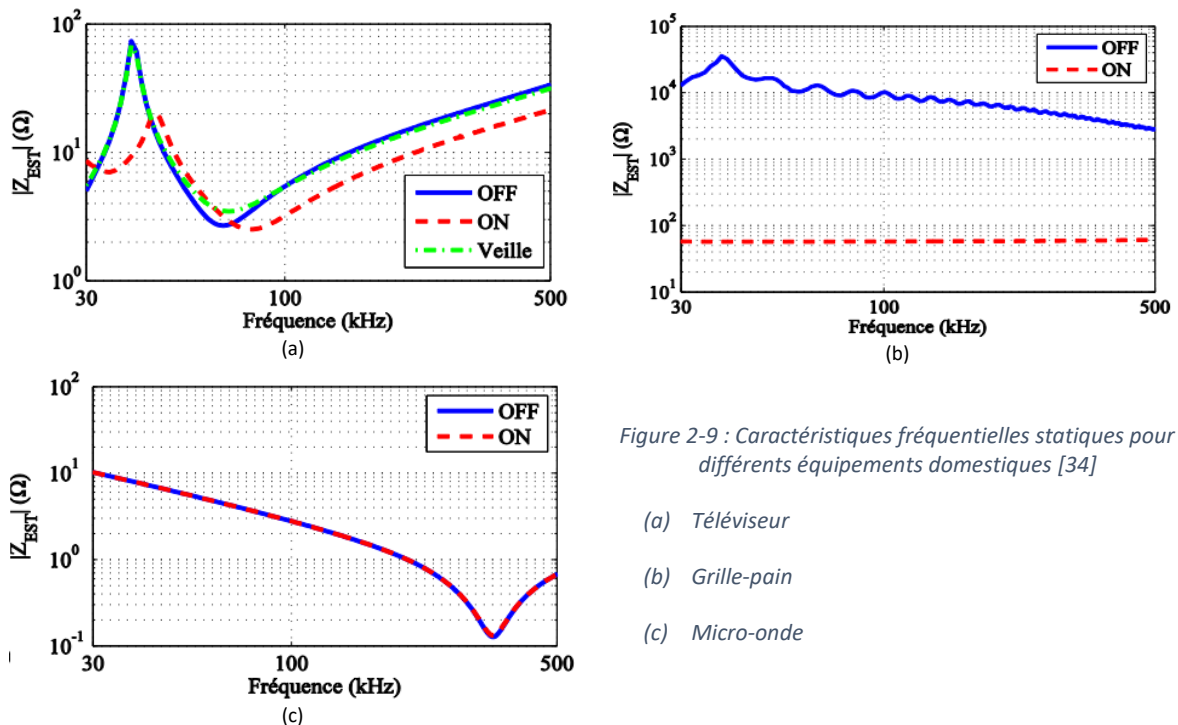


Figure 2-8 : Caractérisation des charges à l'aide d'un RLC-mètre

2.3.2.2 Charges réelles, les appareils domestiques

Nous avons également considéré un ensemble d'appareils monophasés de la vie quotidienne (machine à café, grille-pain, bouilloire, micro-onde, télévision, lampe LED, lave-linge...), qui avaient été caractérisés dans de précédents travaux de thèse [24]. Les impédances d'entrée de ces équipements avaient été estimées dans leurs différents modes de fonctionnement (On, Off, Veille...) selon la méthode décrite dans l'Annexe A. Nous illustrons à la Figure 2-9 le comportement fréquentiel de quelques-uns de ces appareils.

Nous considérons ici uniquement les variations lentes des impédances d'entrée de ces composants, c'est-à-dire que nous négligeons les variations rapides dues au contrôle-commande de leur étage d'électronique de puissance. Les mesures ont été limitées à la bande de fréquences comprise entre 30 kHz et 500 kHz car le niveau important du bruit en dessous de 30 kHz peut impacter la fiabilité des mesures d'impédance [24] [34].



2.3.3 Impédance d'accès des installations des clients

Nous avons utilisé l'un des deux types de méthodes présentés au paragraphe 1.2.4.2.2 pour déterminer l'impédance d'accès d'une installation domestique complète. Nous présentons ici comment nous l'avons mise en œuvre dans nos travaux.

1. Détermination de l'impédance d'entrée $Z_{in}(f)$ de chaque appareil domestique considéré ;
2. Mise en parallèle de ces impédances avec la formule (2-3), car les appareils domestiques sont connectés en parallèle dans le réseau indoor. Une mesure directe des appareils directement mis en parallèle serait également possible sans passer par l'étape 1 [24]. Cette mise en parallèle n'a du sens que pour les appareils de même nature, comme une télévision et une enceinte HiFi.

3. *Raccordement des appareils au bout de câbles monophasés.* Chaque câble correspond à un départ de la distribution interne de l'installation électrique d'une habitation (Figure 2-11). Chaque appareil pris individuellement ou chaque ensemble d'appareils mis en parallèle est connecté à une extrémité. Nous ne considérons pas les dérivations qui existent dans une installation électrique interne pour des raisons de simplification.
4. *Calcul de l'impédance d'accès globale $Z_{accès}(f)$ de l'installation électrique.*

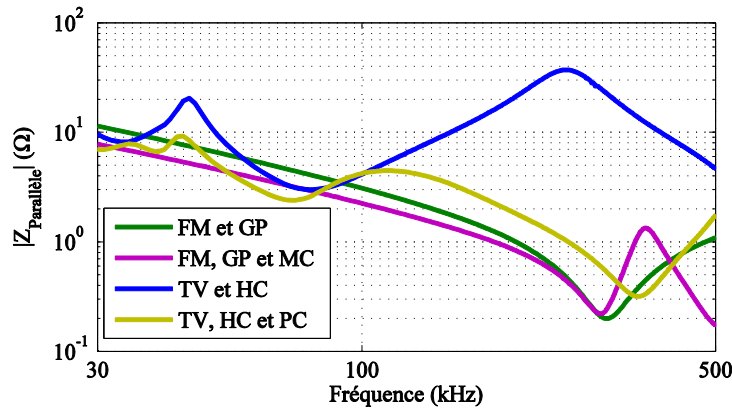


Figure 2-10 : Impédance d'entrée des appareils électriques mis en parallèle [24] (FM : four à microondes, GP : grille-pain, TV : téléviseur, HC : Home Cinéma, PC : ordinateur, MC : machine à café)

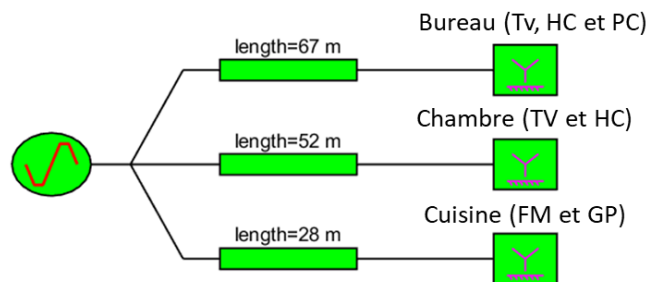


Figure 2-11 : Schéma simplifié d'une installation électrique monophasée

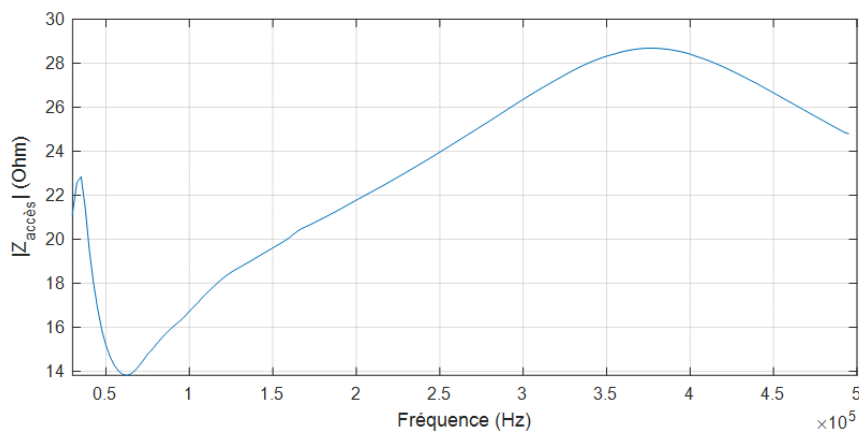


Figure 2-12 : Exemple d'impédance d'accès calculée pour l'installation électrique de la Figure 2-11

2.3.4 Transformateurs HTA/BT

Comme pour les appareils et installations électriques, nous modélisons les transformateurs par le modèle générique d'impédances présenté à la Figure 2-6.

Appliqué aux transformateurs de puissance HTA/BT présents dans les postes de distribution publique, le modèle de la Figure 2-6 est une simplification du modèle NIF (Node-to-Node Impedance Function) présenté dans l'état de l'art à la Figure 1-17 [39]. Elle s'explique car :

- nous n'avons pas besoin de considérer les phénomènes de propagation existant entre les enroulements secondaires et primaires des transformateurs. Les impédances de couplages associées peuvent donc être retirées.
- nous considérons un modèle avec couplage entre les phases, comme pour la modélisation des câbles. Contrairement à la modélisation proposée dans [39] où les impédances étaient définies par rapport à la terre, nous considérons des impédances définies par rapport au neutre du secondaire du transformateur.

Les caractéristiques du modèle générique ont été déterminées à l'aide d'un VNA Keysight E5061B¹³. La procédure de mesure est illustrée à la Figure 2-13. Elle consiste à mesurer les impédances au niveau du circuit secondaire du transformateur tout en connectant le circuit primaire en court-circuit (CC) ou en circuit-ouvert (CO).

- les impédances Z_{ii} ($i = 1, 2$ ou 3) représentent les impédances entre les phases i et le neutre ;
- les impédances Z_{ij} représentent les impédances connectées entre les phases i et j ($j = 1, 2$ ou 3).

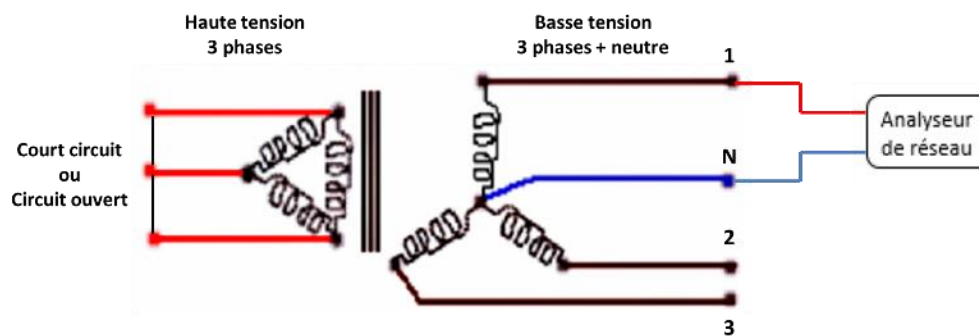


Figure 2-13 : Procédure de mesure des impédances d'un transformateur

Plusieurs transformateurs de distribution de différentes puissances (50 kVA, 100 kVA, 160 kVA et 250 kVA) ont été caractérisés. La Figure 2-14 donne un exemple de l'évolution des impédances mesurées pour un transformateur de 160 kVA.

¹³<https://www.keysight.com/fr/en/product/E5061B/e5061b-ena-vector-network-analyzer.html>

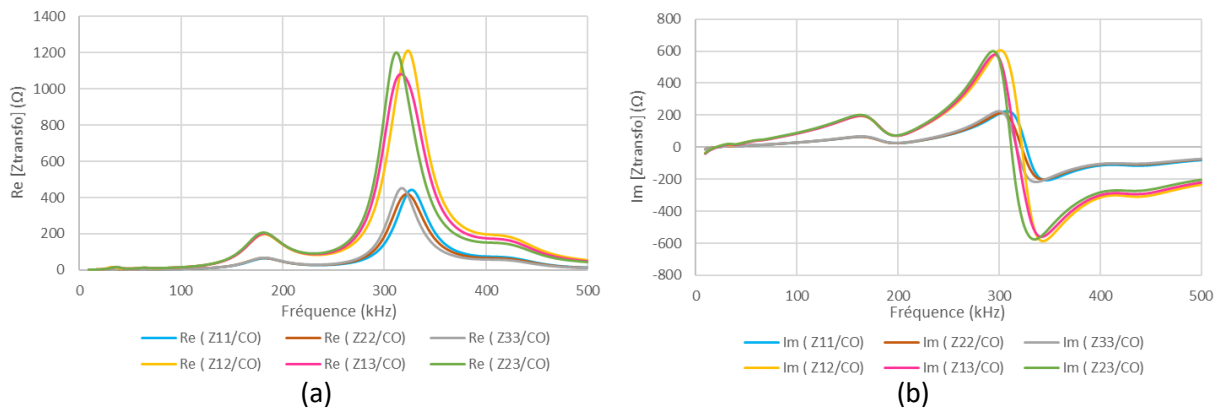


Figure 2-14 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) des impédances d'un transformateur de 160 kVA (circuit primaire en court-circuit CO)

2.4 Modélisation des sources

Dans l'approche bottom-up, il est nécessaire de considérer les sources de manière individuelle au même titre que les câbles et les charges des réseaux BT. A noter que par « **sources** », on entend :

- **les générateurs de signaux CPL**, c'est-à-dire des sources d'émission volontaire et maîtrisée de signaux de transmission dans la gamme de fréquence considérée. Les générateurs CPL sont des équipements complexes qui peuvent s'adapter en permanence au fonctionnement du réseau et dont l'émission varie en fonction du temps.
- **les sources de bruits**, c'est-à-dire les signaux électriques involontaires causés par le fonctionnement normal d'un équipement. Leurs caractéristiques évoluent en fonction de leur point de fonctionnement et de l'impédance amont du réseau les alimentant.

Ces deux types de sources sont caractérisés par une variabilité dans le temps. Nous modélisons ici l'ensemble des composants du réseau, dont les générateurs, dans le domaine fréquentiel. On considère ainsi que chaque calcul réalisé correspond à une photographie de l'état d'un réseau et de ses équipements terminaux à un instant donné.

Cette simplification permet de modéliser les sources de manière générique selon le modèle triphasé présenté à la Figure 2-15, c'est-à-dire comme des **générateurs de tension avec une force électromotrice (f.e.m) et une impédance interne**. Selon la nature de la source, cette injection peut se faire entre la phase et le neutre ou entre deux phases. Ce modèle, similaire à celui utilisé pour les charges (Figure 2-6), se traduit par deux matrices symétriques de dimension 3x3 (2-4), l'une pour les f.e.m $[E]$, et l'autre pour ses impédances internes $[Z_e]$.

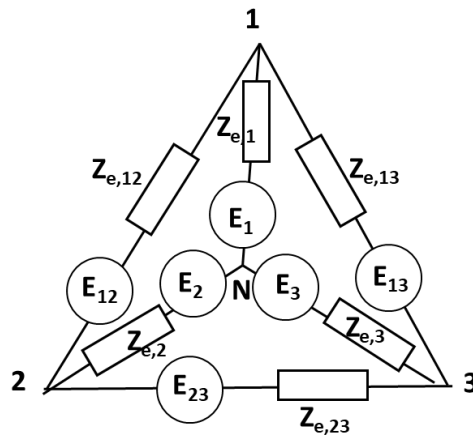


Figure 2-15 : Modèle générique des sources dans le domaine fréquentiel

Ce modèle a l'avantage d'être compatible et facilement **utilisable avec le théorème de superposition** lorsque plusieurs sources sont actives sur différents nœuds d'un réseau :

- Si la source n'est pas considérée lors d'un calcul, ses f.e.m. sont mises à zéro, mais ses impédances interviennent dans le calcul ;
- Inversement, si la source est la source du réseau active, ses impédances sont considérées et ses f.e.m. servent de sources au réseau.

Selon les valeurs attribuées à ses impédances et ses f.e.m., le modèle permet de représenter dans le domaine fréquentiel **tous les types de sources** présentes sur les réseaux BT :

- **Sources monophasées.** Pour une source monophasée connectée à la phase i , les valeurs de l'impédance Z_{ei} sont définies comme l'impédance interne du générateur et la source de tension E_i comme sa f.e.m. ; toutes les autres impédances sont considérées infinies et les autres sources de tension nulles.
- **Sources biphasées.** Pour une source biphasée connectée aux phases i et j , les valeurs de l'impédance Z_{eij} sont définies comme l'impédance interne du générateur et la source de tension E_{ij} comme sa f.e.m. ; toutes les autres impédances sont considérées infinies et les autres sources de tension nulles.
- **Sources triphasées connectées en étoile.** Les valeurs des impédances Z_{ei} sont définies comme les impédances internes du générateur et les sources de tension E_i comme ses f.e.m. ; toutes les impédances sont considérées infinies et les tensions E_{ij} sont nulles. Cette source peut être **équilibrée ou déséquilibrée**.
- **Sources triphasées connectées en triangle.** Les valeurs des impédances Z_{eij} sont définies comme les impédances internes du générateur et les sources de tension E_{ij} comme ses f.e.m. ; toutes les impédances sont considérées infinies et les tensions E_i sont nulles. Cette source peut être **équilibrée ou déséquilibrée**.

Il est important de noter que :

- Nous considérons **nulle l'impédance interne des sources de bruit pur** ;

- Nous utilisons **un modèle équivalent de Thévenin pour la modélisation des sources de bruit.**

$$[E(f)] = \begin{bmatrix} E_1(f) & E_{12}(f) & E_{13}(f) \\ E_{21}(f) & E_2(f) & E_{23}(f) \\ E_{31}(f) & E_{32}(f) & E_3(f) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Z_e] = \begin{bmatrix} Z_{e1}(f) & Z_{e12}(f) & Z_{e13}(f) \\ Z_{e21}(f) & Z_{e2}(f) & Z_{e23}(f) \\ Z_{e31}(f) & Z_{e32}(f) & Z_{e3}(f) \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

- Où
- $E_i(f)$ et $Z_{ei}(f)$ ($i = 1, 2$ ou 3) représentent respectivement la f.e.m. et l'impédance interne des générateurs connectés entre les phases i et le neutre pour la fréquence f considérée ;
 - $E_{ij}(f)$ et $Z_{eij}(f)$ ($i, j = 1, 2$ ou 3) représentent respectivement la f.e.m. et l'impédance interne des générateurs connectés entre les phases i et j pour la fréquence f considérée ;
 - $Z_{eij}(f) = Z_{eji}(f)$ et $E_{ij}(f) = -E_{ji}(f)$

2.5 Conclusions

Ce chapitre présente les méthodes retenues dans le cadre de nos travaux de thèse pour caractériser et modéliser les composants du réseau électrique : les câbles électriques, les appareils domestiques, les installations clients, les transformateurs et les générateurs de signaux CPL dans la bande de fréquence de 9 kHz à 500 kHz.

Dans la première partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation et la caractérisation expérimentale des câbles électriques triphasés souterrains à quatre conducteurs. Deux approches ont été étudiées : la première modélise les câbles comme trois lignes de transmission non couplées (modèle LS) et la seconde les modélise comme trois lignes de transmission couplées (modèle LC). Il ressort de l'analyse des fonctions de transferts simulées et celles obtenues par mesures que le modèle couplé évalue la propagation des signaux de manière plus précise. **Le modèle couplé est retenu pour la suite des travaux.**

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur la modélisation et la caractérisation des équipements passifs connectés au réseau. **Un modèle agrégé générique basé sur la composition des impédances d'entrée des équipements est retenu** pour la suite des travaux. Il est applicable à tous les types de composants terminaux des réseaux BT, c'est-à-dire tant des charges calibrées utilisées en laboratoire que les appareils domestiques, les installations électriques clients ou encore les transformateurs HTA/BT.

Nous avons ensuite défini un **modèle générique pour les sources** composé d'un ensemble de générateurs de tension avec une force électromotrice (f.e.m) et une impédance interne. De structure similaire à celui des charges, il permet d'appliquer facilement le principe de superposition. Il est utilisable tant pour la modélisation des **générateurs de signaux CPL**, c'est-à-dire des sources d'émission volontaire et maîtrisée, que des **sources de bruits**, c'est-à-dire des sources de parasites non contrôlées.

Dans le chapitre suivant, **nous assemblons ces différents modèles pour réaliser, dans le domaine fréquentiel, les calculs de propagation des signaux CPL sur un réseau BT.** Leur caractère générique les rend facilement exploitables dans le cadre de l'approche de calculs bottom-up que nous avons développée.

Chapitre 3 Simulation de la propagation des signaux sur un réseau électrique

Table des matières

3.1	Objectifs du simulateur de propagation de signaux CPL.....	72
3.2	Méthode de calcul des fonctions de transfert	73
3.2.1	Calcul des fonctions de transfert pour un seul câble	73
3.2.1.1	Calcul du système d'impédances équivalent au nœud amont du câble.....	73
3.2.1.2	Calcul des vecteurs tensions	77
3.2.1.3	Calcul des fonctions de transfert.....	77
3.2.2	Généralisation de la méthode de calcul des fonctions de transfert à un réseau Basse Tension complet	78
3.2.2.1	Principe de l'algorithme	78
3.2.2.2	Principes généraux des fonctions récursives	79
3.2.2.3	Explicitation des appellations utilisées.....	81
3.2.2.4	1 ^{er} parcours de graphe : calcul des impédances équivalentes.....	82
3.2.2.5	2 ^{ème} parcours de graphe : propagation des tensions du générateur à l'ensemble des nœuds du réseau.....	84
3.2.2.6	Gestion de plusieurs générateurs	87
3.2.2.7	Calcul des fonctions de transfert.....	87
3.3	Implémentation de la méthode de calcul dans un outil	87
3.3.1	Tentative d'implémentation dans l'outil Dymola.....	88
3.3.1.1	Présentation de l'outil Dymola et motivations de son utilisation.....	88
3.3.1.2	Travaux réalisés sur Dymola	89
3.3.1.3	Problématiques rencontrées avec Modelica et Dymola et solution proposée.....	89
3.3.2	Implémentation au sein de l'outil DisNetSimPI.....	90
3.3.2.1	Présentation du logiciel DisNetSimPI	90
3.3.2.2	Travaux réalisés	91
3.4	Conclusions.....	91

3.1 Objectifs du simulateur de propagation de signaux CPL

Nous avons décrit au Chapitre 2 les méthodes de modélisation des composants du réseau élaborées ou retenues dans le cadre de nos travaux de thèse. Ces modélisations ne sont toutefois pas directement utilisables pour répondre à nos objectifs premiers, c'est-à-dire étudier la propagation des signaux CPL dans la bande de fréquences de 9 à 500 kHz sur un réseau électrique réel à des fins d'identification de problèmes associés.

Pour ce faire, il faut **disposer d'un outil qui puisse modéliser et calculer la propagation de ces signaux sur des topologies de réseaux complexes dans le domaine fréquentiel**. Or, il n'existe actuellement pas sur le marché d'outil de simulation adapté pour les méthodes de modélisation des composants présentées précédemment. Cet outil doit :

- **Disposer d'une bibliothèque de composants** couvrant l'ensemble des ouvrages d'importance des réseaux électriques basse tension (lignes aériennes nues, câbles souterrains ou aérien torsadé, transformateur HTA/BT, jonctions, appareils électriques...);
- Intégrer pour chacun de ces composants des **modèles représentant leur comportement dans la bande de fréquences de 9 à 500 kHz** ;
- **Assembler ces modèles** pour s'adapter à n'importe quelle topologie complexe de réseaux électriques basse tension et n'importe quel type de charges couplé en triangle ou étoile ;
- **Réaliser les calculs de propagation de signaux entre n'importe quels points d'un réseau** avec une précision suffisante pour identifier les possibles problèmes de communications CPL ;
- **Restituer les résultats** sous forme de signaux de tension ou de fonctions de transfert ;
- Fournir les éléments nécessaires pour **représenter le réseau électrique lors de la cosimulation complète du système électrique et télécom**.

Nous présentons dans ce troisième Chapitre les travaux que nous avons menés pour nous doter d'un tel outil. Ils ont d'abord consisté à développer une méthode de calcul des fonctions de transfert adaptée aux modèles décrits au Chapitre 2 et capable de s'appliquer aux topologies de réseaux basse tension les plus complexes. Puis, nous avons implémenté cette méthode au sein d'une plateforme de simulation des réseaux électriques, avec pour objectif, la meilleure précision possible dans le calcul des fonctions de transfert représentant la propagation des signaux CPL.

3.2 Méthode de calcul des fonctions de transfert

Nous présentons dans cette partie la méthode adoptée pour calculer les fonctions de transfert entre toute paire de nœuds d'un réseau électrique donné. Nous considérons dans un premier temps un réseau composé d'un seul câble de longueur l . Ensuite, nous décrivons l'algorithme permettant de généraliser cette méthode à un réseau complet.

3.2.1 Calcul des fonctions de transfert pour un seul câble

Nous considérons un câble de longueur l . Il est connecté côté aval à une charge terminale triphasée $[Z(l)]$, et côté amont à un générateur qui injecte son signal entre la phase 1 et le neutre comme illustré dans la Figure 3-1. Nous considérons une injection monophasée car la transmission des signaux CPL sur un réseau électrique se fait essentiellement entre une phase i ($i = 1, 2$ ou 3) et le neutre du réseau.

La méthode de calcul des fonctions de transfert est alors constituée des étapes suivantes :

- La première étape calcule le système d'impédances équivalent au câble triphasé chargé, vu par le nœud amont (entrée du câble), c'est-à-dire le nœud émetteur qui génère le signal CPL ;
- La deuxième étape calcule les tensions au niveau de l'interface amont du câble ;
- La troisième étape calcule les tensions au nœud situé en aval du câble (sortie du câble), c'est-à-dire au nœud où la réception du signal CPL est attendue ;
- La quatrième étape en déduit les fonctions de transfert.

Cette méthode a été développée car les autres méthodes habituellement utilisées dans la littérature, comme la mise en cascade et en parallèle des quadripôles de type matrices de chaîne (ABCD) ou matrice d'onde (S), ne sont pas capables de simuler l'ensemble des typologies de charges, et en particulier les charges couplées en triangle.

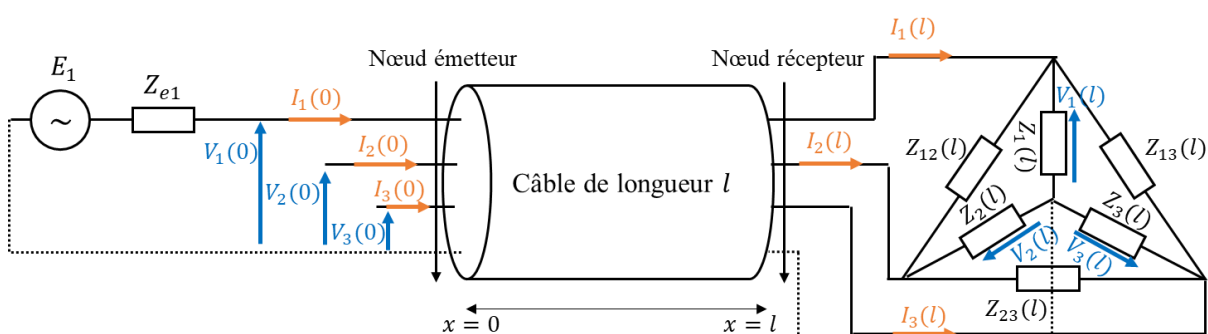


Figure 3-1 : Configuration utilisée pour le calcul des fonctions de transfert d'un seul câble

3.2.1.1 Calcul du système d'impédances équivalent au nœud amont du câble

Dans ce paragraphe, nous introduisons la méthode consistant à calculer le système d'impédances équivalent au nœud amont du câble. Pour ce faire, il faut déterminer le système d'impédances

équivalent noté $[Z(0)]$ à l'entrée du câble ($x = 0$) en considérant le système d'impédances $[Z(l)]$ connectées à sa sortie ($x = l$) et les paramètres modaux du câble.

La Figure 3-2 illustre les paramètres intervenant pour déterminer l'impédance $[Z(0)]$ vue du côté amont de la ligne en considérant l'ensemble des paramètres impliqués.

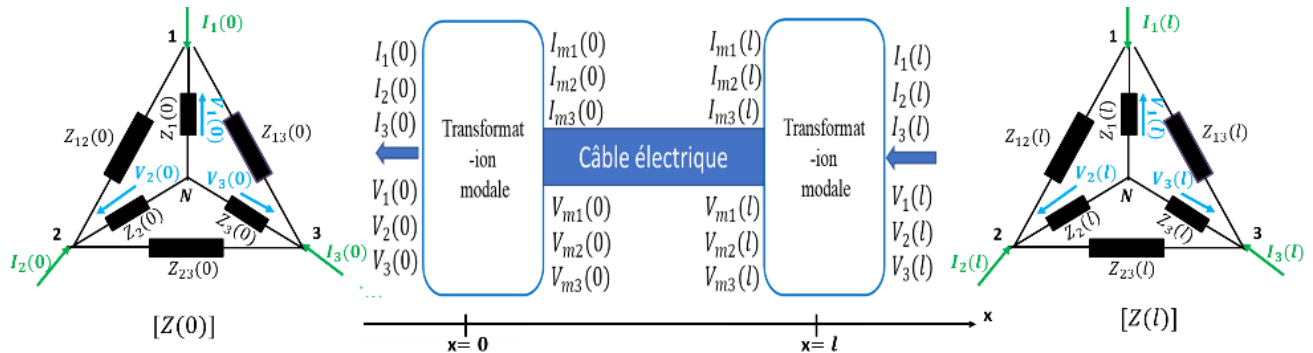


Figure 3-2 : Paramètres intervenant dans le calcul du système d'impédances équivalent à l'entrée du câble

Les étapes de calcul de l'impédance $[Z(0)]$ sont :

- 1- En appliquant les lois de Kirchhoff à l'extrémité l du câble, nous obtenons le système d'équations (3-1) reliant tensions et courants.

$$\begin{cases} I_1(l) = \frac{V_1(l)}{Z_1(l)} + \frac{V_1(l) - V_2(l)}{Z_{12}(l)} + \frac{V_1(l) - V_3(l)}{Z_{13}(l)} = V_1(l) \left[\frac{1}{Z_1(l)} + \frac{1}{Z_{12}(l)} + \frac{1}{Z_{13}(l)} \right] - \frac{V_2(l)}{Z_{12}(l)} - \frac{V_3(l)}{Z_{13}(l)} \\ I_2(l) = \frac{V_2(l) - V_1(l)}{Z_{12}(l)} + \frac{V_2(l)}{Z_2(l)} + \frac{V_2(l) - V_3(l)}{Z_{23}(l)} = -\frac{V_1(l)}{Z_{12}(l)} + V_2(l) \left[\frac{1}{Z_{12}(l)} + \frac{1}{Z_2(l)} + \frac{1}{Z_{23}(l)} \right] - \frac{V_3(l)}{Z_{23}(l)} \\ I_3(l) = \frac{V_3(l) - V_1(l)}{Z_{13}(l)} + \frac{V_3(l) - V_2(l)}{Z_{23}(l)} + \frac{V_3(l)}{Z_3(l)} = -\frac{V_1(l)}{Z_{13}(l)} - \frac{V_2(l)}{Z_{23}(l)} + V_3(l) \left[\frac{1}{Z_{13}(l)} + \frac{1}{Z_{23}(l)} + \frac{1}{Z_3(l)} \right] \end{cases} \quad (3-1)$$

Ce système d'équations peut s'écrire sous forme matricielle (3-2).

$$[I(l)] = [Y(l)] * [V(l)] \quad (3-2)$$

Avec : $[I(l)] = \begin{bmatrix} I_1(l) \\ I_2(l) \\ I_3(l) \end{bmatrix}$ et $[V(l)] = \begin{bmatrix} V_1(l) \\ V_2(l) \\ V_3(l) \end{bmatrix}$

La matrice admittance $[Y(l)]$ s'exprime à partir des éléments de la matrice impédances $[Z(l)]$ en utilisant la relation (3-3).

$$[Y(l)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1(l)} + \frac{1}{Z_{12}(l)} + \frac{1}{Z_{13}(l)} & -\frac{1}{Z_{12}(l)} & -\frac{1}{Z_{13}(l)} \\ -\frac{1}{Z_{12}(l)} & \frac{1}{Z_{12}(l)} + \frac{1}{Z_2(l)} + \frac{1}{Z_{23}(l)} & -\frac{1}{Z_{23}(l)} \\ -\frac{1}{Z_{13}(l)} & -\frac{1}{Z_{23}(l)} & \frac{1}{Z_{13}(l)} + \frac{1}{Z_{23}(l)} + \frac{1}{Z_3(l)} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

- 2- L'étape suivante consiste à passer le système (3-2) des grandeurs naturelles aux grandeurs modales. Nous utilisons les matrices de passage des tensions $[T_v]$ et des courants $[T_i]$, et obtenons les vecteurs de tensions modales $[V_m(l)]$ et de courants modaux $[I_m(l)]$ par le biais de l'équation (1-34). Le système (3-2) s'exprime alors avec l'équation (3-4).

$$[I_m(l)] = [T_i]^{-1} [Y(l)] [T_v][V_m(l)] \quad (3-4)$$

$$\text{Avec : } [I_m(l)] = \begin{bmatrix} I_{m1}(l) \\ I_{m2}(l) \\ I_{m3}(l) \end{bmatrix} \text{ et } [V_m(l)] = \begin{bmatrix} V_{m1}(l) \\ V_{m2}(l) \\ V_{m3}(l) \end{bmatrix}$$

- 3- Pour chaque fréquence, chaque élément $V_{mi}(x)$ du vecteur tension modal $[V_m(x)]$ est donné par l'équation (3-5) et chaque élément $I_{mi}(x)$ du vecteur courant modal $[I_m(x)]$ est donné par l'équation (3-6) le long du câble pour $x \in [0, l]$.

$$V_{mi}(x) = V_{mi}^+ e^{-\gamma_i x} + V_{mi}^- e^{\gamma_i x} \quad (3-5)$$

$$I_{mi}(x) = \frac{1}{Z_{ci}} (V_{mi}^+ e^{-\gamma_i x} - V_{mi}^- e^{\gamma_i x}) \quad (3-6)$$

Où $i = 1, 2$ ou 3

γ_i est la constante de propagation ;
 Z_{ci} est l'impédance caractéristique.

- 4- En exprimant les équations (3-5) et (3-6) à $x = 0$ (entrée du câble), nous obtenons les équations (3-7) et (3-8).

$$V_{mi}(0) = V_{mi}^+ + V_{mi}^- \quad (3-7)$$

$$I_{mi}(0) = \frac{1}{Z_{ci}} (V_{mi}^+ - V_{mi}^-) \quad (3-8)$$

- 5- Les coefficients V_{mi}^+ et V_{mi}^- sont calculés ensuite (3-9) en additionnant et soustrayant les équations (3-7) et (3-8).

$$\begin{cases} V_{mi}^+ = \frac{1}{2} (V_{mi}(0) + Z_{ci} I_{mi}(0)) \\ V_{mi}^- = \frac{1}{2} (V_{mi}(0) - Z_{ci} I_{mi}(0)) \end{cases} \quad (3-9)$$

- 6- En remplaçant les coefficients V_{mi}^+ et V_{mi}^- par leurs expressions données par (3-9) et x par l dans les équations (3-5) et (3-6) nous obtenons :

$$V_{mi}(l) = \frac{1}{2} (V_{mi}(0) + Z_{ci} I_{mi}(0)) e^{-\gamma_i l} + \frac{1}{2} (V_{mi}(0) - Z_{ci} I_{mi}(0)) e^{\gamma_i l} \quad (3-10)$$

$$I_{mi}(l) = \frac{1}{2Z_{ci}}(V_{mi}(0) + Z_{ci}I_{mi}(0))e^{-\gamma_i l} + \frac{1}{2Z_{ci}}(V_{mi}(0) + Z_{ci}I_{mi}(0))e^{\gamma_i l} \quad (3-11)$$

7- Les équations (3-10) et (3-11) peuvent être exprimées par la relation (3-12).

$$\begin{cases} V_{mi}(l) = \cosh(\gamma_i l)V_{mi}(0) - Z_{ci} \sinh(\gamma_i l)I_{mi}(0) \\ I_{mi}(l) = -\frac{\sinh(\gamma_i l)}{Z_{ci}}V_{mi}(0) + \cosh(\gamma_i l)I_{mi}(0) \end{cases} \quad (3-12)$$

8- En écrivant l'équation (3-12) sous forme matricielle nous obtenons le système (3-13).

$$\begin{cases} [V_m(l)] = [\cosh(\gamma l)][V_m(0)] - [Z_c][\sinh(\gamma l)][I_m(0)] \\ [I_m(l)] = -\frac{[\sinh(\gamma l)]}{[Z_c]}[V_m(0)] + [\cosh(\gamma l)][I_m(0)] \end{cases} \quad (3-13)$$

9- En remplaçant $[V_m(l)]$ et $[I_m(l)]$ par leurs expressions données par (3-13) dans l'équation (3-4), nous obtenons l'équation (3-14).

$$-\frac{[\sinh(\gamma l)]}{[Z_c]}[V_m(0)] + [\cosh(\gamma l)][I_m(0)] = [T_i]^{-1}[Y(l)][T_v]\{[\cosh(\gamma l)][V_m(0)] - [Z_c][\sinh(\gamma l)][I_m(0)]\} \quad (3-14)$$

10- L'équation (3-14) peut se réécrire comme suit :

$$[I_m(0)] = \{[\cosh(\gamma l)] + [T_i]^{-1}[Y(l)][T_v][Z_c][\sinh(\gamma l)]\}^{-1} * \left\{ [T_i]^{-1}[Y(l)][T_v][\cosh(\gamma l)] + \frac{[\sinh(\gamma l)]}{[Z_c]} \right\} * [V_m(0)] \quad (3-15)$$

11- L'équation (3-15) peut être exprimée sous forme synthétique en (3-16).

$$[I_m(0)] = [Y_m(0)] * [V_m(0)] \quad (3-16)$$

12- On passe ensuite des grandeurs modales aux grandeurs naturelles en utilisant les matrices de passage des tensions $[T_v]$ et des courants $[T_i]$. L'équation (3-16) devient alors (3-17).

$$[T_i]^{-1}[I(0)] = [Y_m(0)] * [T_v]^{-1}[V(0)] \quad (3-17)$$

13- La matrice admittance $[Y(0)]$ est calculée à partir de l'équation (3-18).

$$[Y(0)] = [T_i][Y_m(0)] * [T_v]^{-1} \quad (3-18)$$

14- A partir des éléments de $[Y(0)]$ l'impédance $[Z(0)]$ est calculée en utilisant l'équation (3-19).

$$[Z(0)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y_{1N}(0) + Y_{12}(0) + Y_{13}(0)} & \frac{1}{Y_{12}(0)} & \frac{1}{Y_{13}(0)} \\ \frac{1}{Y_{21}(0)} & \frac{1}{Y_{21}(0) + Y_{2N}(0) + Y_{23}(0)} & \frac{1}{Y_{23}(0)} \\ \frac{1}{Y_{31}(0)} & \frac{1}{Y_{32}(0)} & \frac{1}{Y_{31}(0) + Y_{32}(0) + Y_{3N}(0)} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

3.2.1.2 Calcul des vecteurs tensions

Une fois l'impédance $[Z(0)]$ calculée, il est possible de déterminer les tensions et les courants naturels du côté générateur (entrée du câble) et du côté récepteur (sortie du câble).

3.2.1.2.1 Côté générateur

- A partir de $[Z(0)]$ et des différentes conditions aux limites à savoir la force électromotrice $[E]$ et l'impédance interne $[Z_e]$ du générateur et en appliquant les lois de Kirchhoff nous obtenons les vecteurs tensions et courants naturels $[V_e]$ et $[I_e]$ à l'entrée du câble ($x = 0$) selon l'équation (3-20).

$$[V_e] = [Z(0)] * [I_e] \quad \text{et} \quad [I_e] = \frac{[E] - [V_e]}{[Z_e]} \quad (3-20)$$

- Par le biais des matrices de passage $[T_v]$ et $[T_i]$ et en utilisant l'équation (1-34), nous déterminons les vecteurs tensions et courants modaux $[V_{em}]$ et $[I_{em}]$ à $x = 0$.
- Les éléments du vecteur tension modal V_{emi} ($i = 1, 2$ ou 3) et les éléments du vecteur courant modal I_{emi} peuvent être exprimés également par les équations (3-7) et (3-8).
- Les coefficients V_{ei}^+ et V_{ei}^- sont ensuite calculés à partir de l'équation (3-9).

3.2.1.2.2 Côté récepteur

- A partir des coefficients V_{ei}^+ et V_{ei}^- calculés à l'entrée du câble et en remplaçant x par l dans les équations (3-5) et (3-6), nous pouvons déterminer les éléments des vecteurs tensions modales $[V_{sm}]$ et courants modaux $[I_{sm}]$ à la sortie du câble.
- En utilisant l'inverse des matrices de passage $[T_v]^{-1}$ et $[T_{vi}]^{-1}$ et l'équation (1-34), nous déterminons finalement les vecteurs tensions et courants naturels $[V_s]$ et $[I_s]$

3.2.1.3 Calcul des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert d'un câble électrique sont calculées à chaque fréquence via un rapport entre les tensions du nœud émetteur et les tensions du nœud récepteur. Nous distinguons deux types de fonctions de transfert [24] :

- Les fonctions de transfert $H_{\frac{V_{s_j}}{E_i}}(f)$ entre la tension E_i générée par le générateur et la tension de sortie V_{s_j} observée au nœud récepteur suivant l'équation (3-21).

$$\boxed{H_{\frac{V_{s_j}}{E_i}}(f) = \frac{V_{s_j}}{E_i}} \quad \text{Où } i \text{ et } j = (1, 2 \text{ ou } 3) \quad (3-21)$$

- Les fonctions de transfert $H_{\frac{V_{s_j}}{V_{e_i}}}(f)$ entre la tension d'entrée V_{e_i} observée au nœud émetteur et la tension de sortie V_{s_j} observée au nœud récepteur suivant l'équation (3-22).

$$\boxed{H_{\frac{V_{s_j}}{V_{e_i}}}(f) = \frac{V_{s_j}}{V_{e_i}}} \quad (3-22)$$

3.2.2 Généralisation de la méthode de calcul des fonctions de transfert à un réseau Basse Tension complet

3.2.2.1 Principe de l'algorithme

L'algorithme développé vise à généraliser la méthode de calculs présentée au paragraphe précédent. Il permet de **calculer les fonctions de transfert entre n'importe quelle paire de nœuds** (nœud émetteur et nœud récepteur) d'un réseau arborescent sans boucle électrique. Il repose sur **deux parcours de graphes** :

- Un **parcours de graphe remontant** des nœuds terminaux vers le nœud racine pour **déterminer l'impédance équivalente de l'ensemble du réseau en aval** de n'importe quel nœud, et en particulier celui du nœud racine (vue du côté générateur).
- Un **parcours de graphe descendant** permettant de **calculer les tensions de tous les nœuds** du réseau électrique considéré.

Les **récepteurs CPL peuvent être connectés à n'importe quel nœud du réseau** (nœud intermédiaire ou nœud terminal). Ils peuvent être des charges telles que des équipements domestiques ou des modèles équivalents d'installations électriques, des générateurs de puissance (Photovoltaïque, batteries...), ou encore un transformateur HTA/BT.

Plusieurs hypothèses sont prises :

- **L'ensemble du réseau est modélisé par un système de 4 conducteurs**, i.e. 3 conducteurs de phase et un conducteur de neutre. Chaque grandeur (tension, courant, impédance ...) est exprimée sous forme vectorielle ou matricielle dont une des tailles est déterminée par le nombre de fréquences considéré lors des calculs.
- Nous considérons pour chaque calcul qu'**un seul générateur CPL est actif à la fois**. Il est connecté à un nœud qui devient de facto le nœud racine du réseau. Ce nœud émetteur peut être physiquement situé au poste de transformation HTA/BT (concentrateur) ou chez un client (compteur intelligent).

- Si **plusieurs émetteurs sont actifs** dans un même scénario, le **théorème de superposition est appliqué**, i.e. chaque calcul est réalisé avec un seul générateur actif, et les tensions et courants obtenus sont superposés. Ainsi, pour un réseau électrique à topologie arborescente de N nœuds, nous réalisons jusqu'à N scénarios de transmission CPL si un équipement actif est connecté à chaque nœud du réseau BT.

Cet algorithme sera illustré selon l'exemple donné en Figure 3-3. Ce réseau exemple sera utilisé comme fil conducteur pour expliciter les différentes opérations réalisées par les fonctions de notre algorithme de calculs. Les composants « charge » peuvent être, selon le cas :

- L'impédance d'un équipement domestique, d'une installation électrique agrégeant plusieurs équipements, ou d'un transformateur de puissance ;
- L'impédance interne d'un autre générateur (considéré inactif dans ce calcul) ;
- L'impédance d'un récepteur CPL.

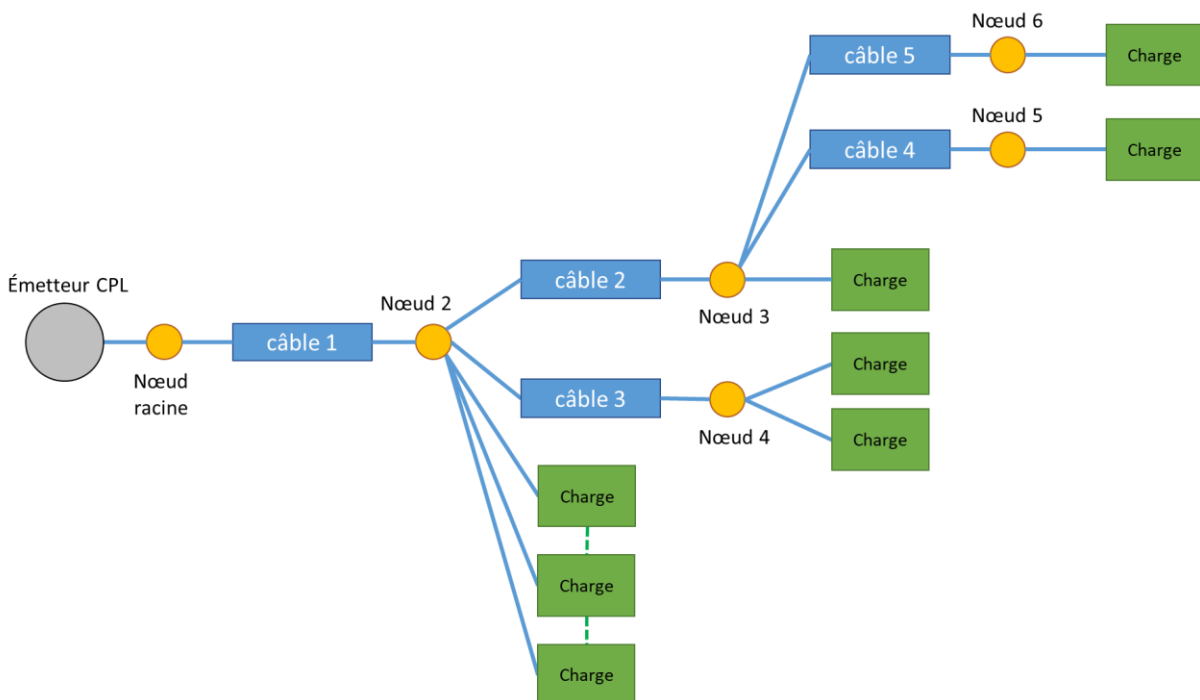


Figure 3-3 : Réseau fil conducteur pour l'illustration de l'algorithme développé

3.2.2.2 Principes généraux des fonctions récursives

Les fonctions développées dans notre algorithme sont des fonctions récursives. De manière générale, ces fonctions résolvent un problème global en le décomposant et en calculant des solutions de sous-systèmes répliquables de plus petite taille [68]. Cette formalisation conduit à l'utilisation de **fonctions auto-appelantes** permettant de répéter un même processus de résolution à chaque sous-système composant le problème. Ces fonctions auto-appelantes sont appelées « **fonctions récursives** ».

Toute fonction récursive peut se décomposer en trois étapes formalisées à la Figure 3-4.

- (i) **L'étape de pré-traitement ou de découverte** correspond à la collecte des informations lors de la phase de descente de l'algorithme récursif, i.e. du parcours de graphe.
- (ii) **L'étape de propagation ou de réplication** correspond à la phase où la **fonction récursive va s'appeler une ou plusieurs fois** pour traiter les niveaux suivants si les conditions de réplication définies sont vérifiées. Cette phase de propagation identifie les liaisons vers les niveaux suivants et, pour chaque liaison :
 - a. Exécute la transition descendante pour changer les paramètres d'appel de la fonction,
 - b. Appelle la fonction récursive avec ses nouveaux paramètres d'entrée,
 - c. Exécute la transition remontante pour interpréter les résultats fournis par la fonction récursive précédemment appelée.
- (iii) **L'étape de post-traitement ou de consolidation** met en forme les informations déterminées par l'étape de propagation afin de fournir les informations qui seront exploitées par sa fonction appelante.

Une fonction récursive a par définition une vision limitée sur le système complet. Elle ne connaît que le système tel qu'observé au niveau courant, et les informations fournies par les fonctions récursives qu'elle aura appelées. Une fois les informations transmises au niveau suivant, son exécution s'arrête naturellement. Sa réplication se poursuit tant que les conditions de réplication sont vérifiées.

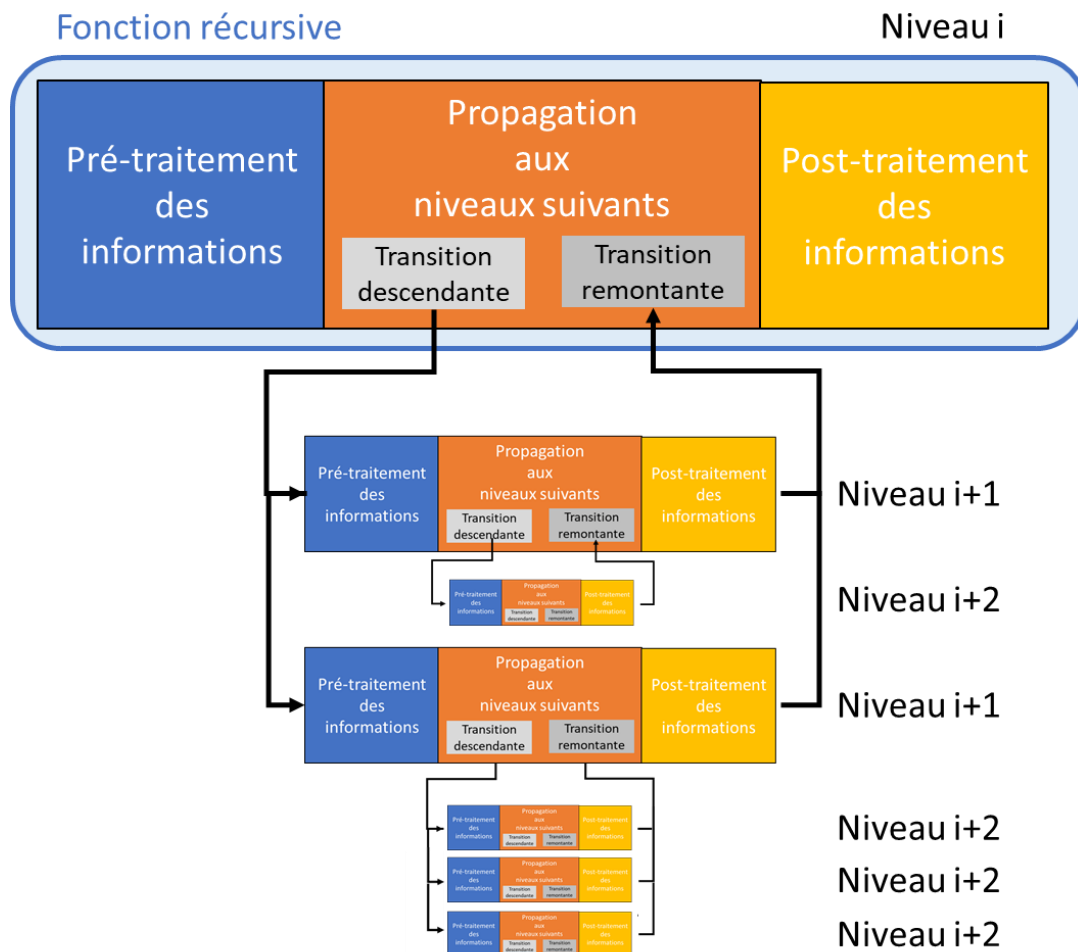


Figure 3-4 : Principe de réplication d'une fonction récursive sur trois niveaux

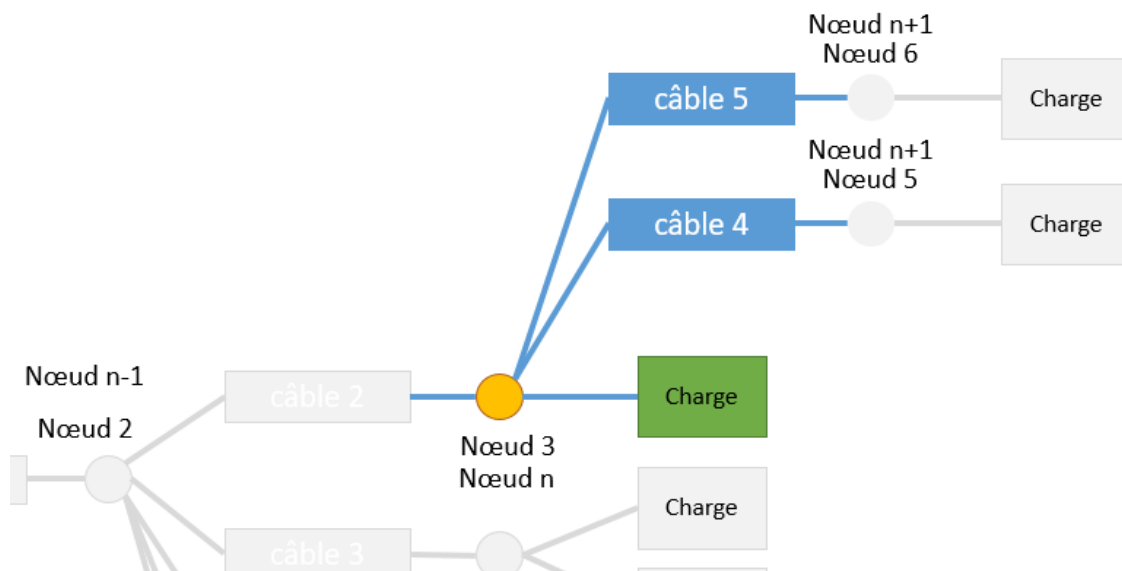
3.2.2.3 Explication des appellations utilisées

Le principe de récursivité est appliqué aux calculs de propagation des signaux CPL pour les réseaux électriques basse tension. Ces réseaux étant de nature arborescente, ce type de fonctions est tout indiqué pour généraliser l'approche unitaire présentée au paragraphe 3.2.1. De plus, cette formalisation récursive rend l'approche indépendante de la structure du réseau et simplifie l'expression des équations du système.

Les fonctions de calcul ainsi développées utilisent comme support pour la récursivité le nœud n courant, i.e. le nœud actuellement considéré par la fonction récursive. Comme toute fonction récursive, elles ont une vision limitée. Elles connaissent uniquement :

- les informations disponibles pour le nœud courant (n), c'est-à-dire les caractéristiques des composants raccordés au nœud n quel que soit leur type,
- la liaison vers le composant de référence, i.e. le composant par lequel la propagation au nœud n est arrivée,
- les liaisons vers les nœuds en aval ($n+1$) et leurs caractéristiques. Dans notre cas, les liaisons sont les câbles du réseau.

Par exemple, si une fonction de calcul récursive traite le nœud 3 de la Figure 3-5, le nœud 3 est considéré comme le nœud courant (n), le composant de référence est le câble 2, tandis que les câbles 4 et 5 sont les liaisons respectivement vers les nœuds en aval 5 et 6 ($n+1$). La charge en vert est également connectée en aval. Le Tableau 3-1 illustre la vision de la fonction récursive pour chaque nœud qu'elle traite.



Nœud courant n	Composant de référence	Liaisons vers les nœuds en aval ($n+1$)
1	Emetteur	Câble 1
2	Câble 1	Câble 2 et Câble 3
3	Câble 2	Câble 4 et Câble 5
4	Câble 3	/
5	Câble 4	/
6	Câble 5	/

Tableau 3-1 : Vision de la fonction récursive pour chacun des nœuds du réseau

3.2.2.4 1^{er} parcours de graphe : calcul des impédances équivalentes

3.2.2.4.1 Décomposition du problème global

L'objectif de ce premier parcours de graphe est de **déterminer l'impédance équivalente de l'ensemble du réseau en aval du nœud auquel le générateur actif est connecté**. Nous décomposons le problème de sorte que chaque fonction récursive détermine **l'impédance équivalente de l'ensemble du réseau en aval du nœud considéré n** . Cette grandeur, notée $Z_{equi}(f)$, est le résultat déterminé par chaque fonction récursive.

Le parcours de graphe **part du générateur activé** pour le calcul considéré (§3.2.2.6). Les premiers composants de référence et le nœud courant sont donc respectivement le générateur et son nœud.

Les étapes impliquées dans ces calculs sont illustrées à la Figure 3-6 et sont décrites en détails dans le paragraphe 3.2.2.4.2.

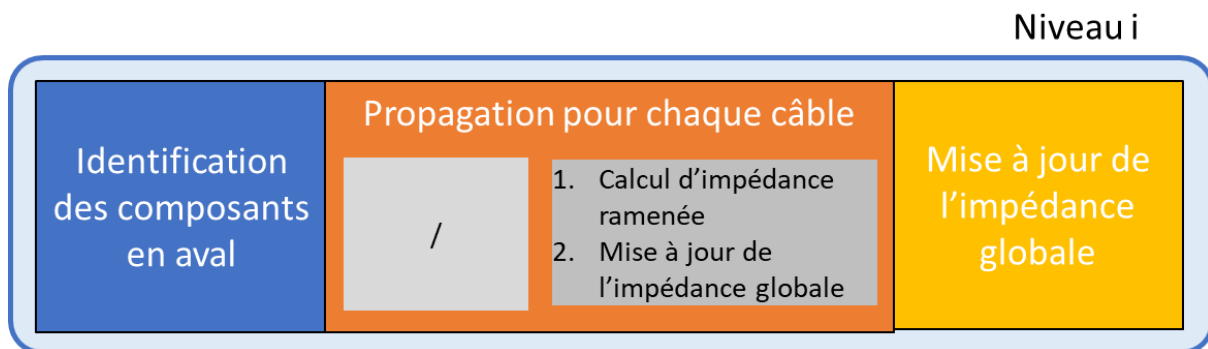


Figure 3-6 : Formalisation des étapes du 1^{er} parcours de graphe

3.2.2.4.2 Calcul de l'impédance équivalente du réseau en aval d'un nœud

Le calcul de l'impédance équivalente du réseau en aval d'un nœud n donné se compose de plusieurs étapes successives :

1. Lors de la **phase de pré-traitement**
 - a. On initialise **l'impédance équivalente de l'ensemble du réseau en aval du nœud n** $Z_{equi}(f)$ en attribuant une valeur très élevée (10^p Ohm, $p > 10$) à toutes les impédances $Z_{i,j}(f)$ la composant à toutes les fréquences considérées.
 - b. On **identifie les composants en aval du nœud n** et on les classe selon leur type (câble ou charge) comme présenté à la Figure 3-7.

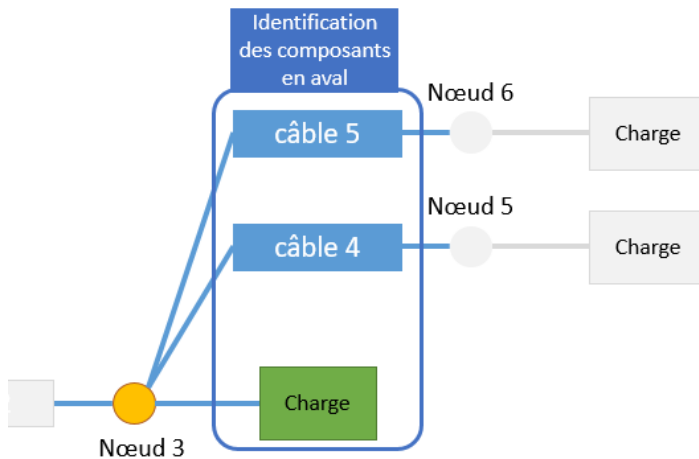


Figure 3-7 : Identification en aval du nœud courant et classement des composants selon leur type

2. Lors de la **phase de propagation** (Figure 3-8)

- Pour chaque câble c connecté en aval, i.e. pour chaque liaison vers les nœuds aval, on propage la **fonction réursive**. Chaque fonction appelée fournit, par conception, l'**impédance équivalente** $Z_{downstream\ c}(f)$ en aval de chaque câble connecté au nœud n étudié.
- Lors de la **transition remontante** de la fonction réursive, on **détermine l'impédance équivalente** $Z_{upstream\ c}(f)$ ramenée à son nœud amont à partir des caractéristiques du câble c et de l'impédance équivalente $Z_{downstream\ c}(f)$. Les étapes détaillées de ce calcul sont présentées au paragraphe 3.2.1.1.
- On **met à jour l'impédance équivalente globale** $Z_{equi}(f)$ au nœud courant n selon la formule (3-23) par la mise en parallèle de $Z_{equi}(f)$ et de l'impédance ramenée $Z_{upstream\ c}(f)$ déterminée pour chaque câble. On note que le calcul effectué pour le 1^{er} câble revient à écrire $Z_{equi}(f) = Z_{upstream\ c}(f)$, les impédances composant $Z_{equi}(f)$ étant initialisées avec des valeurs infinies.

$$Z_{equi\ i,j}(f) = \frac{Z_{upstream\ i,j\ c}(f) * Z_{equi\ i,j}(f)}{Z_{upstream\ i,j\ c}(f) + Z_{equi\ i,j}(f)} \quad \text{Où : } i \text{ et } j (= 1, 2 \text{ ou } 3) \text{ sont les phases } \quad (3-23)$$

c, l'indice du câble considéré

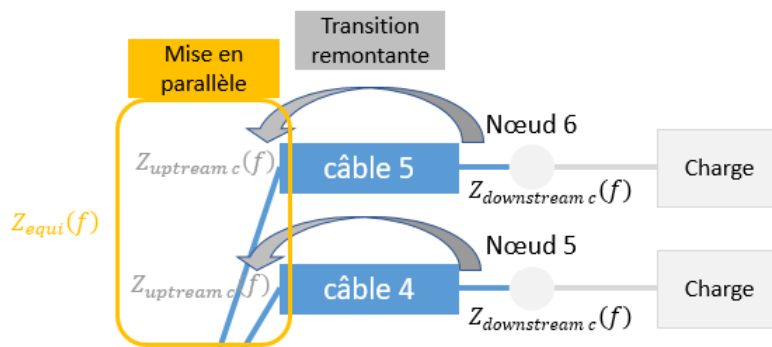


Figure 3-8 : Détermination de l'impédance ramenée $Z_{upstream\ c}(f)$ et calcul itératif de l'impédance équivalente $Z_{equi}(f)$

- Lors de la **phase de post-traitement**, on met ensuite à jour $Z_{equi}(f)$, en déterminant l'**impédance équivalente des composants de type charge au nœud n** (Figure 3-9). Ce calcul est fait de manière itérative selon la formule (3-24). Pour chaque charge r , on met en parallèle les impédances de la charge $Z_{load\ i,j\ r}$ avec $Z_{equi}(f)$. En l'absence de câble en aval, on note que

le calcul effectué pour la 1^{ère} charge revient à écrire $Z_{equi}(f) = Z_{load\ r}(f)$, les impédances composant $Z_{equi}(f)$ étant initialisées avec des valeurs infinies.

Si une charge est connectée uniquement entre une phase i et le conducteur de neutre, les impédances de ses phases j et k se voient attribuer une impédance très élevée (10^p Ohm, $p > 10$). Cette valeur est attribuée à toutes les fréquences considérées. Pour l'impédance entre la phase i et le neutre, on utilise les valeurs obtenues pour cette charge lors des essais unitaires de caractérisation et dont les valeurs ont été reportées dans la bibliothèque de composant. Les valeurs attribuées aux charges entre phases ou aux charges triphasées suivent la même logique.

La valeur d'impédance équivalente globale $Z_{equi}(f)$ obtenue à l'issue de ces trois étapes pour le nœud courant est **fournie à la fonction appelante** pour traiter le nœud en amont du nœud n . Cette valeur est aussi conservée et stockée, car elle sera utilisée lors de calculs de tension réalisés dans le 2^{ème} parcours de graphe.

Ces trois étapes sont répétées depuis chaque nœud terminal jusqu'au nœud racine, puisqu'à ce niveau, l'impédance équivalente calculée est celle de l'ensemble du réseau.

$$Z_{equi\ i,j}(f) = \frac{Z_{load\ i,j\ r}(f) * Z_{equi\ i,j}(f)}{Z_{load\ i,j\ r}(f) + Z_{equi\ i,j}(f)} \quad \text{Où : } i \text{ et } j (= 1, 2 \text{ ou } 3) \text{ sont les phases } r, \text{ l'indice de la charge considérée} \quad (3-24)$$

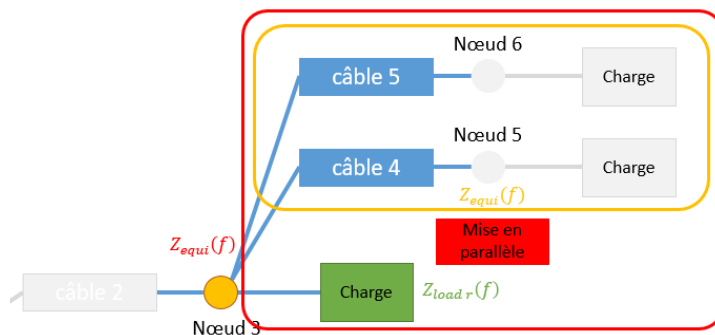


Figure 3-9 : Calcul itératif de l'impédance équivalente

3.2.2.5 2^{ème} parcours de graphe : propagation des tensions du générateur à l'ensemble des nœuds du réseau

3.2.2.5.1 Décomposition du problème global

L'objectif du **second parcours de graphe** est de calculer les tensions et les courants de tous les nœuds du réseau. Nous décomposons le problème de sorte que **chaque fonction récursive détermine la tension du nœud courant**. Cette grandeur, notée $[V_{noeud}]$, est le résultat déterminé par chaque fonction récursive. Il est stocké dans une structure globale puisqu'on s'intéresse aux tensions de chaque nœud du réseau.

Comme lors du premier parcours de graphe, le second parcours de graphe part du nœud du générateur activé pour le calcul considéré. **Tous les nœuds du réseau sont traités de manière équivalente par l'algorithme de parcours de graphe, sauf le nœud auquel est connecté le générateur actif**. En effet, le nœud générateur doit tenir compte de l'impédance interne du générateur en plus de la force électromotrice imposée par celui-ci.

3.2.2.5.2 Traitement du nœud générateur

L'impédance équivalente globale obtenue au niveau du nœud générateur correspond à l'impédance équivalente de l'ensemble des composants du réseau en aval du générateur. En utilisant cette impédance ainsi que l'ensemble des conditions aux limites en particulier la force électromotrice et l'impédance interne du générateur CPL, nous calculons les tensions $[V_e]$ et les courants $[I_e]$ du nœud générateur selon l'équation (3-20).

La grandeur de tension sera la donnée d'entrée $[V_{noeud}]$ qui servira à initier le parcours de graphe ($[V_{noeud}] = [V_e]$) descendant réalisé par l'algorithme développé.

3.2.2.5.3 Traitement des autres nœuds du réseau

Le parcours de graphe permet de calculer les tensions et les courants de tous les nœuds du réseau. Les étapes de ce parcours sont données dans la Figure 3-10.

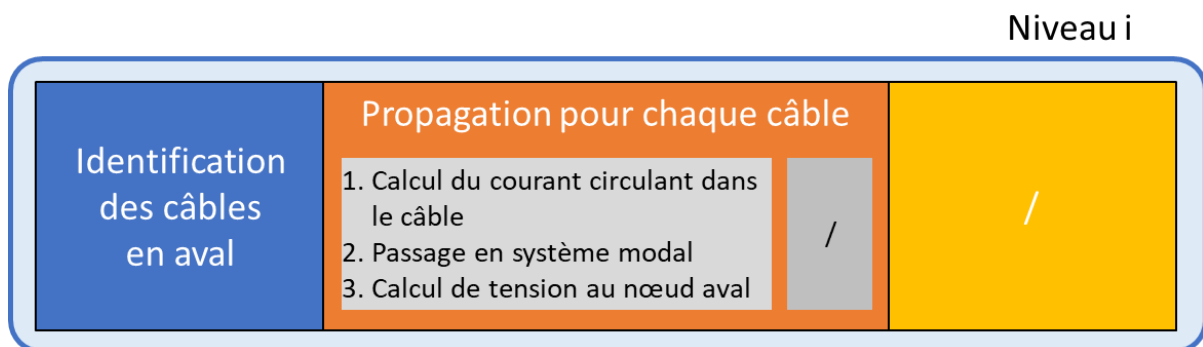


Figure 3-10 : Formalisation des étapes du 2nd parcours de graphe

Contrairement au parcours de graphe précédent, on **n'utilise ici que le parcours descendant** du réseau électrique. Ce **parcours** est composé de plusieurs étapes. Pour le câble considéré :

1. Lors de la **phase de pré-traitement**, on **identifie les composants en aval du nœud n** et on retient les composants de type câble comme présenté à la Figure 3-11.

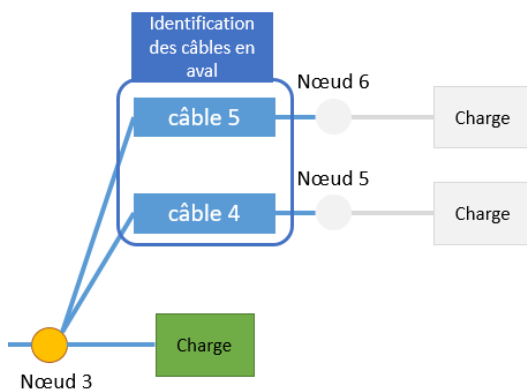


Figure 3-11 : Identification des câbles en aval

2. Pour chaque composant en aval de type câble, on réalise lors de l'étape de **transition descendante** les calculs suivants :
 - a. Le **courant** $[I_{cable}]$ **circulant dans le câble considéré** est calculé (Figure 3-12) selon l'équation (3-20) à partir de :
 - i. l'impédance équivalente globale $[Z_{equi}]$ déterminée pour le nœud en aval du câble ($n + 1$) et stockée lors du 1^{er} parcours de graphe,
 - ii. la tension $[V_{noeud}]$ du nœud n .

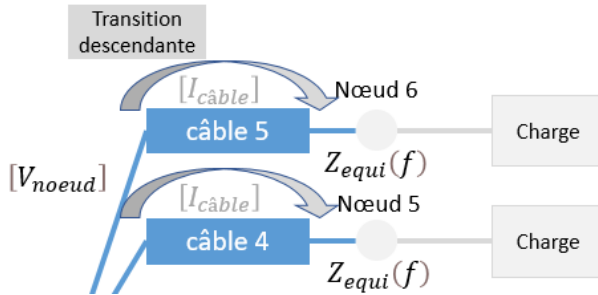


Figure 3-12 : Calcul des courants dans les câbles

- b. On réalise les actions suivantes avec les caractéristiques linéiques du câble (Figure 3-13) :
 - i. On **transforme en tensions et courants modaux** $[V_{noeud,m}]$ et $[I_{cable,m}]$ les vecteurs de tensions $[V_{noeud}]$ et de courants naturels $[I_{cable}]$.
 - ii. On **calcule les coefficients de propagation** V_{noeud}^+ et V_{noeud}^- en utilisant l'équation (3-9)(1-34).
 - iii. On **calcule les vecteurs tensions** $[V_{noeud\ aval,m}]$ **et courants modaux** $[I_{cable,m}]$ à la sortie du câble, i.e. à son nœud aval (1-34).
 - iv. On **revient aux tensions et courants naturels** $[V_{noeud\ aval}]$ et $[I_{cable}]$ en utilisant l'inverse des matrices de passage $[T_v]^{-1}$ et $[T_{vi}]^{-1}$.

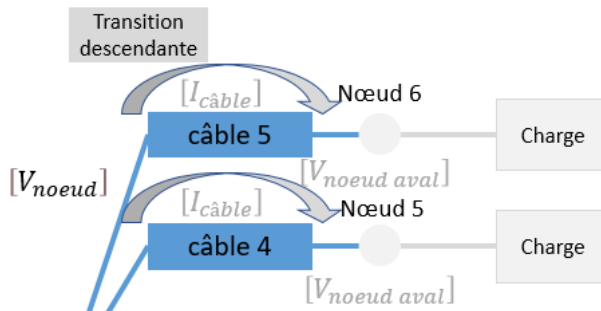


Figure 3-13 : Calcul des tensions naturelles au nœud en aval d'un câble

3. Pour chaque câble, la **tension** $[V_{noeud\ aval}]$ ainsi déterminée **est propagée** au nœud aval. Elle est utilisée par l'algorithme comme tension de référence $[V_{noeud}]$ pour le traitement du nœud aval considéré.

Ces opérations sont répétées pour chaque nœud du réseau jusqu'à ce que tous les nœuds terminaux aient été traités.

3.2.2.6 Gestion de plusieurs générateurs

A l'issue des étapes précédentes, on obtient, pour un générateur donné, les tensions de chacun des nœuds du réseau sur l'ensemble de la gamme de fréquence considérée.

Si plusieurs générateurs sont présents sur le réseau, il convient de répéter ces opérations pour chacun des générateurs. On obtient alors des valeurs différentes de tensions pour chaque simulation qu'il faut additionner, en vertu du théorème de superposition, afin d'obtenir une vision globale des tensions présentes à un nœud du réseau.

Si on cherche à obtenir les fonctions de transfert liées à l'injection d'un générateur, cette étape de calcul n'est pas utile, le calcul réalisé pour chaque générateur étant indépendant.

3.2.2.7 Calcul des fonctions de transfert

Une fois les calculs réalisés, on dispose, pour chaque générateur présent sur le réseau, des tensions de chacun des nœuds du réseau sur l'ensemble de la gamme de fréquence considérée, ainsi que des valeurs de la f.e.m. de chaque générateur.

Les fonctions de transfert pour une injection donnée se calculent directement à partir de ces données. Pour un générateur, on calcule deux **types de fonctions de transfert** :

- les **fonctions** $H_{\frac{V_s}{E}}^{ij n}(f)$ selon l'équation (3-21). Elles traduisent les atténuations ou les amplifications de la f.e.m. $[E]$ imposée par un générateur sur la phase i , observées fonction de la fréquence, au niveau de la réception de ce signal $[V_{s n}]$ sur la phase j du nœud n ;
- les **fonctions** $H_{\frac{V_s}{V_e}}^{ij n}(f)$ selon l'équation (3-22). Elles traduisent les atténuations ou les amplifications de la tension $[V_e]$ en sortie de générateur sur la phase i , observées en fonction de la fréquence, au niveau de la réception du signal $[V_{s n}]$ sur la phase j du nœud n .

3.3 Implémentation de la méthode de calcul dans un outil

Afin de rendre notre méthode utilisable pour l'étude de la propagation des signaux CPL dans la bande de fréquence de 9 à 500 kHz, il est important de pouvoir disposer d'un outil permettant de réaliser des simulations sur de véritables topologies de réseaux électriques. Un simple code sans interface graphique répondrait difficilement à ce besoin. Or, il n'existe actuellement pas d'outil de simulation qui puisse intégrer nativement ou être adapté pour intégrer les méthodes de modélisation des composants que nous avons présentées au chapitre précédent.

Afin de répondre à ce besoin, deux pistes ont été explorées dans le cadre de ces travaux de thèse :

- **Utilisation de l'outil Dymola**, avec la constitution d'une bibliothèque de modèles de composants haute fréquence en langage Modelica et l'utilisation des solveurs de l'outil pour la résolution des équations du système électrique complet. Cette piste, initialement jugée prometteuse, a dû être abandonnée, car elle s'est finalement avérée non adaptée.

- **Enrichissement de la plateforme DisNetSimPI** développée par EDF R&D, avec notamment le développement d'un moteur de calcul et d'une nouvelle bibliothèque de composants adaptée à la modélisation des réseaux électriques dans la bande de fréquence considérée. Cette solution a été retenue pour la simulation électrique de la propagation des signaux CPL.

Dans ce chapitre, nous décrivons d'abord les travaux réalisés lors de l'exploration de la solution Dymola, puis nous présentons la concrétisation des travaux qui ont été réalisés autour de la plateforme DisNetSimPI pour répondre aux objectifs indiqués au paragraphe 3.1.

3.3.1 Tentative d'implémentation dans l'outil Dymola

3.3.1.1 Présentation de l'outil Dymola et motivations de son utilisation

Dymola¹⁴ (Dynamic Modeling Laboratory) est un environnement commercial de modélisation et de simulation multi-physiques développé et maintenu par Dassault Systèmes. Il est basé sur le langage Modelica [69], qui est un langage open source et orienté objet permettant de modéliser des systèmes complexes. Il décrit un système sous forme d'équations différentielles, discrètes et algébriques. Par là-même, on parle de programmation acausale, dans la mesure où cette approche descriptive permet de s'affranchir de tout rapport de cause à effet c'est-à-dire que le besoin habituel de conversion manuelle des équations en diagramme est remplacé par l'utilisation de manipulation automatique de formules. La manière déclarative d'affecter les relations diffère des plus courants langages de programmation dont les déclarations sont impératives, ce qui signifie que les déclarations affectent des valeurs aux variables.

Dassault Systèmes, éditeur de Dymola, est également un membre actif de l'organisation « Modelica Association » éditant le standard FMI (§1.4.5.2) que nous souhaitons utiliser pour réaliser la cosimulation du système électrique et télécom complet. Cela permet à l'outil Dymola de disposer des fonctionnalités de cosimulation les plus avancées en termes de génération de modèles et d'encapsulation de ces modèles dans des FMU.

Au regard de ces qualités, le logiciel Dymola nous a paru approprié pour la réalisation d'un simulateur de propagation de signaux CPL dans la bande 9 à 500 kHz :

- Son utilisation devait permettre de nous concentrer sur la formulation d'une modélisation appropriée pour les composants et sur la constitution d'une bibliothèque étendue de modèles qui pourraient être assemblés en des réseaux complexes ;
- La résolution du système complet devait être transparente et assurée par les solveurs intégrés à l'outil ;
- La génération de FMU aurait aisée une fois les modèles assemblés et les entrées et sorties vers le système télécom définies.

¹⁴ <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/catia/produits/dymola/>

3.3.1.2 Travaux réalisés sur Dymola

Nous avons réalisé différents travaux en lien avec l'environnement de programmation Modelica et les solveurs du logiciel Dymola. Il est à noter que ces expérimentations ont été effectuées au cours de la première année de thèse, c'est-à-dire avant de concevoir la méthode de calcul des fonctions de transfert décrite au paragraphe 3.2.

Notre activité principale a porté sur la modélisation des câbles et a consisté à développer un outil qui devait permettre de :

- (i) construire la matrice $[ABCD]$ d'un câble électrique triphasé donné (§1.2.3.5.1) et
- (ii) calculer la valeur de la fonction de transfert associée à une fréquence donnée, en raison de la nature mono-fréquentielle des calculs qui peuvent être réalisés avec Dymola (les calculs doivent alors être répétés pour chaque fréquence considérée).

Pour un câble donné, cet outil procède en plusieurs étapes explicitées ici :

1. Import des données mesurées caractérisant le câble ;
2. Construction des matrices complexes des paramètres primaires ($[R]$, $[L]$, $[C]$ et $[G]$), d'impédance $[Z]$ et d'admittance $[Y]$ de ce câble pour la fréquence considérée ;
3. Passage en modal du système d'équations régissant la propagation des signaux électriques. Cette étape se fait en déterminant les matrices de passage par la diagonalisation des matrices $[Z] * [Y]$ et $[Y] * [Z]$;
4. Calcul de la matrice $[ABCD]$ du câble à la fréquence considérée ;
5. Calcul de la valeur de la fonction de transfert à la fréquence considérée ;
6. Les étapes de 1 à 5 sont répétées pour chaque fréquence considérée.

Ces travaux ont été interrompus pour les raisons décrites au paragraphe suivant.

3.3.1.3 Problématiques rencontrées avec Modelica et Dymola et solution proposée

Plusieurs difficultés ont été rencontrées lors de la réalisation de ces travaux en lien avec des limitations de l'environnement Modelica et du logiciel de simulation Dymola :

- Les bibliothèques fonctionnelles de Dymola ne permettent pas la manipulation de matrices complexes. Nous avons dû développer notre propre bibliothèque de fonctions "ComplexMatrix" à cet effet. Cette bibliothèque s'appuie notamment sur des bibliothèques externes développées en C++ (Eigen, Armadillo, Blas et Lapack). Elle permet de mettre en œuvre les principales opérations d'algèbre linéaire (calcul de valeurs et vecteurs propres d'une matrice complexe, de son inverse, fonction puissance...).
- L'intégration de cette bibliothèque a posé beaucoup de problèmes d'implémentation. Le code C++ devait être encapsulé dans un code C pour pouvoir être interprété dans Dymola, ce qui limitait la portabilité des modèles, la facilité d'utilisation de la bibliothèque et la maîtrise de l'outil développé [70].

- Les calculs effectués dans Modelica sont mono-fréquentiels. En effet, Modelica et les logiciels de simulations compatibles (Dymola, OpenModelica...) sont essentiellement dédiés à la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques complexes (régis par des régulations et/ou des équations différentielles). Notre retour d'expérience a montré que de nombreuses parties de cet environnement (écriture des variables, solveur de calcul, visualisation des résultats...) ne sont pas conçues pour décrire et résoudre efficacement des systèmes statiques ou des systèmes multi-fréquentiels reposant sur des variables vectorielles complexes et des opérations avec des matrices complexes de grande taille, comme c'est le cas ici.
- L'appel de solveurs externes ainsi que l'impossibilité de paralléliser le calcul des différentes fréquences considérées dans la gamme de 9 à 500 kHz ont posé d'importants problèmes de performances dans les calculs, même sur des cas simples.
- L'environnement de développement et le débogueur¹⁵ présentaient des fonctionnalités limitées qui rendaient difficiles le traitement des anomalies parfois constatées dans les résultats.
- Les fonctionnalités de visualisation des résultats intégrées à l'outil n'étaient pas adaptées à la représentation de spectres fréquentiels ou de fonctions de transfert, nécessitant à chaque fois de passer par des traitements externes pour comparaison et évaluation des résultats obtenus.

Toutes ces difficultés nous ont poussé à réévaluer notre choix d'environnement de développement de nos travaux et à rechercher un outil qui soit en mesure de représenter les réseaux électriques, d'intégrer les modèles adaptés à la représentation de composants électriques dans la gamme de fréquences considérées, et d'accueillir un nouveau moteur de calcul adapté à la résolution des équations électriques d'un tel système complexe. Cette recherche nous a orienté vers la plateforme de simulation DisNetSimPI développée pour les applications Smart Grids au sein de EDF R&D.

3.3.2 Implémentation au sein de l'outil DisNetSimPI

3.3.2.1 Présentation du logiciel DisNetSimPI

Le logiciel DisNetSimPI est une plateforme dédiée à la simulation des réseaux électriques et développée par EDF R&D au sein de l'environnement Matlab. Il dispose de nombreuses fonctionnalités :

- (i) L'import et l'export de données de réseaux provenant de différentes bases de données et logiciels de calculs électrotechniques ;
- (ii) L'affichage du réseau sous forme topologique ou cartographique ;
- (iii) L'édition de la topologie d'un réseau électrique et des paramètres de ses composants par le biais d'une interface graphique ;

¹⁵ Débogueur : programme identifiant les erreurs ou les risques informatiques présents dans un code informatique et informant le développeur de ces problématiques

- (iv) L'interfaçage avec plusieurs moteurs de calculs internes (HLF, estimateur d'état...) ou externes (OpenDSS, EMTP...) selon le type de simulation considéré (bilan de puissance, Load Flow, harmonique, transitoire électromagnétique...);
- (v) L'affichage des résultats de calculs dans des interfaces partagées par les différents moteurs de calculs grâce à une base de données de résultats partagée.

En plus de ces fonctionnalités de base, l'outil est conçu pour pouvoir être personnalisé ou enrichi avec de nouvelles fonctionnalités (bibliothèque, vue, algorithme...), comme cela a été le cas au cours des travaux présentés ici.

3.3.2.2 Travaux réalisés

L'ensemble des fonctionnalités a été développé au sein de la plateforme DisNetSimPI autour des modélisations et de l'algorithme de calcul qui a été mis au point pour répondre aux objectifs présentés au paragraphe 3.1.

Les développements réalisés ont notamment porté sur :

- La création d'une bibliothèque de composants pour la modélisation du réseau dans la bande de 9 à 500 kHz ;
- La définition de nouveaux paramètres au sein du modèle de données des composants pour faire le lien avec cette bibliothèque ;
- L'implémentation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert ;
- La sauvegarde des résultats de calcul dans la base de données de résultats de la plateforme ;
- La création d'une interface d'affichage des résultats (tensions réelles et fonctions de transfert).

L'ensemble de ces développements est détaillé en Annexe E. Ils ont permis de simuler facilement un grand nombre de configurations allant des plus simples aux plus complexes, et de comparer les résultats obtenus aux mesures réalisées dans des conditions équivalentes. L'ensemble des résultats présentés dans les chapitres suivants ont été obtenus sur la base de ces développements.

3.4 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux étapes nécessaires pour développer un simulateur électrique calculant les phénomènes de propagation des signaux CPL : (i) mettre au point un algorithme de calcul des fonctions de transfert dans la bande de fréquence considérée et (ii) implémenter cet algorithme au sein d'une plateforme de simulation des réseaux électriques.

Dans la première partie de ce chapitre, **l'algorithme fréquentiel** que nous avons développé pour **calculer les fonctions de transfert entre n'importe quelle paire de nœuds émetteur/récepteur du réseau** a été présenté. Il est basé sur deux parcours de graphe. Pour un générateur donné, un premier parcours détermine l'impédance équivalente de l'ensemble du réseau en aval de n'importe quel nœud et un second parcours calcule les tensions de tous les nœuds du réseau électrique étudié. Cet

l'algorithme a été explicité dans un premier temps sur réseau simple composé d'un seul câble. Il a été ensuite généralisé pour être applicable quel que soit la topologie du réseau BT considéré.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présentés les pistes explorées lors des travaux d'implémentation de cet algorithme. L'outil « Dymola » choisi au début de la thèse présentait de nombreuses difficultés et s'est avéré inadapté. Nous avons alors **utilisé la plateforme « DisNetSimPI »** développée au sein de EDF R&D pour les applications Smart Grids. Nous avons pu y **intégrer l'ensemble des fonctionnalités autour des modélisations et de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert** dans la bande de 9 à 500 kHz, c'est-à-dire le développement d'une bibliothèque de modèles des composants retenus auparavant dans le chapitre précédent, l'implémentation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert, la visualisation et l'export des résultats...

Nous nous focalisons dans le chapitre suivant sur la validation de l'algorithme de calculs fréquentiels. Il sera testé dans différentes configurations et ses résultats de calculs seront comparés à ceux obtenus soit par mesure, soit par simulation selon deux approches concurrentes (approche circuit et approche matrice de chaîne).

Chapitre 4 Validation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert

Table des matières

4.1	Objectifs de l'algorithme de simulation	94
4.2	Comparaison des approches de simulation sur un cas simple.....	94
4.2.1	Cas d'application	94
4.2.2	Modélisation par l'approche circuit	95
4.2.3	Modélisation par l'approche ABCD	98
4.2.4	Modélisation par l'approche retenue	98
4.2.5	Mesure des fonctions de transfert.....	99
4.2.6	Analyse des résultats obtenus.....	100
4.3	Validation de l'algorithme de calcul sur des cas complexes	102
4.3.1	Objectifs.....	102
4.3.2	Description des configurations considérées	102
4.3.3	Configuration (i).....	103
4.3.4	Configuration (ii).....	105
4.3.5	Configuration (iii).....	107
4.3.6	Configuration (iv).....	108
4.3.7	Configuration (v).....	110
4.3.8	Configuration (vi).....	111
4.3.9	Synthèse des tests réalisés sur les cas complexes	114
4.4	Conclusions.....	114

4.1 Objectifs de l'algorithme de simulation

Les chapitres précédents introduisent plusieurs méthodes de modélisation de composants électriques dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz et d'assemblage de ces modèles pour simuler des topologies complexes de réseaux électriques. Afin de confirmer la pertinence de la modélisation et de l'algorithme de calcul que nous proposons au paragraphe 3.2, il convient de les comparer aux autres méthodes existant dans l'état de l'art et de les tester dans différentes configurations.

Dans ce chapitre, nous validons notre méthodologie de calcul. Dans l'idéal, il conviendrait de l'appliquer à un réseau BT existant et de comparer les résultats obtenus par mesure et par simulation. Malheureusement, nous ne disposons pas de réseaux dont nous connaissons parfaitement les caractéristiques et dont l'environnement puisse être suffisamment maîtrisé à des fins de validations.

Nous allons donc tester notre algorithme de calculs fréquentiels dans différentes configurations expérimentales dont nous maîtrisons l'essentiel des caractéristiques des composants considérés. Les résultats des calculs de propagation obtenus sont présentés et comparés :

- aux différentes mesures réalisées sur le réseau expérimental de même topologie. Pour chaque situation, les erreurs maximales obtenues sur les fonctions de transfert calculées seront déterminées.
- aux résultats obtenus avec deux autres approches : les approches circuits et les approches de type « matrice de chaîne ». On évaluera alors la précision obtenue avec notre approche par rapport aux méthodes concurrentes.

4.2 Comparaison des approches de simulation sur un cas simple

4.2.1 Cas d'application

Avant de tester la méthodologie développée sur des configurations complexes avec de nombreux composants et différentes topologies de réseaux, nous commençons par réaliser sa validation unitaire.

Le réseau simple de la Figure 4-1 servira d'exemple dans la comparaison des résultats fournis par les différentes méthodes d'estimation des fonctions de transfert considérées dans ce chapitre.

Un câble souterrain triphasé symétrique avec quatre conducteurs (trois phases et un neutre) de section 50 mm² et d'une longueur de 20 mètres est utilisé. Ses paramètres primaires R, L, C et G ont été mesurés à l'aide d'un RLC-mètre et ont été présentés dans le paragraphe 2.2.2.2.

Du côté de l'émetteur (nœud A), la transmission du signal est assurée par un générateur monophasé d'impédance interne de 50 Ω. Tandis que le générateur injecte un signal entre les conducteurs de la phase 1 et du neutre, les deux autres conducteurs sont laissés en circuit-ouvert (CO).

Du côté du récepteur (nœud B), une résistance de 50 Ω est connectée entre chaque conducteur de phase et le conducteur du neutre. Une charge triphasée équilibrée connectée en étoile est ainsi constituée.

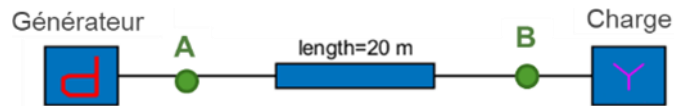


Figure 4-1 : Réseau électrique simple

Pour chaque fréquence considérée dans l'intervalle de fréquence [9-500kHz], les conditions aux limites imposées aux nœuds A et B sont données par l'équation (4-1).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

Où :

- $[E]$ représente la matrice de force électromotrice du générateur à l'entrée du câble ;
- $[Z_e]$ représente la matrice d'impédance interne de ce générateur ;
- $[Z_{Load}]$ représente la matrice des impédances connectées à la sortie du câble.

4.2.2 Modélisation par l'approche circuit

4.2.2.1 Modélisation de la cellule élémentaire d'un câble

Comme expliqué dans §1.2.3.3, deux modèles (Figure 1-3 et Figure 1-4) peuvent être utilisés pour représenter la cellule élémentaire d'un câble électrique. Dans nos travaux, nous avons adopté le circuit de la Figure 1-3 qui présente le neutre par un fil simple. Ce modèle se traduit dans LTSpice par la cellule élémentaire montrée à la Figure 4-2. La cellule est associée à un symbole ([71] et [72]) qui permet ensuite de simuler différentes longueurs du câble.

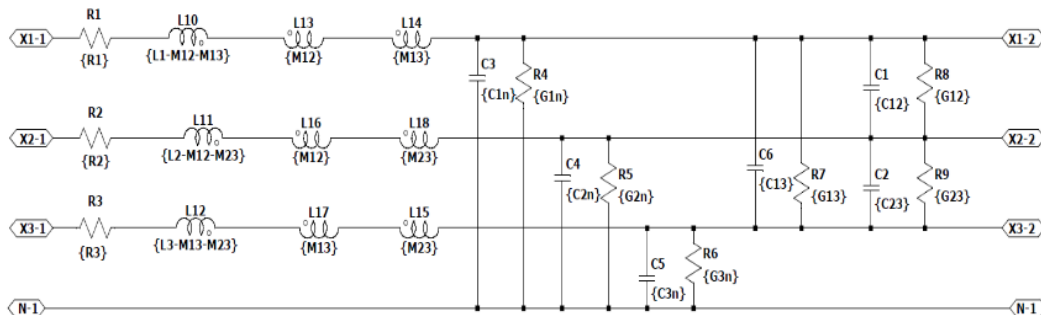


Figure 4-2 : Cellule élémentaire d'un câble électrique triphasé sans impédance de neutre

Le modèle de la Figure 1-4 présenté dans l'état de l'art a été adopté dans les travaux [17]. Il est équivalent au modèle choisi dans nos travaux. Les relations mathématiques entre les paramètres primaires de deux modèles sont données dans l'Annexe C.

4.2.2.2 Modélisation des paramètres primaires du modèle du câble sous LTSpice

Dans LTSpice, la variation fréquentielle des paramètres primaires d'un câble peut être modélisée par des circuits équivalents ou par des équations mathématiques.

La modélisation par circuits équivalents a l'inconvénient de nécessiter l'introduction de nombreux composants supplémentaires pour garantir une approximation convenable des paramètres primaires considérés, ce qui a pour conséquence d'alourdir les simulations. De plus, les composants complémentaires sont spécifiques à chaque modèle de câble, rendant l'approche difficilement généralisable. Cette approche n'a donc pas été retenue sous cette forme.

Nous avons donc choisi d'approximer les paramètres primaires par des équations mathématiques. Cette modélisation sera utilisée pour les simulations réalisées au sein de LTSpice. Différents outils peuvent être employés pour approximer les courbes des paramètres par des équations : la Toolbox Curve Fitting de Matlab ([16], [23]) ou les courbes de tendance d'Excel en sont des exemples.

Nous illustrons à la Figure 4-3 le résultat des approximations obtenues avec des modèles cohérents avec l'évolution des paramètres R_1 et L_1 considérés :

- la Figure 4-3 (a) montre le résultat des approximations par un **modèle polynomial** en fréquence d'ordre 3 du paramètre R_1 ;
- la Figure 4-3 (b) illustre celle obtenue pour le paramètre L_1 par un **modèle puissance**.

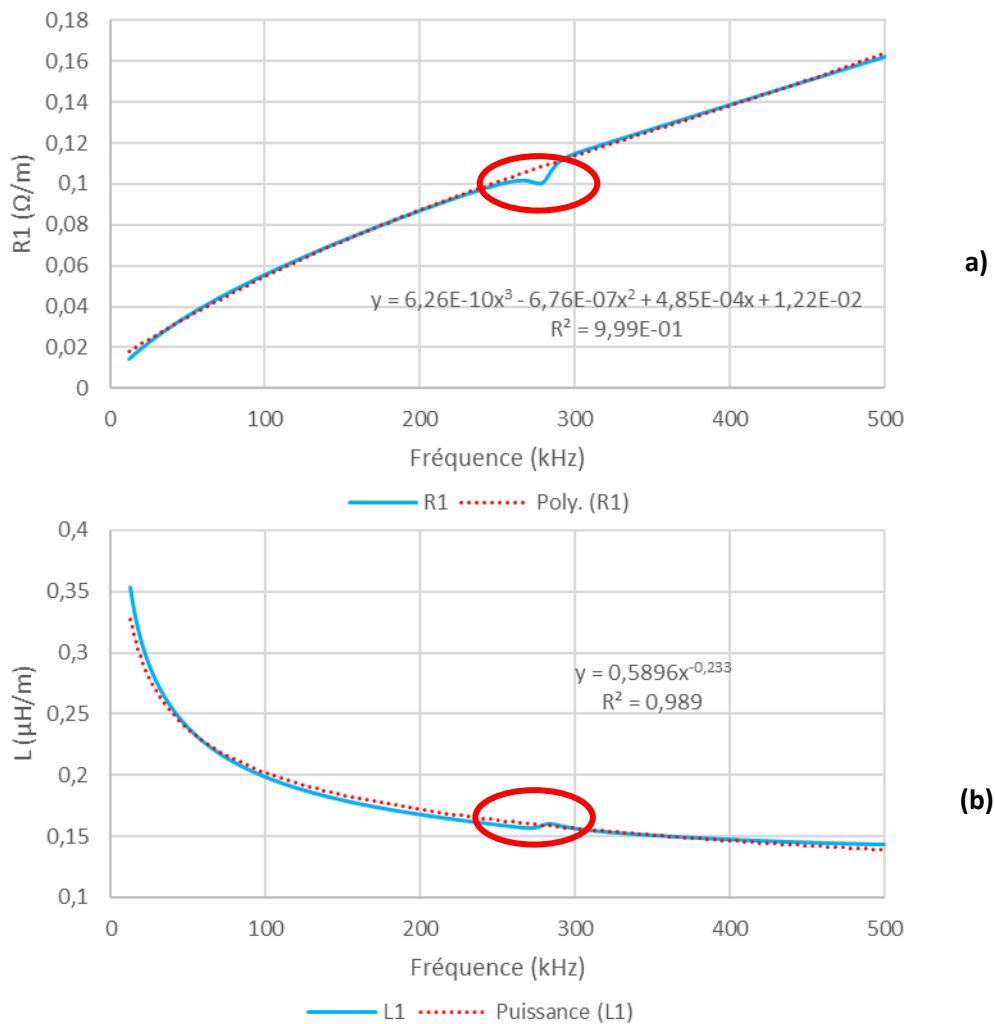


Figure 4-3 : Approximation des paramètres linéaires R_1 et L_1 d'un câble symétrique

Cette méthode est appliquée aux autres paramètres primaires du câble de sorte que :

- un modèle polynomial en fréquence est utilisé pour modéliser les résistances directes R_i et les conductances directes G_i et de mode commun G_{ij} ;
- un modèle puissance en fréquence est utilisé pour modéliser les inductances directes L_i et mutuelles M_{ij} ;
- une valeur constante est attribuée aux capacités directes C_i et de mode commun C_{ij} au regard de leur faible variation en fonction de la fréquence.

Nous observons que :

- les équations mathématiques **approximent les tendances des paramètres** R_1 et L_1 mesurés avec une erreur quadratique ne dépassant pas 2%. Si nous avons choisi de ne pas illustrer ici les résultats obtenus pour les autres paramètres primaires afin de ne pas alourdir notre présentation, des conclusions similaires peuvent être tirées.
- l'approximation **ne restitue pas correctement les phénomènes localisés** (entourés en rouge, Figure 4-3) liés aux fréquences propres du câble qui affectent les paramètres primaires. Les modèles mathématiques classiques (polynomial, puissance...) sont en effet incapables de modéliser précisément ces comportements. On fait donc le choix de négliger ces variations locales ici.

4.2.2.3 Simulation sous LTSpice

Le réseau présenté dans la Figure 4-1 est représenté dans LTSpice comme illustré à la Figure 4-4.

- le générateur CPL est modélisé par une source de tension alternative (type AC) en série avec une résistance de 50Ω modélisant son impédance interne Z_e ;
- les extrémités du câble en circuit-ouvert sont modélisées par des résistances de valeur élevée ($10^{11} \Omega$) ;
- Le câble est représenté par un symbole obtenu par la cascade de 20 symboles élémentaires. Le modèle retenu pour la cellule élémentaire du câble est présenté à la Figure 4-4, et les valeurs de ses paramètres en fonction de la fréquence ont été approchées selon la méthode présentée au paragraphe précédent.

Les paramètres $S_{21,1i}(f)$ correspondant à l'émission par la ligne de transmission NP_1 et la réception par les lignes de transmission NP_i ($i = 1, 2, 3$) sont obtenus par simulation dans LTSpice. Les fonctions de transfert sont ensuite calculées en utilisant l'équation (4-2).

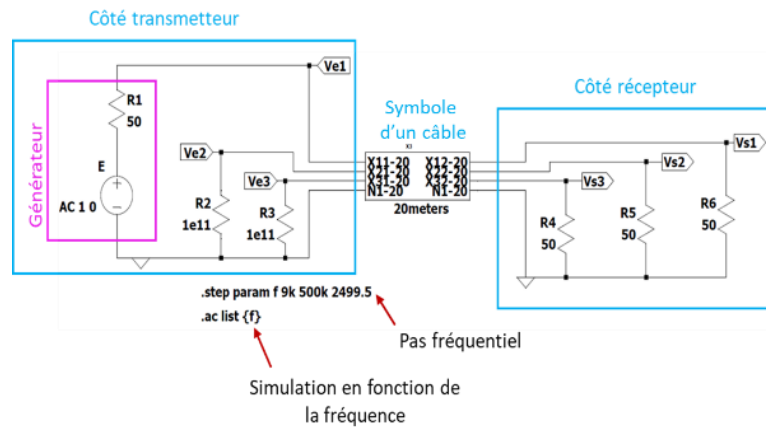


Figure 4-4 : Représentation du réseau électrique simulé sous LTSpice

4.2.3 Modélisation par l'approche ABCD

Comme expliqué au paragraphe 1.2.3.5.1, un câble multiconducteur peut être modélisé par sa matrice $[ABCD]$. Cette matrice de dimension 6×6 relie pour une fréquence donnée les tensions et les courants de sortie aux tensions et courants d'entrée selon l'équation (1-40). Les coefficients de cette matrice sont calculés pour chaque fréquence dans la bande [9-500 kHz] à partir des paramètres primaires mesurés pour le câble considéré.

Le générateur et les charges connectées au nœud récepteur sont modélisés par les matrices définissant les conditions aux limites et données par l'équation (4-1). La matrice des fonctions de transfert est calculée en utilisant les paramètres A, B, C et D . On rappelle que cette méthode n'est pas capable de simuler des charges couplées en triangle. C'est pourquoi nous avons testé la méthode avec une charge en étoile.

La simulation des fonctions de transfert selon cette approche a été réalisée sous l'environnement Matlab. Contrairement à la modélisation sous LTSpice, les paramètres primaires sont fournis sous forme de valeurs numériques découlant directement des mesures. Sans transformation ou approximation intermédiaire, les paramètres issus du fichier *.csv fourni par l'appareil de mesure sont directement intégrés dans les calculs.

4.2.4 Modélisation par l'approche retenue

Notre méthode modélise un câble multiconducteur par le modèle des Lignes Couplées (LC) qui considère les trois lignes de transmission comme des lignes couplées entre elles. Les calculs des fonctions de transfert se font en suivant les étapes expliquées dans le paragraphe 3.2.

Ces calculs sont réalisés pour chaque fréquence à partir des paramètres primaires mesurés pour le câble considéré. Comme précédemment, le générateur et les charges connectées au nœud récepteur sont modélisés par les matrices définissant les conditions aux limites et données par l'équation (4-1).

La simulation des fonctions de transfert selon notre approche a été réalisée sous Matlab au sein du logiciel DisNetSimPI (§3.3.2). De manière similaire à l'approche $ABCD$, les paramètres primaires mesurés par le RLC-mètre sont utilisés sous forme numérique (i.e. sans transformation ou approximation intermédiaire) directement dans les calculs.

4.2.5 Mesure des fonctions de transfert

Les mesures des fonctions de transfert ont été réalisées hors tension sur la topologie du réseau présentée au paragraphe 4.2.1. Elles ont été effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel de modèle Keysight E5061B. Les paramètres du VNA utilisés dans les expérimentations sont donnés dans le Tableau 4-1.

Paramètre	Valeur
Nombre de points fréquentiels	201
Pas fréquentiel	≈2500 Hz
Fréquence de début	9 kHz
Fréquence de fin	500 kHz
Bande de fréquence intermédiaire (Intermediate Frequency Bandwidth (IFBW))	200 Hz

Tableau 4-1 : Configuration de mesure des fonctions de transfert

Une étape de calibration SOL (Short, Open et Line) a été effectuée afin de compenser les erreurs systématiques engendrées par la boucle de mesure, en l'occurrence les fiches bananes utilisées pour connecter les extrémités des câbles au VNA.

L'analyseur fournit les coefficients de transmission $S_{21}(f)$ mesurés à chaque fréquence. Les fonctions de transfert $H(f)$ sont ensuite calculées à partir de $S_{21}(f)$ selon la relation (4-2) [19].

$$H(f) = \frac{S_{21}(f)}{2} \quad (4-2)$$

Pour un câble triphasé composé de trois lignes de transmission, nous avons mesuré les coefficients :

- $S_{21-ii}(f)$ qui correspondent à une transmission directe associée à une injection et une réception par la même ligne de transmission NP_i ;
- $S_{21-ij}(f)$ qui correspondent à une diaphonie c'est-à-dire une injection par la ligne de transmission NP_i et une réception par une autre ligne de transmission NP_j ($j \neq i$) due au phénomène du couplage.

Quand deux lignes de transmission sont connectées aux deux ports du VNA, les autres extrémités du câble sont : soit en circuit-ouvert, soit en court-circuit, soit chargées par des impédances de 50 Ω. Les impédances de référence des deux ports du VNA sont égales à 50 Ω. Lors des mesures, nous avons posé le câble sur un sol en béton (Figure 4-5).



Figure 4-5 : Environnement de mesure du câble souterrain

4.2.6 Analyse des résultats obtenus

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats obtenus pour le cas d'application présenté au paragraphe 4.2.1, c'est-à-dire pour un câble de 20 m avec des conducteurs de section 50 mm² auquel une charge de 50 Ω est connectée entre la phase 1 et le neutre. La Figure 4-6 illustre les résultats des calculs des fonctions de transfert $H_{\frac{V_{s1i}}{E}}(f)$ correspondant à une transmission par la ligne NP_1 et une réception par les lignes NP_i ($i = 1, 2, \text{ ou } 3$) par différentes méthodes :

- Simulation à l'aide de l'approche circuit développée sous LTSpice ;
- Simulation à l'aide de l'approche ABCD développée sous Matlab ;
- Simulation à l'aide de l'algorithme de calcul développé sous DisNetSimPI ;
- Mesures de référence à l'aide d'un analyseur de réseau (VNA).

Nous quantifions également la différence entre les mesures de référence et les résultats d'une simulation réalisée avec une méthode donnée, en calculant les valeurs absolues des écarts entre les courbes de mesure et les courbes de simulation pour chaque fréquence. Les valeurs maximales, moyennes et écarts-types de ces différences sont fournies dans le Tableau 4-2. Les modèles présentant la meilleure précision, c'est-à-dire la plus grande capacité à reproduire fidèlement la fonction de transfert observée lors des mesures, obtiendront donc les valeurs les plus faibles.

En analysant les résultats, nous constatons que la méthode retenue est significativement plus précise pour deux des trois fonctions de transfert et équivalente aux deux autres méthodes pour la troisième fonction de transfert. Les premiers résultats obtenus sur ce cas simple ont été un critère déterminant dans le choix de la méthode que nous avons développée et qui sera la base de notre simulateur de réseau (qui effectue les calculs de fonctions de transfert).

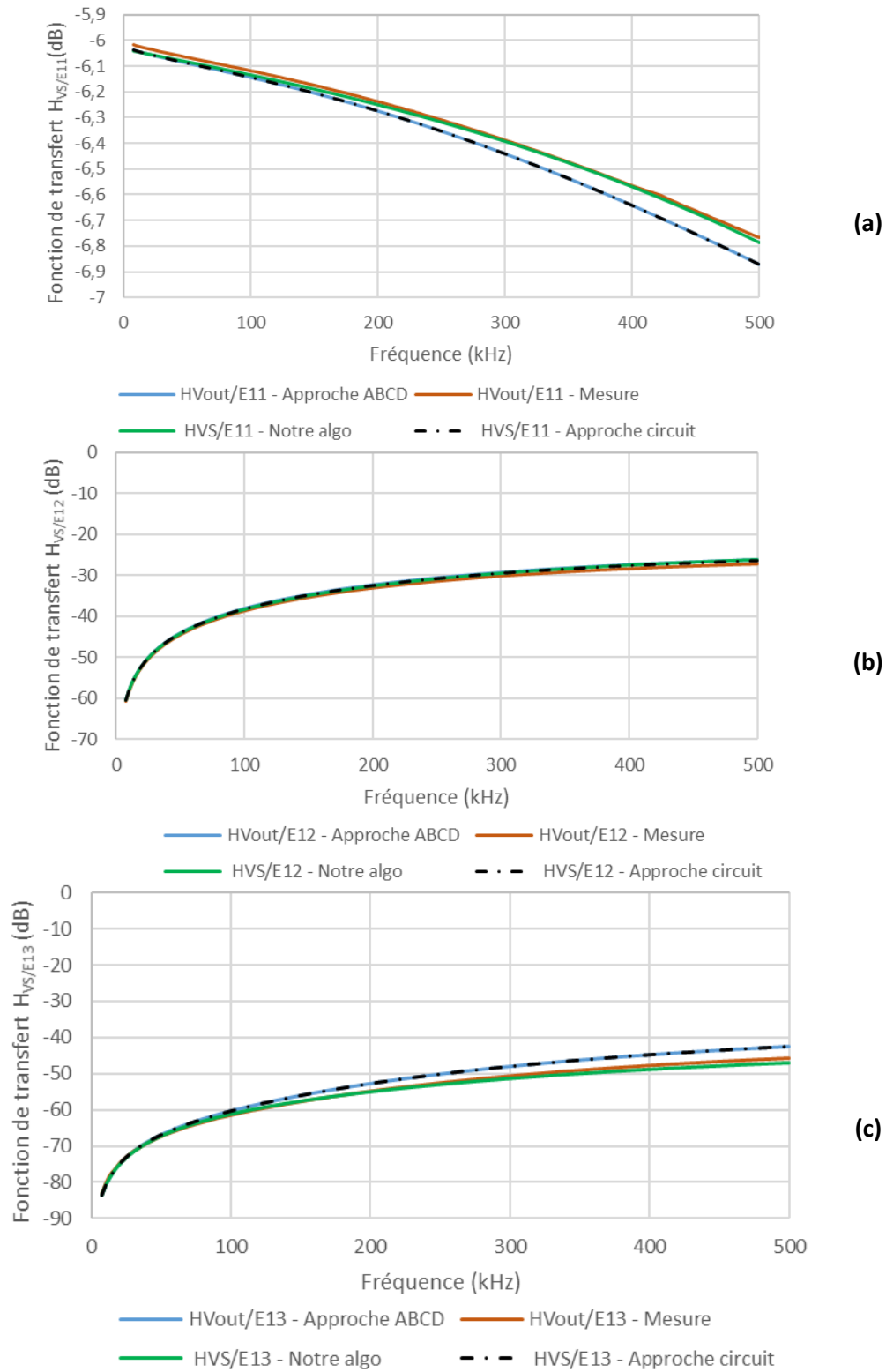


Figure 4-6 : Comparaison des fonctions de transfert déterminées par différentes méthodes

	Grandeur en dB	$H_{\frac{V_s}{E}11}$	$H_{\frac{V_s}{E}12}$	$H_{\frac{V_s}{E}13}$
Approche circuit Vs Mesure	Ecart maximal	0,107	1,03	4,35
	Valeur moyenne	0,051	0,73	2,20
	Ecart type	0,026	0,2	0,94
Approche ABCD Vs Mesure	Ecart maximal	0,107	1,08	3,27
	Valeur moyenne	0,051	0,81	2,19
	Ecart type	0,026	0,23	0,94
Algorithme développé Vs Mesure	Ecart maximal	0,024	1,22	1,05
	Valeur moyenne	0,011	0,74	0,29
	Ecart type	0,005	0,29	0,51

Tableau 4-2 : Valeurs maximales, moyennes et écarts-types des écarts en dB entre mesures et simulations

4.3 Validation de l'algorithme de calcul sur des cas complexes

4.3.1 Objectifs

Les tests unitaires présentés dans le chapitre précédent nous ont conforté dans le choix de la méthode de modélisation retenue. Il s'agit désormais de valider l'algorithme de calcul des fonctions de transfert de cette méthode sur des topologies de réseau et des types de charges plus complexes. C'est tout l'objectif de ce chapitre qui va comparer les résultats obtenus par simulations grâce à notre algorithme avec les mesures en environnement contrôlé, effectuées sur la même configuration. L'ensemble des mesures a été réalisé sur des topologies de réseaux que nous avons créées au sein de notre laboratoire à des fins de test.

Comme précédemment, les résultats présentés dans ce chapitre portent sur les fonctions de transfert entre les grandeurs $[V_s]$ et $[E]$ avec une injection de signal entre le conducteur de la phase 1 et celui du neutre.

4.3.2 Description des configurations considérées

Un grand nombre de configurations de test a été créé au cours de ces travaux de thèse. Elles ont été obtenues en combinant les câbles, les charges et équipements disponibles au sein de notre laboratoire. Nous illustrerons dans la suite de ce chapitre quelques-unes des configurations que nous avons pu tester. Des éléments de comparaison complémentaires sont également fournis en Annexe D, mais l'ensemble de ces éléments ne constitue en réalité qu'un sous-ensemble des essais et comparaisons réalisées.

Pour chaque configuration :

- Les câbles souterrains triphasés considérés sont de natures différentes, et leurs caractéristiques sont présentées au paragraphe 2.2.
- On associe jusqu'à quatre câbles souterrains de longueurs et types (symétrique et asymétrique) différents.
- Côté transmission (nœud A), un signal de 1 V est injecté entre le conducteur de la phase 1 et celui du neutre. Les autres conducteurs sont laissés en court-circuit.

- Côté réception (nœuds B et/ou C), différents types de charges sont connectés. Ils seront détaillés pour chaque configuration considérée.

Pour créer les configurations, des fiches bananes ont été utilisées pour relier les câbles. Nous illustrons à la Figure 4-7 un exemple de disposition de trois câbles souterrains connectés en parallèle. Pour l'ensemble des mesures réalisées ici, les câbles ont été posés sur un sol en béton.

Pour chaque configuration, les mesures ont été réalisées dans la bande allant de 9 kHz à 500 kHz avec l'analyseur de réseau vectoriel de modèle Keysight E5061B avec la configuration précisée dans le Tableau 4-1.



Figure 4-7 : Câbles souterrains connectés en parallèle posés sur sol

4.3.3 Configuration (i)

4.3.3.1 Description de la configuration

Pour la configuration (i) (Figure 4-8), nous considérons un seul câble souterrain triphasé asymétrique de 20 mètres. Côté récepteur (nœud B), nous connectons en triangle une charge composée de deux inductances et d'une résistance de 50 Ω :

- La bobine 1 d'impédance Z_{L1} est connectée entre les conducteurs des phases 1 et 2 ;
- La bobine 2 d'impédance Z_{L2} est connectée entre les conducteurs des phases 1 et 3 ;
- La résistance de 50 Ω est connectée entre les conducteurs des phases 2 et 3.

Les caractéristiques des deux bobines sont fournies en Annexe A.

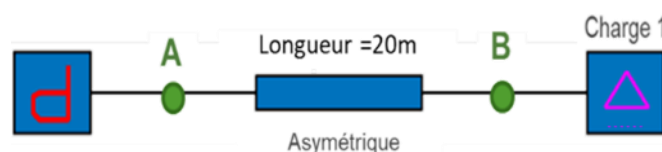


Figure 4-8 : Configuration (i)

Les conditions aux limites sont données par l'équation (4-3).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} CO & Z_{L1}(f) & Z_{L2}(f) \\ Z_{L1}(f) & CO & 50 \\ Z_{L2}(f) & 50 & CO \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

4.3.3.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

La Figure 4-9 présente les fonctions de transfert obtenues au nœud B dans la configuration (i) à partir des simulations et des mesures réalisées avec le VNA. L'analyse des courbes et les valeurs maximales des écarts présentés dans le Tableau 4-3, montre que les résultats sont très proches sur toute la bande de fréquence. L'atténuation observée sur la fonction de transfert $\frac{H_{V_s11}}{E}$, liée à la présence des deux bobines sur les phases couplées, est correctement restituée si on considère la valeur de la fréquence propre (325 kHz), mais, sur l'amplitude, un écart de 1.261 dB est observé au niveau du pic d'atténuation. C'est l'écart maximum qui est observé pour cette configuration. Pour les autres fonctions de transfert, les écarts entre mesure et simulation sont très faibles.

L'algorithme est donc capable de restituer avec fidélité les couplages directs entre phases, induits par la présence de charges déséquilibrées connectées en triangle.

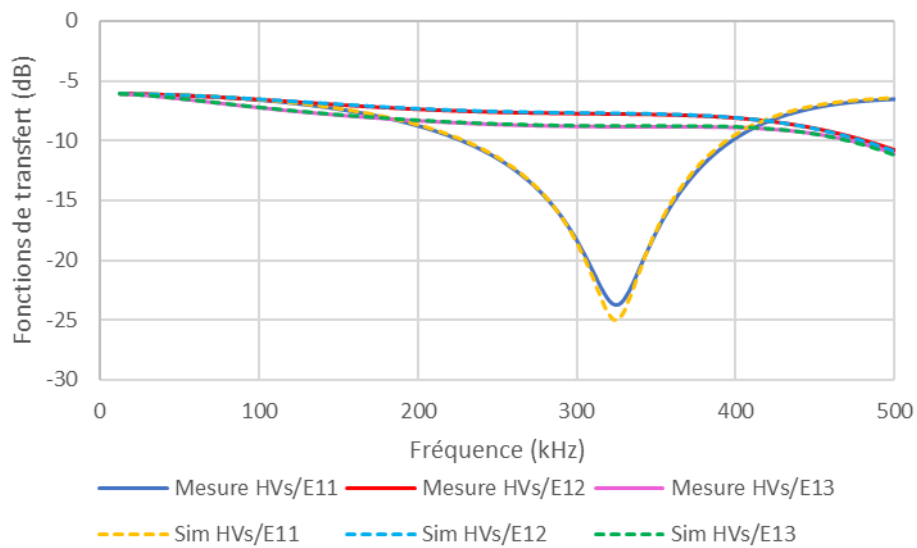


Figure 4-9 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E11}$ – configuration (i)

	$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
Ecart max	1.261	0.093	0.091

Tableau 4-3 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration (i)

4.3.4 Configuration (ii)

4.3.4.1 Description de la configuration

Pour la configuration (ii) présentée à la Figure 4-10, nous raccordons deux câbles souterrains asymétriques de longueurs de 20 et 30 mètres en série. Côté récepteur (nœud B), nous connectons :

- Une résistance de 50Ω qui représente la résistance de référence du VNA entre le conducteur de la phase 1 et le conducteur de neutre ;
- Une inductance Z_L entre le conducteur de la phase 2 et le conducteur de neutre ;
- Une capacité Z_{C1} de 1000 pF entre le conducteur de la phase 3 et le conducteur de neutre.

L'inductance Z_L est composée de deux bobines Z_{L1} et Z_{L2} mises en série. Leurs caractéristiques prises séparément ou rassemblées, ainsi que de la capacité Z_{C1} sont fournies en Annexe A.

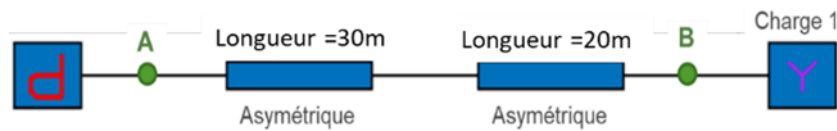


Figure 4-10 : Configuration (ii)

Les conditions aux limites associées aux nœuds A et B de cette configuration sont données par (4-4).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_L(f) & CO \\ CO & CO & Z_{C1}(f) \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

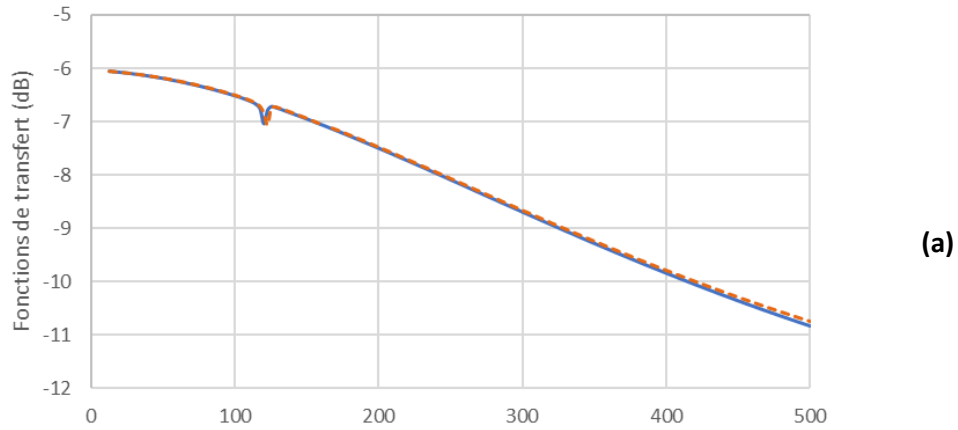
4.3.4.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

La Figure 4-11 présente les fonctions de transfert obtenues dans la configuration (ii) à partir des simulations et des mesures réalisées avec le VNA. Bien que raccordées entre les conducteurs de phase et de neutre, les charges connectées sur chaque phase sont très différentes et créent un **déséquilibre important entre les phases au niveau du nœud B**, ce qui se traduit par un couplage entre phases. Ce phénomène s'illustre en particulier à la Figure 4-11-b, où l'on observe sur la phase 2 deux phénomènes d'atténuation et de résonance proches, autour de 120 kHz. Cette atténuation est également observée dans une moindre mesure sur la phase 1 (Figure 4-11-a) du fait de la présence de la résistance de 50 Ohm.

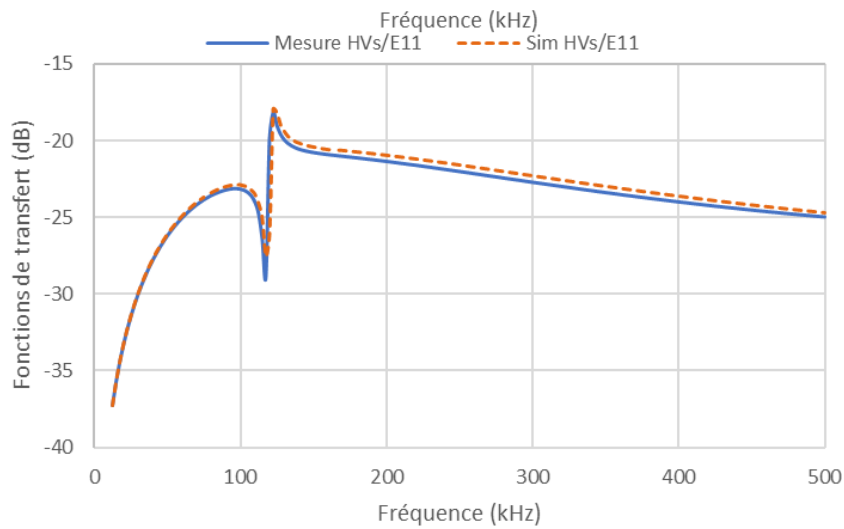
Ces comportements observés par la mesure sont restitués par les simulations (amplitude et fréquences des singularités). L'analyse des courbes et des valeurs maximales des écarts présentés dans le Tableau 4-4 nous permettent de conclure que les résultats sont très proches sur toute la bande de fréquence.

- l'écart le plus important est toujours observé pour la fonction $H_{V_s13}^E$;
- l'écart le plus faible est cette fois-ci observé pour la fonction de transfert $H_{V_s12}^E$.

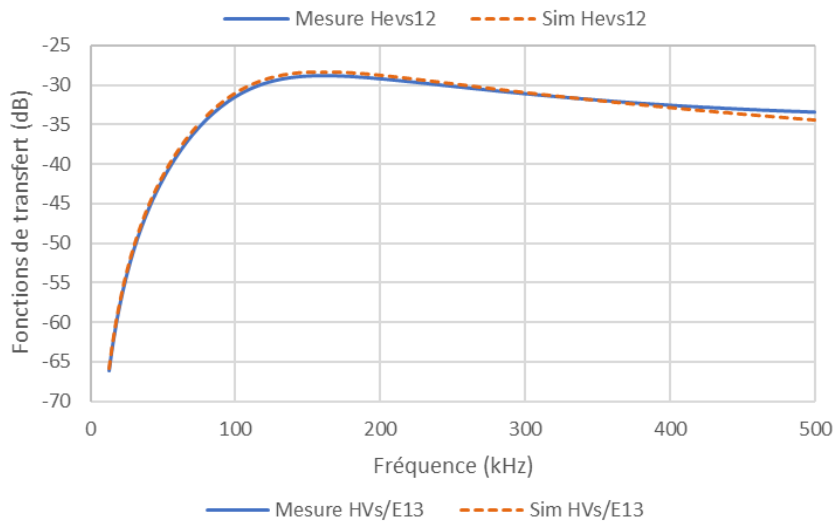
La méthode restitue avec fidélité les fonctions de transfert dans une configuration mettant en œuvre un couplage simple entre les phases, dû au déséquilibre induit par les charges raccordées en étoile.



(a)



(b)



(c)

Figure 4-11 : Résultats des mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E11}$ – configuration (ii)
 (a) $H_{Vs/E11}$, (b) $H_{Vs/E12}$ et (c) $H_{Vs/E13}$

	$H_{Vs/E11}$	$H_{Vs/E12}$	$H_{Vs/E13}$
Ecart max (dB)	0.28	0.14	1.03

Tableau 4-4 : Ecart maximum (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (ii)

4.3.5 Configuration (iii)

4.3.5.1 Description de la configuration

La configuration (iii) est similaire d'un point de vue topologique à la configuration précédente (ii), mais nous remplaçons la charge connectée au nœud récepteur B par une charge composée de trois résistances de 50Ω , deux inductances et une capacité :

- Les trois résistances sont connectées entre chaque phase et le neutre ;
- La capacité d'impédance Z_{c1} est connectée entre les conducteurs des phases 1 et 2 ;
- La bobine 2 d'impédance Z_{L2} est connectée entre les conducteurs des phases 1 et 3 ;
- La bobine 1 d'impédance Z_{L1} est connectée entre les conducteurs des phases 2 et 3.

Les conditions aux limites sont données par l'équation (4-5).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & Z_{c1}(f) & Z_{L2}(f) \\ Z_{c1}(f) & 50 & Z_{L1}(f) \\ Z_{L2}(f) & Z_{L1}(f) & 50 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

4.3.5.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

Les fonctions de transfert obtenues par simulation et par mesure sont présentées dans la Figure 4-12. Ce cas combine couplage direct entre phases et couplage indirect par connexion entre les phases et le neutre. Ce double couplage explique la présence d'un nombre important de singularités ayant chacun des fréquences propres liées aux caractéristiques du câble et des charges. La comparaison des fonctions de transfert mesurées et simulées montre que ces phénomènes sont restitués correctement, tant en amplitude qu'en valeurs de fréquence propre.

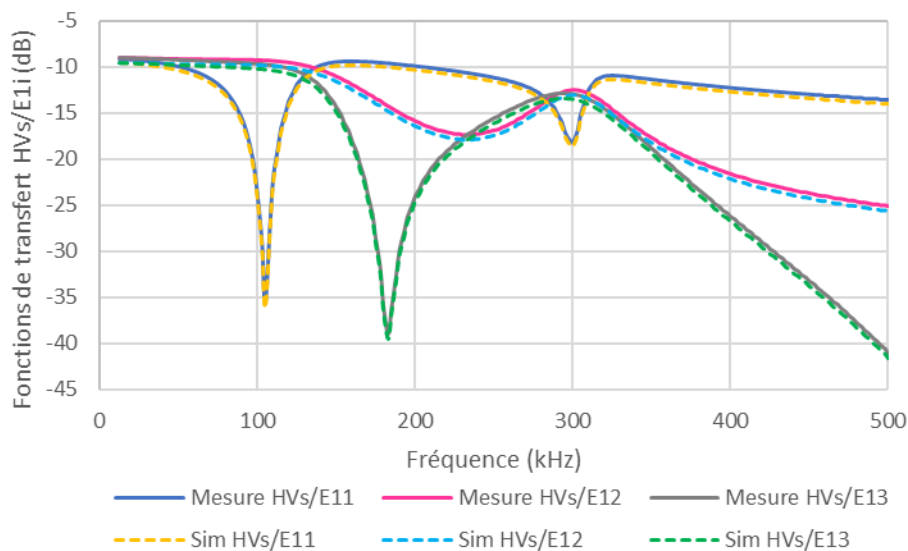


Figure 4-12 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1i}$ – configuration (iii)

La différence entre la mesure et la simulation est quantifiée en calculant les valeurs maximales de l'écart entre les deux courbes de même nature pour chaque fréquence. Les valeurs maximales de ces écarts sont fournies dans le Tableau 4-5. Leur analyse montre que les écarts entre simulation et mesure ne dépassent pas 0,62dB.

	$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
Ecart max	0.5	0.57	0.62

Tableau 4-5 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration (iii)

L'algorithme est donc capable de modéliser avec fidélité les couplages directs entre phases, induits par la présence de charges déséquilibrées connectées en triangle, et les couplages indirects, induits par la présence de charges connectées entre phases et neutre, lorsque ceux-ci interviennent simultanément au niveau du même nœud.

4.3.6 Configuration (iv)

4.3.6.1 Description de la configuration

La configuration (iv) est également similaire d'un point de vue topologique à la configuration (ii), mais nous remplaçons la charge connectée au nœud B par une charge composée d'une résistance et de deux bobines :

- Une résistance de 50 Ω est connectée entre le conducteur de la phase 1 et celui du neutre ;
- La bobine 1 d'impédance Z_{L1} est connectée entre les conducteurs de la phase 2 et du neutre ;
- La bobine 2 d'impédance Z_{L2} est connectée entre les conducteurs de la phase 3 et du neutre.

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (4-6).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_{L1}(f) & CO \\ CO & CO & Z_{L2}(f) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

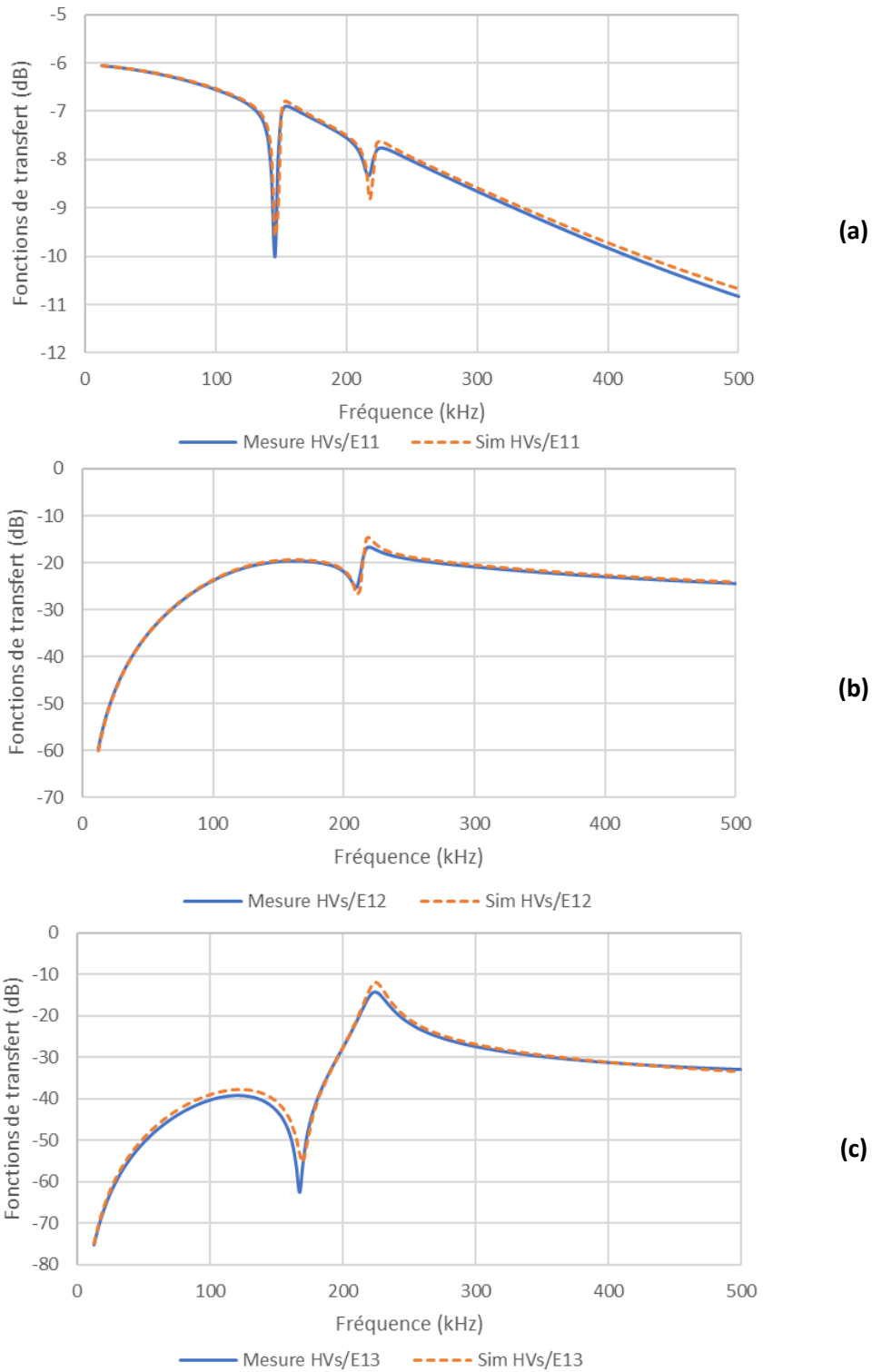
4.3.6.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

Les fonctions de transfert obtenues par simulation et par mesure sont affichées dans la Figure 4-13. Elles présentent des fréquences propres distinctes et très marquées liées à la présence des bobines sur les phases 2 et 3. Le déséquilibre entre les charges crée un couplage entre les phases, ce qui fait que chaque phase possède ses propres fréquences de résonance et d'atténuation liées aux caractéristiques du câble et des impédances des charges. L'analyse des fonctions de transfert montre que les **singularités mesurées sont restituées avec fidélité par l'algorithme**.

Ceci est vérifié avec les écarts absolus maximaux calculés sur toute la bande de fréquence et présentés dans le Tableau 4-6. Les écarts entre les fonctions de transfert simulées et mesurées $\frac{H_{V_s11}}{E}$ et $\frac{H_{V_s12}}{E}$ sont faibles. Nous observons un écart atteignant 9.19 dB autour de 167 kHz pour $\frac{H_{V_s13}}{E}$, lié à une moins bonne approximation de la fréquence du pic d'atténuation, mais mis à part cette valeur particulière, l'écart sur $\frac{H_{V_s13}}{E}$ est inférieur à 3 dB pour tous les autres points.

	$H_{V_s/E}^{11}$	$H_{V_s/E}^{12}$	$H_{V_s/E}^{13}$
Ecart max (avec pic)	0.66	3.16	9.19
Ecart max (sans pic)	0.66	3.16	2.86

Tableau 4-6 : Ecart maximum (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (iv)

Figure 4-13 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/Ei}$ – configuration (iv)(a) $H_{V_s/E}^{11}$, (b) $H_{V_s/E}^{12}$ et (c) $H_{V_s/E}^{13}$

4.3.7 Configuration (v)

4.3.7.1 Description de la configuration

Pour la configuration (v) illustrée à la Figure 4-14, nous considérons deux câbles souterrains triphasés asymétriques de longueur 20 et 27 mètres et un câble symétrique de 20 mètres connectés en série. Nous raccordons en étoile :

- des résistances de 50 Ω entre chaque conducteur de phase et le conducteur de neutre au niveau du nœud récepteur B (Charge 2 sur la Figure 4-14) ;
- des résistances de 50 Ω entre chaque conducteur de phase et le conducteur de neutre au niveau du nœud de connexion de deux câbles asymétriques (Charge 1 sur la Figure 4-14).

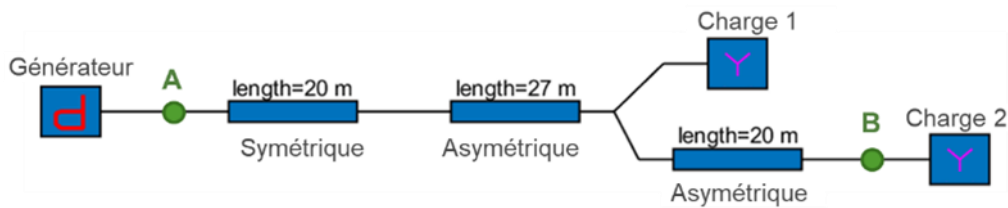


Figure 4-14 : configuration (v)

Les conditions aux limites données par l'équation (4-7) sont prises en compte.

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix}; [Z_{load2}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

4.3.7.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

Les fonctions de transfert obtenues au niveau de la charge 2 (nœud B) par simulations et par mesures pour la configuration (v) sont présentées à la Figure 4-15, et les écarts absolus maximaux sur toute la bande de fréquence entre mesures et simulations sont donnés dans le Tableau 4-7. Leur analyse montre que les résultats sont très proches.

- la simulation et la mesure avec l'analyseur de réseau donnent des résultats similaires sur toute la bande de fréquence.
- un écart maximal, égal à 2,4 dB vers 100 kHz, est observé pour la fonction de transfert $H_{V_s/E}^{13}$.

La méthode **restitue avec fidélité les fonctions de transfert pour une configuration arborescente du réseau en l'absence de couplage supplémentaire entre les phases**, vu que les charges considérées ici sont des charges calibrées et parfaitement équilibrées disposées en étoile.

	$H_{V_s/E}^{11}$	$H_{V_s/E}^{12}$	$H_{V_s/E}^{13}$
Ecart max	0.036	1.08	2.4

Tableau 4-7 : Ecart maximum (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (v)

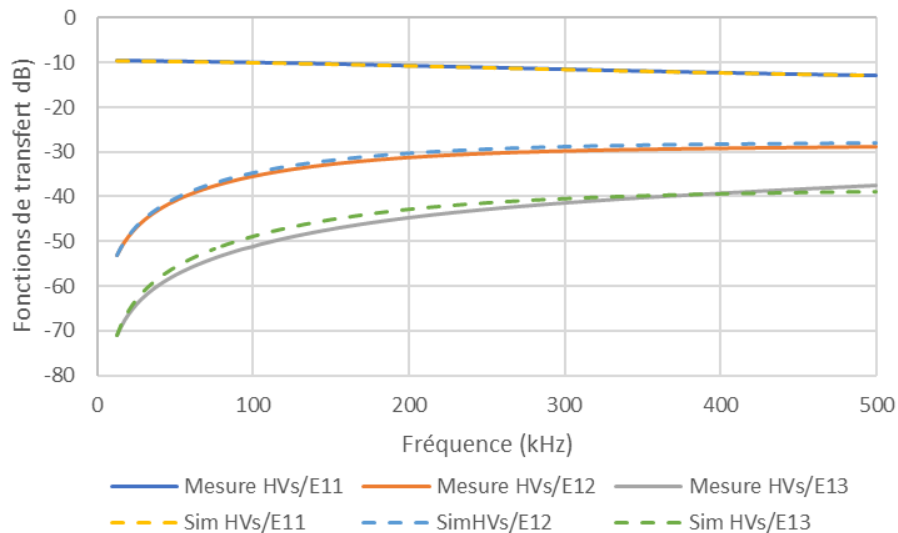


Figure 4-15 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1}$ – configuration (v)

4.3.8 Configuration (vi)

4.3.8.1 Description de la configuration

Pour la configuration (vi) (Figure 4-16), nous connectons en parallèle deux câbles souterrains asymétriques de longueurs 27 et 30 mètres en aval d'un câble de même type de longueur 20 mètres.

Côté réception, nous raccordons :

- En étoile au niveau du nœud B, une charge composée de deux inductances et une capacité :
 - La capacité Z_{C1} de 1000pF est connectée entre la phase 1 et le neutre ;
 - La bobine 1 d'impédance Z_{L1} est connectée entre la phase 2 et le neutre ;
 - La bobine 2 d'impédance Z_{L1} est connectée entre la phase 3 et le neutre.
- En triangle au niveau du nœud C, trois résistances de 50Ω entre chaque phase.

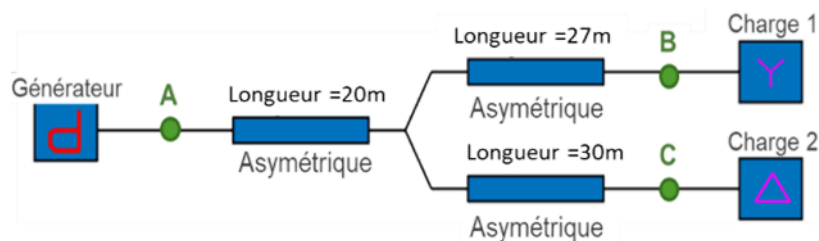


Figure 4-16 : Configuration (vi)

Pour chaque fréquence considérée dans la gamme [9-500kHz], les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (4-8).

$$\begin{aligned}
 [E] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix} \\
 [Z_{Load1}] &= \begin{bmatrix} Z_{C1}(f) & CO & CO \\ CO & Z_{L1}(f) & CO \\ CO & CO & Z_{L2}(f) \end{bmatrix}; [Z_{Load2}] = \begin{bmatrix} CO & 50 & 50 \\ 50 & CO & 50 \\ 50 & 50 & CO \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4-8}$$

4.3.8.2 Comparaison des fonctions de transfert simulées et mesurées

La Figure 4-17 présente les fonctions de transfert obtenues au niveau de la charge 2 (nœud C) à partir des simulations et des mesures. L'analyse des courbes et des valeurs maximales des écarts présentés dans le Tableau 4-8 montre que les résultats sont très proches sur toute la bande de fréquence. L'écart le plus important, égal à 0,73dB, est observé pour la fonction $H_{\frac{V_s}{E}}^{12}$.

L'algorithme est donc capable **de modéliser avec fidélité les couplages directs entre phases, induits par la présence de charges connectées en triangle, et les couplages indirects, induits par la présence de charges déséquilibrées connectées entre phases et neutre, lorsque ceux-ci interviennent simultanément sur des nœuds différents.**

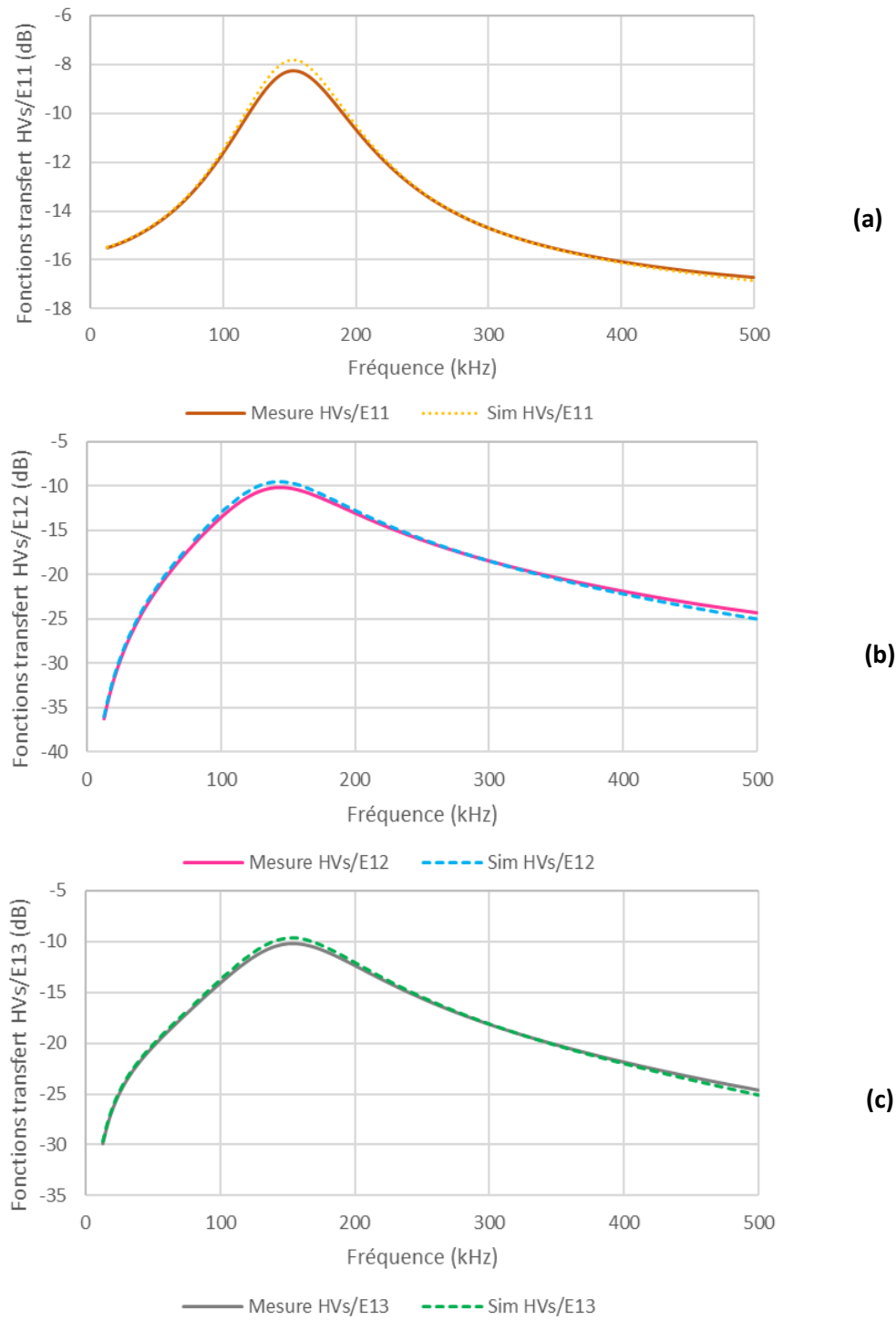


Figure 4-17 : Résultats des mesures et de simulations des fonctions de transfert H_{V_s/E_i} – configuration (vi)

(a) $H_{V_s/E_{11}}$, (b) $H_{V_s/E_{12}}$ et (c) $H_{V_s/E_{13}}$

	$H_{V_s/E_{11}}$	$H_{V_s/E_{12}}$	$H_{V_s/E_{13}}$
Ecart max	0.44	0.73	0.459

Tableau 4-8 : Ecart maximum (dB) entre les mesures et les simulations- configuration (vi)

4.3.9 Synthèse des tests réalisés sur les cas complexes

Les résultats obtenus pour l'ensemble des configurations décrites dans ce chapitre (de (i) à (vi)) ainsi que dans l'Annexe D (de 1 à 12) sont résumés dans le Tableau 4-9.

On observe que les écarts relatifs à la mesure sont faibles pour l'ensemble des configurations.

- La précision de la méthode pour les modes directs (i -> i) est caractérisée par des écarts maximum toujours inférieurs à 0,5 dB.
- Pour les modes couplés (i -> j), on constate des écarts parfois plus importants, mais ceux-ci exprimés en dB restent en réalité faible au regard des niveaux d'atténuation concernés à la fréquence où l'écart est constaté. En effet, ces écarts maximums observés restent généralement inférieurs à 3 dB pour des atténuations supérieures à 40 dB.

Configuration	Ecart absolu max (dB)		
	$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
(i)	1,261	0,093	0,091
(ii)	0,28	0,14	1,03
(iii)	0,5	0,57	0,62
(iv) avec pic	0,66	3,16	9,19
(iv) sans pic	0,66	3,16	2,86
(v)	0,036	1,08	2,4
(vi)	0,44	0,73	0,459
1	0,064	0,372	0,44
2	0,075	0,033	0,028
3	0,195	3,253	0,514
4	0,074	2,22	4,67
5	0,73	1,34	1,63
6	0,069	0,764	5,14
7	0,032	0,103	0,216
8	0,171	0,483	0,542
9 - A -> B	0,255	0,663	0,819
9 - A -> C	0,502	0,642	0,968
9 - B -> C	0,111	0,565	1,62
10	0,104	0,639	0,236
11	0,05	0,323	0,525
12	0,067	0,364	5,77

Tableau 4-9 : Ecarts maximums (dB) entre mesures et simulations pour les configurations présentées dans ce chapitre et l'Annexe A

4.4 Conclusions

Les différentes comparaisons réalisées au sein de ce chapitre ont fourni un ensemble d'informations permettant d'évaluer la validité et les performances de notre méthode de calcul des fonctions de transfert, tant sur des topologies simples, que sur des cas plus complexes avec un nombre de composants plus importants.

- Sur la base des résultats obtenus pour les différentes topologies de réseaux et configurations de charges, la précision de la méthodologie développée a pu être quantifiée : **la méthode restitue bien les singularités (résonances, pics d'atténuation)**, tant au niveau de l'amplitude qu'au niveau de la valeur de fréquence propre. On constate des écarts inférieurs à 0,5 dB pour les modes directs ($i \rightarrow i$). Pour les modes couplés ($i \rightarrow j$), les écarts parfois plus importants s'expliquent par les faibles niveaux d'atténuation concernés à la fréquence où l'écart est observé. Dans l'ensemble, ils restent toutefois inférieurs à 3 dB.
- **La méthode représente ainsi bien les phénomènes de propagation** causés par les impédances de l'ensemble des câbles et des éléments terminaux du réseau, lorsqu'elle est appliquée à des topologies plus complexes mêlant des câbles et des charges de différentes natures.
- **Le simulateur intègre bien les couplages supplémentaires introduits par les charges** (vérifié pour l'ensemble des configurations testées), c'est-à-dire :
 - Les couplages indirects dus aux charges déséquilibrées raccordées en étoile ;
 - Les couplages directs induits par la présence de charges déséquilibrées connectées en triangle.

Cela n'aurait pas été possible avec d'autres méthodes habituellement utilisées dans la littérature, comme la mise en cascade et en parallèle des quadripôles de type matrices de chaîne (ABCD) ou matrice d'onde (S).

- Enfin, à configuration et hypothèses équivalentes, la **méthode de modélisation** développée dans le cadre de ces travaux de thèse **s'avère plus précise vis-à-vis des mesures que celles trouvées dans la littérature**, c'est-à-dire les approches circuit et ABCD.

L'ensemble de ces résultats confirme la pertinence de notre modélisation et le bon fonctionnement de notre algorithme de calcul de fonctions de transfert, même appliqué à des réseaux complexes.

Nous présentons au chapitre suivant deux méthodes développées qui utilisent les résultats issus de ces calculs fréquentiels pour répondre à l'un des principaux objectifs de ces travaux de thèse, c'est-à-dire représenter le système électrique dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL complet.

Chapitre 5 Propagation des signaux CPL dans un contexte de cosimulation électrique/télécom

Table des matières

5.1	Objectifs.....	117
5.2	Mise en œuvre de la méthodologie de propagation appliquée à un signal électrique	117
5.2.1	Passage du domaine temporel au domaine fréquentiel	117
5.2.2	Recalage du pavage fréquentiel des fonctions de transfert	118
5.3	Intégration du bruit	118
5.3.1	Modélisation des différents types de bruits	118
5.3.2	Prise en compte dans la simulation.....	120
5.4	Cosimulation d'un système CPL	121
5.4.1	Utilisation du standard FMI.....	122
5.4.2	Gestion des échanges entre simulateurs électrique et télécom.....	123
5.4.3	Implémentation dans l'environnement Simulink.....	126
5.5	Conclusions.....	130

5.1 Objectifs

Le logiciel de propagation qui implémente la méthode de calcul de la propagation des signaux décrite au Chapitre 3 (et validée dans le Chapitre 4 à l'aide de signaux calibrés), permet de simuler le comportement du réseau entre n'importe quelle paire de nœuds, avec un nœud émetteur et un nœud récepteur. Il peut simplement fournir la fonction de transfert entre ces deux nœuds, à des fins d'études statistiques par exemple, mais il peut de façon plus élaborée, jouer le rôle du réseau BT dans une chaîne qui va du message à émettre au message reçu. Dans ce cas, l'émetteur et le récepteur peuvent être des composants logiciels ou bien des éléments matériels, nécessitant un convertisseur analogique-numérique du côté émetteur et un convertisseur numérique-analogique du côté récepteur.

Les fonctions de transferts sont établies dans le domaine fréquentiel, tandis que les signaux électriques (CPL ou bruit) sont définis dans le domaine temporel. Ainsi, dans un premier temps, ce chapitre expose la méthodologie permettant la mise en œuvre du logiciel de propagation précité en décrivant le processus de traitement des signaux temporels par celui-ci. Dans un second temps, on évoque l'introduction du bruit dans le simulateur développé. Enfin, la mise en œuvre de la cosimulation d'un système CPL complet est discutée.

5.2 Mise en œuvre de la méthodologie de propagation appliquée à un signal électrique

Soit une paire de nœuds (A et B), assimilable à des modems CPL raccordés sur un réseau électrique Basse Tension. Quand le nœud CPL « émetteur » raccordé au point A émet un message, le signal temporel associé est transformé dans le domaine fréquentiel pour être interprété par le logiciel de propagation. Le logiciel simule, dans le domaine fréquentiel, la propagation du signal à travers le réseau grâce à la fonction de transfert calculée entre les points A et B. Le signal est ensuite retransformé dans le domaine temporel afin de restituer le message émis au nœud CPL « récepteur » raccordé au point B.

5.2.1 Passage du domaine temporel au domaine fréquentiel

Le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel est assuré par une Transformée de Fourier tandis que le passage fréquentiel à temporel est assuré par sa transformée inverse. Ce chapitre ne traite pas de la mise en œuvre du passage temps-fréquence par Transformée de Fourier Discrète directe (DFT) et son inverse (IDFT), mais on rappelle qu'il est nécessaire de définir :

- la **fréquence d'échantillonnage** des signaux électriques traités (signaux CPL, bruit) ;
- la **taille de la fenêtre d'observation** T_{obs} appliquée au signal temporel ;
- la **nature de la fonction de fenêtrage** appliquée à la DFT.

Il est possible de traiter un message complet en un seul morceau, compte tenu de sa durée maximale d'environ 0,1s conduisant à moins de 10^6 points d'échantillonnage, toutefois il peut être intéressant de le découper en bloc de longueur beaucoup plus courte pour une meilleure efficacité de traitement.

La taille de la fenêtre d'observation du signal T_{obs} doit être choisie en cohérence avec la résolution fréquentielle souhaitée ΔF , de sorte que $T_{obs} = 1/\Delta F$, pour que les signaux temporels fournis en entrée et obtenus en sortie du simulateur électrique soient cohérents. Par exemple pour un pas de cosimulation de $1 \mu s$ et une résolution fréquentielle de $2,5 \text{ kHz}$, cela implique d'utiliser une fenêtre d'observation de $0,4 \text{ ms}$, soit 400 échantillons.

On choisira de préférence un nombre de points d'observation égal à une puissance de 2 pour être en mesure d'appliquer les algorithmes de FFT pour plus d'efficacité calculatoire.

5.2.2 Recalage du pavage fréquentiel des fonctions de transfert

Un autre aspect important réside dans le **recalage du pavage fréquentiel des fonctions de transfert**. En effet, celles-ci sont calculées à partir des modèles de composants unitaires (câbles, charges terminales...) présentés au Chapitre 2, eux-mêmes établis à partir des grandeurs R, L, C et G de ces composants. Ces grandeurs ayant été caractérisées pour 201 fréquences régulièrement espacées dans la bande de fréquences de 9 à 500 kHz (soit une résolution fréquentielle de $2442,8 \text{ Hz}$), il en est de même pour les fonctions de transfert comme décrit au Chapitre 4.

Ce chapitre ne traite pas précisément comment ce recalage est réalisé, mais on en fournit ici les principales étapes :

- Récupération des **paramètres RLCG** discrétisés sur 201 valeurs dans la bande de 9 et 500 kHz .
- **Interpolation simple, par exemple affine**, c'est-à-dire interpolation linéaire d'ordre 1 , **de ces paramètres vers la résolution fréquentielle souhaitée**. On profite du caractère lentement variable et régulier des caractéristiques fréquentielles des composants des réseaux électriques (charges, câbles...).
- **Calcul de propagation des signaux électriques** dans le domaine fréquentiel, selon la méthode définie au Chapitre 3.

5.3 Intégration du bruit

5.3.1 Modélisation des différents types de bruits

On considère dans cette partie les types de bruits qui sont couramment retrouvés dans la bande de fréquence des signaux CPL et qui peuvent être intégrés dans notre simulation :

- Le bruit d'ambiance liés à la présence de perturbations diffuses générées par différents équipements, est modélisé par un **bruit de fond coloré** (Figure 5-1).
- Les bruits générés par les dispositifs à électronique de puissance des équipements raccordés au réseau sont modélisés par un **bruit impulsif périodique synchrone** ou un **bruit impulsif périodique asynchrone** (Figure 5-2).

Ces bruits nous permettent d'être représentatifs des phénomènes de perturbations présents de manière récurrente sur un réseau électrique basse tension, c'est-à-dire ceux qui impactent le plus les communications CPL.

Quelques exemples théoriques de ces bruits sont représentés aux Figure 5-1 et Figure 5-2 à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

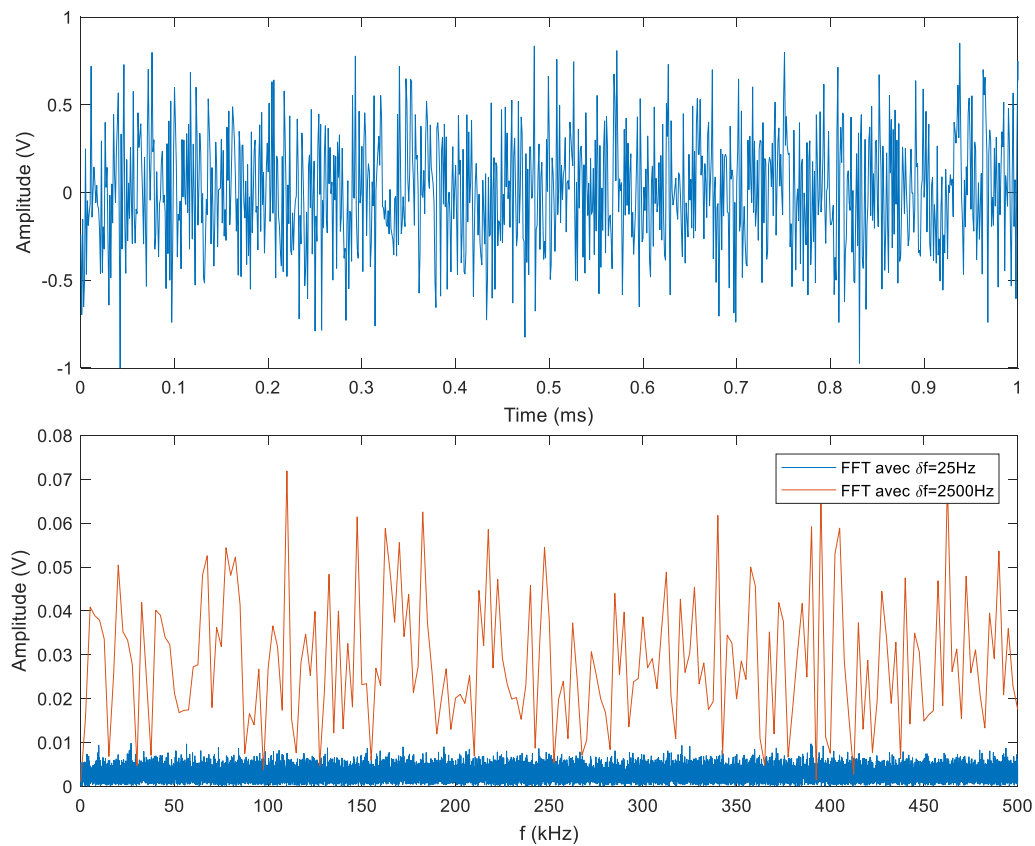


Figure 5-1 : Extrait de la forme d'onde d'un bruit blanc échantillonné à 1 MHz (en haut) et calculs de sa DFT sur 40 ms avec une résolution fréquentielle de 25 Hz et 2,5 kHz (en bas)

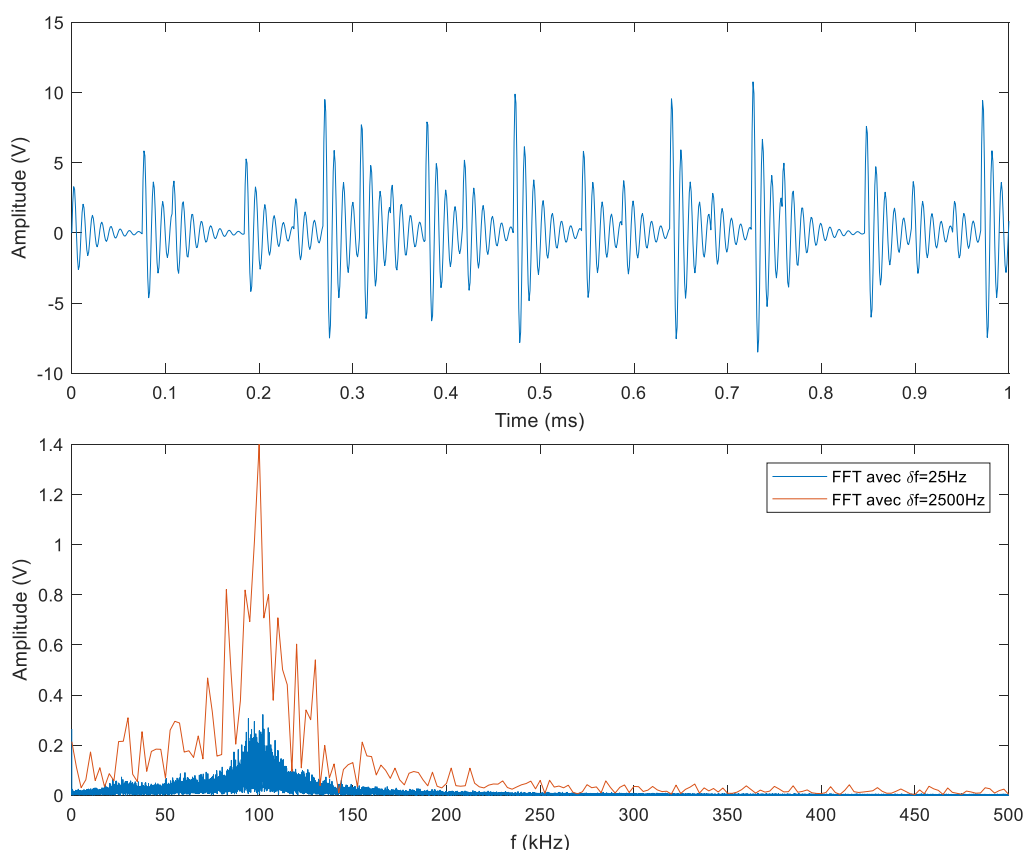


Figure 5-2 : Extrait de la forme d'onde d'un bruit périodique asynchrone de fréquence 11 kHz et de pseudo-pulsation 100 kHz échantillonné à 1 MHz (en haut) et calculs de sa DFT sur 40 ms avec une résolution fréquentielle de 25 Hz et 2,5 kHz (en bas)

5.3.2 Prise en compte dans la simulation

Le simulateur de réseau électrique développé traite les bruits de deux manières selon leur origine :

- **Les bruits disposant d'un point d'injection bien défini**, c'est-à-dire les bruits conduits produits par des équipements locaux, **sont traités comme des signaux électriques** (§5.2). Au même titre que les signaux CPL, ces bruits sont associés aux charges ou installations électriques qui les génèrent. Ils se propageront sur le réseau et se superposeront aux tensions correspondantes aux signaux CPL.
- **Les bruits ne disposant pas de point d'injection bien défini ne sont pas considérés dans les calculs de propagation**. Ces bruits diffus, comme le bruit de fond coloré, sont répartis à chaque point terminal du réseau. Ils viennent se superposer aux signaux électriques propagés (obtenus en sortie du logiciel de propagation).

Le principe d'intégration des différents types de bruits est illustré à la Figure 5-3 sur un exemple de réseau simple. Un signal CPL est émis par le générateur (émetteur CPL), tandis que chacune des deux charges génèrent un bruit impulsif. Ces signaux électriques sont pris en compte lors des calculs de propagation. Un bruit diffus est ensuite superposé à l'issue des calculs de propagation au niveau des composants terminaux du réseau observés. A noter que des bruits diffus avec des caractéristiques distinctes auraient pu être considérés.

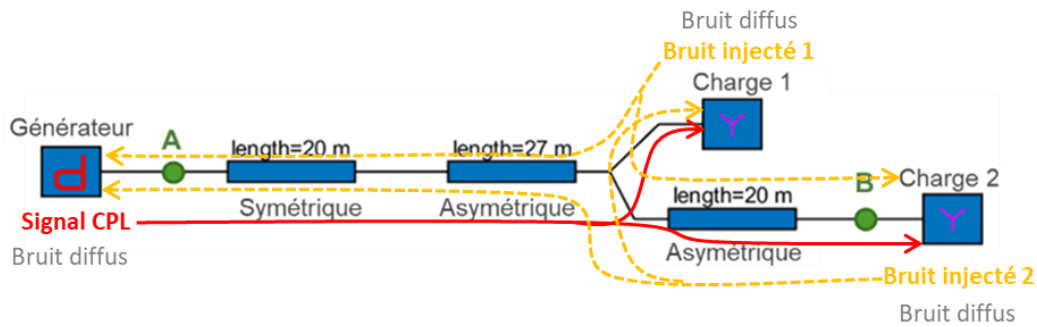


Figure 5-3 : Exemple d'intégration des signaux électriques et bruits diffus dans le simulateur et les calculs de propagation

5.4 Cosimulation d'un système CPL

La cosimulation d'un système CPL complet nécessite de modéliser les différents éléments techniques le composant et de les faire interagir afin de représenter le comportement global du système. EDF R&D participe aux développements du standard de cosimulation FMI (§1.4.5.2) et pousse à son utilisation pour la cosimulation des systèmes multi-physiques ou multi-domaines complexes.

Dans le cadre des travaux de thèse, nous avons donc fait le choix d'utiliser le standard « FMI for cosimulation » (FMI-CS) comme référence pour définir les interfaces entre les simulateurs, et par la suite, pour les intégrer comme des FMU (modèles exécutables) au sein d'un master de cosimulation comme DACCOSIM (Figure 5-4). Ce deuxième point n'a pas été considéré dans le cadre de ces travaux en l'absence de simulateur télécom compatible.

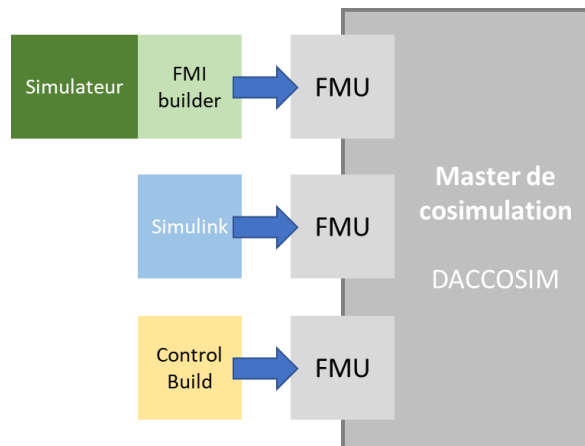


Figure 5-4 : Exemple d'intégration de plusieurs FMUs constituant un système complexe dans DACCOSIM [73]

Ce formalisme ouvre de nombreuses possibilités pour la représentation de la partie télécom du système CPL. L'émetteur et le récepteur peuvent être des composants logiciels, voire des éléments matériels, avec un convertisseur analogique-numérique du côté émetteur pour définir les signaux électriques des messages CPL injectés sur le réseau, et un convertisseur numérique-analogique du côté récepteur, pour traduire les signaux électriques obtenus aux points de réceptions en messages CPL. Cette partie ne fait pas partie du périmètre traité dans le cadre de ces travaux de thèse.

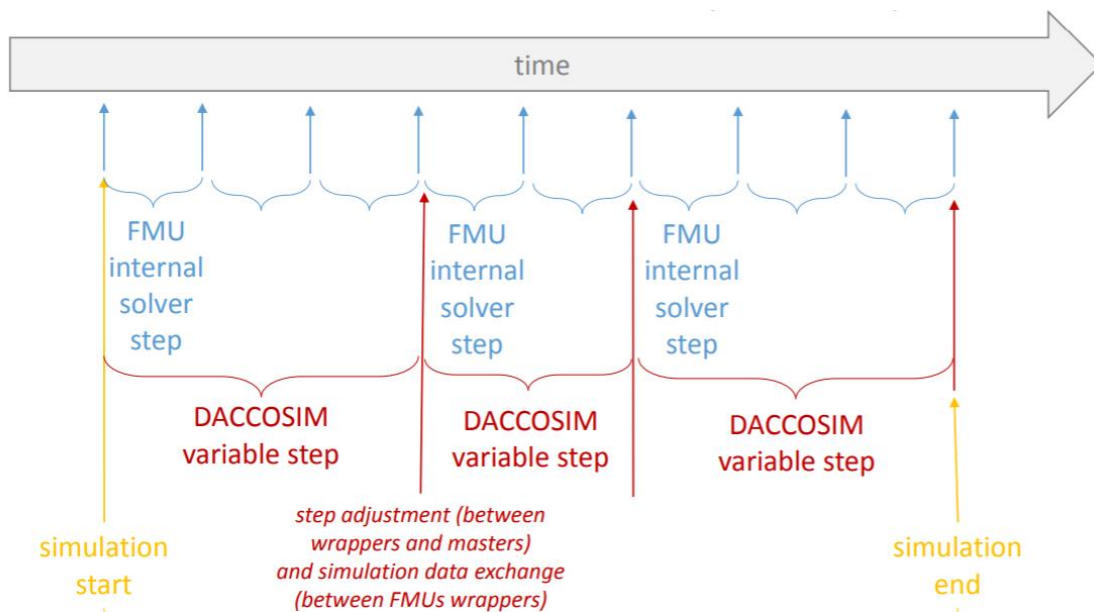
5.4.1 Utilisation du standard FMI

La cosimulation d'un système compatible avec la norme FMI suit différentes règles. Nous rappelons ci-dessous les plus importantes, car elles fixent les contraintes à intégrer dans le développement de l'interface FMI-CS compatible de notre simulateur :

- **Le modèle de temps est partagé** entre tous les simulateurs (FMU).
- **Le master de cosimulation détermine les instants auxquels les échanges ont lieu** (Figure 5-5). Ces instants peuvent être prédéfinis (simulation à pas de temps constant), ou varient en cours de simulation (simulation à pas de temps adaptatif pour tenir compte de la dynamique du système ou gestion des évènements).

L'adaptabilité à la dynamique d'un système suppose que tous les simulateurs composant le système simulé implémentent les fonctionnalités nécessaires à la réalisation de « rollbacks », c'est-à-dire de restauration d'un état de temps préalable. A date, peu de simulateurs sont compatibles avec cette fonctionnalité.

La gestion des évènements peut être traitée différemment si seuls les simulateurs évènementiels gèrent cette fonctionnalité : elle peut être utilisée dans une logique d'anticipation des évènements. Elle n'impose alors plus aux simulateurs physiques d'être capable de restaurer un état passé, juste d'accepter des pas de temps variables [74].



- **Les simulateurs s'échangent leurs données à chaque pas de temps.** Ainsi, les valeurs des variables de sortie d'une FMU sont transmises en entrée de la ou des FMU auxquelles elle est connectée pour son traitement pendant le pas de temps suivant. Ce **décalage de propagation entre FMU intrinsèque** à ce type de simulation doit être pris en compte dans le choix du pas de simulation du système global [76].

- **Chaque FMU est indépendante** en dehors de ces instants de synchronisation et d'échange de données. Elle peut effectuer en interne de multiples pas de calcul au sein d'un pas de temps imposé par le master de cosimulation.
- Les données échangées peuvent avoir **différents formats** selon le standard FMI 2.0 : booléens, entiers, valeurs en simple ou double précision, et tableau de valeurs [77]. Dans les faits, très peu de simulateurs ont la capacité d'échanger des tableaux de valeurs [78].

5.4.2 Gestion des échanges entre simulateurs électrique et télécom

Plusieurs modèles d'intégration d'un simulateur électrique peuvent être envisagés dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL en intégrant les possibilités offertes par le standard FMI et les limitations de ses implémentations.

Dans tous les cas, la nature des données échangées est la même :

- Le **simulateur de la pile protocolaire CPL** (appelé « simulateur télécom » par la suite par simplicité) **fournit** en sortie, par le biais de ses convertisseurs numériques-analogiques, **autant de signaux électriques que d'émetteurs CPL** présents sur le réseau. Ces données sont les entrées du simulateur électrique développé. Elles définissent les signaux électriques des messages CPL injectés sur le réseau.
- Le **simulateur électrique fournit** en sortie **autant de signaux électriques que de points de réception** présents sur le réseau. Ces données sont les entrées du simulateur de la pile protocolaire CPL, qui part le biais de convertisseurs analogiques-numériques les traduit en messages CPL. Elles résultent des calculs de propagation et intègrent les différents types de bruits présents sur le réseau.

Nous discutons dans ce paragraphe de deux modes d'intégration possibles : (i) l'intégration événementielle, et (ii) l'intégration continue. Ils impactent le mode d'interaction des simulateurs et le format des données échangées.

5.4.2.1 Intégration événementielle

Un système CPL complet peut être vu comme un système événementiel discret. Un événement peut être de différentes natures :

- **Nature d'origine télécom**, comme l'émission d'une trame CPL par un émetteur ;
- **Nature électrique**, comme la connexion, la déconnexion ou le changement de point de fonctionnement de tout ou partie d'une installation électrique.

Cette gestion par les événements présente plusieurs **avantages**, notamment :

- Les **échanges entre simulateurs ne s'effectuent qu'en présence d'événements**, limitant ainsi les besoins de coordination et la consommation de ressources de calculs ;

- Les **signaux temporels sont transmis par bloc** entre les simulateurs. Quelle que soit leur fréquence d'échantillonnage, les transformations temps-fréquence nécessaires à la simulation de la propagation de ces signaux, puis leurs transformations inverses sont réalisées une seule fois par évènement.

Elle présente également **plusieurs difficultés** :

- Chaque bloc échangé entre les simulateurs correspond à la trame CPL à analyser. Pour qu'une telle implémentation soit pertinente, cela suppose **d'échanger les données dans un format « Tableau »**, potentiellement de taille variable. Or, ceci est actuellement géré par peu de simulateurs et de masters de cosimulation, dont DACCOSIM [79].
- Sur un évènement, **la propagation des données entre FMU doit se faire sans délai**, i.e. sans attendre le pas de temps suivant. Dans le cas contraire, ce n'est qu'à l'évènement suivant que la démodulation du signal CPL reçu serait effectuée, ce qui n'a pas de sens au regard du fonctionnement du système CPL. Une telle fonctionnalité n'est pour l'instant qu'expérimentale et discutée pour la prochaine version du standard FMI 3.0 [80].
- La transmission des informations par blocs lors des évènements rend la **gestion d'évènements temporellement proches complexes**.

La Figure 5-6 illustre de manière simple un tel phénomène avec deux évènements E1 et E2, chacun correspondant à la transmission d'un signal CPL. L'évènement E2 survient avant la fin de la première trame CPL, situation crédible dans un système réel. Le master et ses FMUs doivent être capables de décomposer les trois états, à savoir :

- l'émission de la trame CPL 1,
- la superposition des trames CPL 1 et 2 sur la période de recouvrement,
- l'émission de la trame CPL 2 seule, par la génération d'un évènement fictif E3', correspondant à la fin de la période de recouvrement.

Ce dernier point est loin d'être trivial, car il nécessite que :

- les blocs de signaux soient marqués temporellement pour que la « FMU réseau », respectivement la « FMU télécom » puissent traiter les trames CPL émises, respectivement reçues, par morceau (E1-E2, E2-E3'... dans cet exemple) en fonction des instants d'apparition des évènements, et que
- la « FMU télécom » soit capable de générer l'évènement fictif E3'.

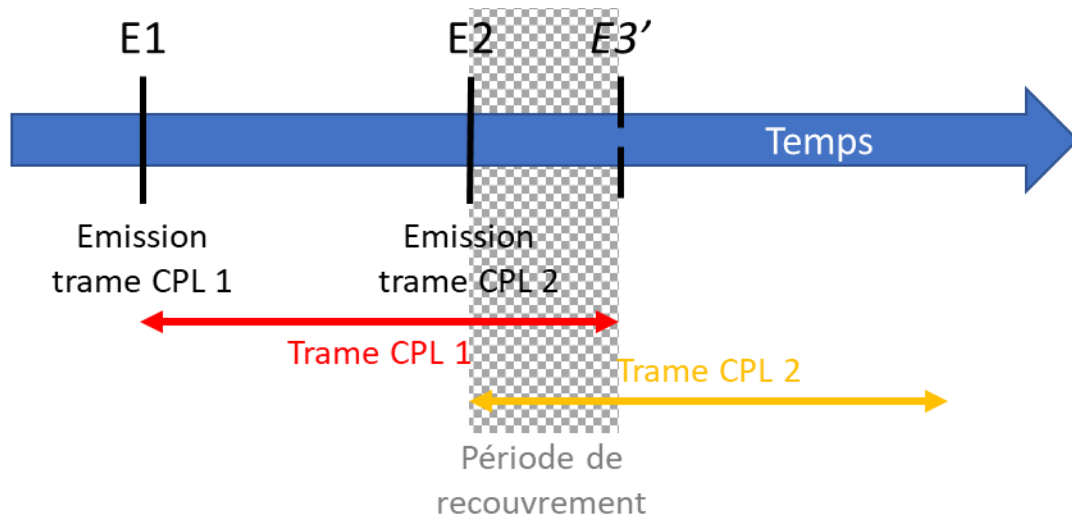


Figure 5-6 : Illustration du phénomène de recouvrement temporel d'un système événementiel avec transmission de données temporelles par blocs

A noter que les besoins autour de la gestion des événements temporellement proches expliquent également pourquoi des échanges par blocs de données fréquentielles n'ont pas été considérés ici. Recoller des données transmises sous forme de spectre serait plus complexe à mettre en œuvre, car elles nécessiteraient plusieurs étapes de transformation intermédiaires.

Ainsi, la mise en œuvre d'un tel mécanisme événementiel apparaît complexe, tant du côté du master de cosimulation, avec des besoins d'évolution de la norme FMI-CS, que des FMU, avec des gestions avancées des événements et des données temporelles associées.

5.4.2.2 Intégration continue

Comme tout système intégrant des modèles physiques, un système CPL peut être représenté comme un système à temps continu.

Dans ce contexte, être capable de réaliser une analyse des signaux dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz nécessite que les signaux temporels soient échantillonnés à 1 MHz, et donc que le pas de temps global de la cosimulation soit à minima de 1 μ s. Cela implique que les échanges entre les simulateurs électrotechniques et télécom se font au moins avec ce pas de temps.

Cette gestion continue présente plusieurs **avantages**, notamment :

- Les **échanges entre simulateurs se limitent à des types de données simples**, parfaitement maîtrisés par les simulateurs et masters de cosimulation compatibles avec le standard FMI.
- Le **pas de temps de simulation est fixe**, car la gestion d'événements entre deux pas de temps n'est pas nécessaire au regard de sa faible durée. Cette caractéristique rend la cosimulation compatible avec un large panel de simulateurs conformes au standard FMI-CS. De plus, la transformation des signaux temporels dans le domaine fréquentiel en est facilitée.
- Les **traitements réalisés par les FMU sont identiques à tous les pas de temps**.

- La **gestion d'évènements temporellement proches se fait de manière naturelle** : les signaux électriques transmis correspondant aux trames CPL sont transmis échantillon par échantillon à la « FMU réseau ». Il en va de même pour la « FMU télécom » qui reçoit échantillon par échantillon les signaux propagés au niveau des récepteurs CPL.
- Elle **ouvre la possibilité de réaliser des simulations de type Hardware in the Loop**, avec tout ou une partie du système CPL représenté par des composants physiques.

Mais elle présente également **plusieurs difficultés** :

- Le **pas de simulation introduit un délai dans le traitement des informations**. Ce délai reste toutefois très faible au regard des phénomènes étudiés.
- Le **coût calculatoire de cette méthode est important** puisqu'il s'agit de réaliser autant de DFT et de IDFT à chaque pas de temps que de points d'injection et de réception des signaux CPL.
- Les transformations temps-fréquence comme la DFT peuvent poser des **problèmes de cohérence temporelle** dans le cadre d'une application continue dans le temps.

Nous présentons dans le paragraphe suivant **l'implémentation de cette méthode pour le simulateur électrique**. Ce choix a été fait afin de disposer d'une première preuve de concept de la brique temporelle de notre simulateur électrique. Ces premiers résultats seront à confronter à des mesures réalisées à l'aide d'un système d'injection calibré, non disponible lors de la thèse.

5.4.3 Implémentation dans l'environnement Simulink

Il existe de nombreux outils compatibles avec le standard FMI soit de manière native (Dymola, Control Build...), soit avec des extensions (Simulink, EMTP RV...) avec des implémentations plus ou moins complètes des fonctionnalités du standard.

Les calculs fréquentiels développés au sein du logiciel Matlab et présentés au Chapitre 3 déterminent les fonctions de transfert utiles pour représenter la propagation des signaux électriques sur le réseau dans la gamme de fréquence de 9 à 500 kHz. Le logiciel Matlab seul n'est toutefois pas utilisable seul dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL.

Nous avons fait le choix d'utiliser Simulink en complément pour gérer la simulation temporelle. Simulink est en capacité de réaliser des simulations temporelles, et dispose d'extensions ([81], [82]) rendant les modèles réalisés sous Simulink compatibles avec le standard FMI-CS 2.0. Ces modèles intègrent le simulateur de fonction de transfert développé au sein du logiciel Matlab ainsi que la chaîne de traitement nécessaire à leur utilisation comme décrit par la suite.

5.4.3.1 Traitement des signaux temporels dans le cadre d'une intégration continue

La cosimulation d'un système complet implique la notion d'une progression dans le temps. Cette progression implique la réalisation d'un processus complet (Figure 5-7) à chaque nouvel échantillon. Ce processus utilise en entrée la valeur la plus récente de chaque signal temporel transmis par le simulateur télécom, et fournit en sortie la valeur du signal propagé qui lui sera transmise.

Or, pour être en mesure de réaliser des calculs de DFT, il est nécessaire de travailler sur une fenêtre temporelle d'observation du signal, de taille fixe pour conserver les propriétés des spectres fréquentiels calculés. Les signaux temporels d'entrée étant transmis échantillon par échantillon lors de la cosimulation, le processus reconstitue le signal observé avec cette fenêtre, pour chaque signal d'entrée. Il remplit un buffer de taille X avec l'échantillon reçu à chaque pas de temps de la cosimulation. X représente le nombre d'échantillons constituant la fenêtre d'observation du signal. A chaque pas de temps, le buffer est mis à jour avec la nouvelle valeur du signal, écrasant la valeur la plus ancienne. Ce comportement représente le glissement dans le temps de la fenêtre d'observation à mesure de la progression de la cosimulation.

Ce processus présente une durée d'initialisation égale à la durée de la fenêtre d'observation correspondant à X échantillons du signal. Une fois cette période d'initialisation passée, le buffer est entièrement rempli et les calculs de DFT peuvent être réalisés.

Le processus implémenté, illustré en Figure 5-7 et en Figure 5-8, s'exécute tout le long du temps de la cosimulation tel que décrit ci-dessous :

- 1) Attente de l'initialisation du buffer avec X échantillons correspondant à la fenêtre d'observation temporelle du signal.
- 2) Pour chaque instant t_{sim} de la cosimulation :
 - I. Pour chaque signal S_i avec $i = 1$ à n (Figure 5-7) :
 - i. Calcul du spectre fréquentiel $S_i(f)$ par DFT du signal temporel $S_i(t)$ sur les X échantillons stockés dans le buffer,
 - ii. Pour chaque couple {point d'injection, point de réception}, calcul du signal résultant $R_{i,j}(f)$ au point de réception « j » par application de la fonction de transfert au spectre $S_i(f)$ entre le point d'injection du signal S_i et le point « j »,
 - iii. Pour chaque point de réception « j », calcul du signal temporel $R_{i,j}(t)$ composé de X échantillons par IDFT du spectre fréquentiel $R_{i,j}(f)$,
 - iv. Pour chaque point de réception « j », sélection du dernier échantillon X du signal temporel résultant $R_{i,j}(t)$, correspondant au pas de temps courant de la cosimulation t_{sim} ,
 - Note : les $X-1$ échantillons précédents correspondent aux valeurs passées de $R_{i,j}(t)$, déjà traitées lors du dernier pas de cosimulation ($t_{sim} - t_{pas \text{ de temps}}$).
 - II. Pour chaque point de réception « j », superposition des valeurs des derniers échantillons obtenus pour chaque signal résultant $R_{i,j}(t)$,
 - III. Fourniture de l'échantillon après superposition au simulateur télécom,
 - IV. $t_{sim} = t_{sim} + t_{pas \text{ de temps}}$.

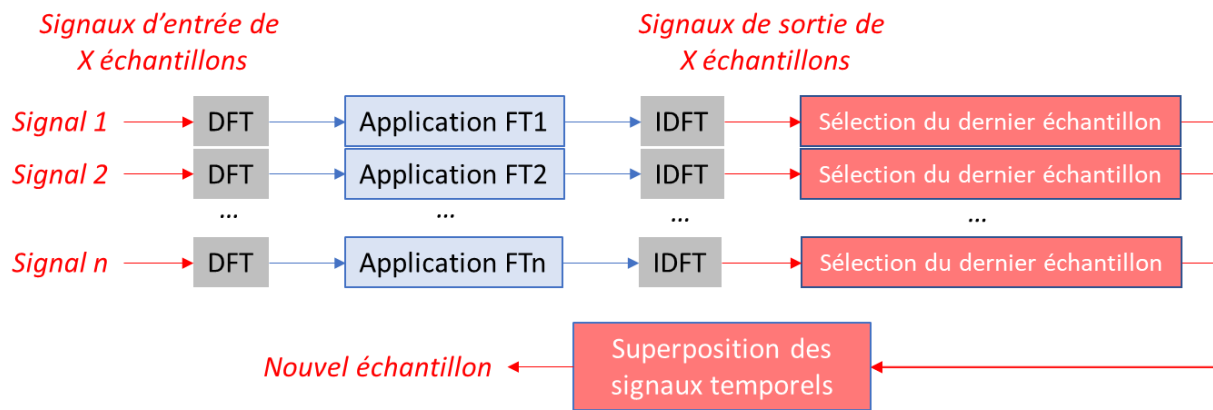


Figure 5-7 : Représentation du processus de traitement fréquentiel réalisé à chaque nouvel échantillon

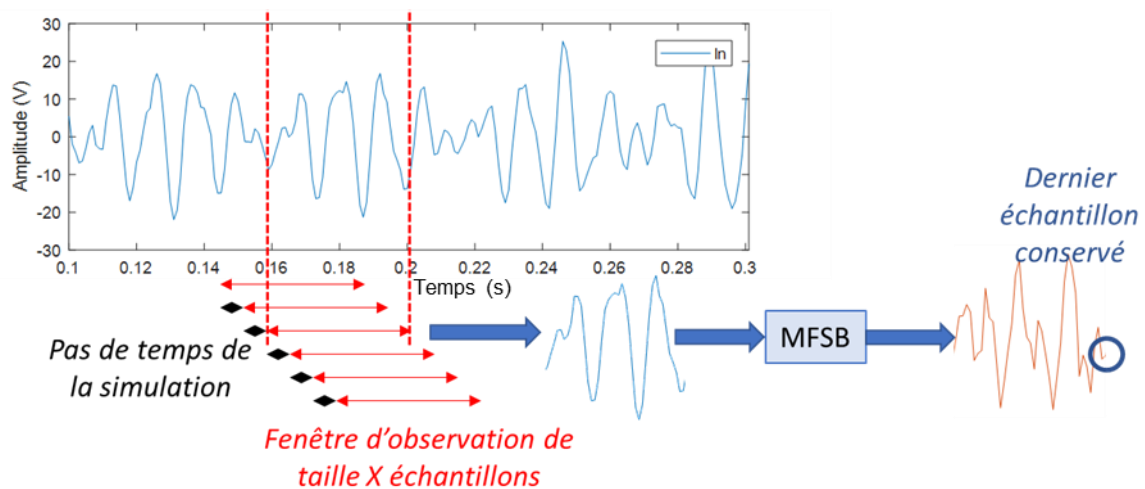


Figure 5-8 : Représentation du traitement d'une fenêtre d'observation d'un signal In par le simulateur électrique

5.4.3.2 Création du modèle Simulink

Afin de rendre le processus de calculs le plus efficace, deux étapes sont réalisées au préalable dans le cadre de cette preuve de concept :

- **La création du schéma blocs Simulink. Il représente les chemins de propagation sur le réseau** des signaux CPL injectés et des bruits conduits vers les récepteurs CPL. La Figure 5-9 fournit un exemple pour deux sources de signal et un récepteur. Chaque bloc Simulink appelé « MFSB », pour « Modélisation Fréquentielle Signal Bruit », correspond à un chemin de propagation du signal. Son contenu et sa signification sont détaillés par la suite.

La création du schéma bloc pourrait être automatisée en utilisant la représentation du réseau et la position des générateurs et récepteurs de signaux électriques.

- **Le calcul des fonctions de transfert** correspondant à ces chemins de propagation. Celles-ci sont considérées constantes pendant toute la durée de la simulation, et chacune d'elle est associée au bloc Simulink « MFSB » correspondant à son chemin de propagation.

Si des évènements électriques, comme la connexion ou la déconnexion de tout ou une partie d'une installation électrique, intervenaient, une mise à jour des fonctions de transfert serait nécessaire. Cette fonction n'a pas été implémentée.

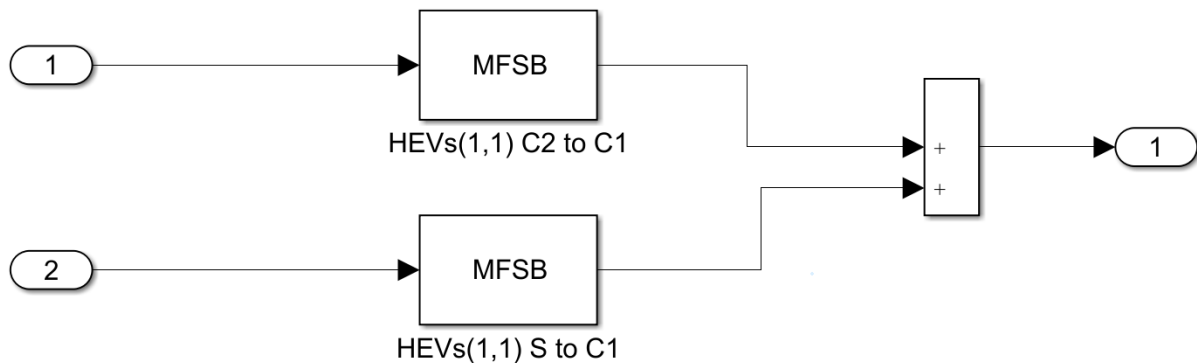


Figure 5-9 : Illustration de l'implémentation dans Simulink pour deux sources monophasées, l'émetteur CPL (S) et la Charge 2 (C2), vers la Charge 1 (C1) (Figure 5-3)

L'essentiel des **traitements réalisés à chaque pas de temps et décrits au paragraphe précédent** (§5.4.3.1) est contenu dans les bloc Simulink « s-fonction » [83] taggués « MFSB », pour « Méthode Fréquentielle appliqués aux Signaux CPL et Bruits » : **pour le chemin de propagation considéré, chaque bloc contient l'enchaînement des fonctions réalisant les étapes 1 à 4 de transformations temps-fréquence, application des fonctions de transfert et sélection du dernier échantillon.**

Chaque bloc « MFSB » gère également la phase d'initialisation et le remplissage du buffer de données nécessaire à la réalisation des calculs de DFT à chaque pas de temps. Le buffer de données correspond à la fenêtre d'observation d'un signal. La taille est choisie de manière cohérente avec la résolution fréquentielle des fonctions de transfert. Elle est par exemple de 0,4 ms pour une résolution de 2,5 kHz, soit 400 échantillons pour un pas de cosimulation de 1 μ s.

Le bloc additionneur réalise l'étape 5 superposant les valeurs temporelles des signaux obtenus.

La formalisation de tels modèles Simulink est directement transposable en FMU [82] pour une intégration dans une cosimulation à pas de temps constant.

A noter que l'implémentation proposée dans le paragraphe 5.4.3 est simple à réaliser dans Simulink dans une logique de schéma blocs, mais elle pourrait être optimisée entre termes de besoins calculatoires. Il s'agirait de modifier l'ordre des étapes 3 à 5 pour se conformer au schéma d'ensemble présenté à la Figure 5-7, c'est-à-dire d'abord de superposer les spectres, puis de réaliser la transformation inverse, et enfin de sélectionner le dernier échantillon. Les résultats obtenus sont toutefois strictement identiques quelle que soit l'implémentation choisie.

Ces optimisations seront à considérer dans le cadre de travaux d'automatisation du processus de génération du modèle Simulink à partir de la plateforme DisNetSimPI. Cela permettra de disposer d'une suite d'outils logiciels complètement intégrée.

5.5 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre une approche de modélisation de la propagation d'un signal haute fréquence sur un réseau électrique dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL complet. Cette approche permet de représenter un réseau électrique basse tension et les phénomènes de propagation associés à plusieurs sources de signal CPL ou de bruit conduit dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.

Une preuve de concept de cette méthode a été implémentée avec succès dans Simulink. Ces travaux permettront d'intégrer ces algorithmes facilement dans des FMU et de les utiliser dans la cosimulation d'un système CPL complet. Il reste à automatiser le processus de génération du modèle Simulink à partir de la plateforme DisNetSimPI pour disposer d'une suite d'outils logiciels complètement intégrée.

Les tests réalisés avec la méthode d'intégration continue du simulateur électrique ont mis en évidence les éléments suivants :

- La taille de la fenêtre d'observation du signal T_{obs} doit être choisie en cohérence avec la résolution fréquentielle souhaitée ΔF , de sorte que $T_{obs} = 1/\Delta F$. Par exemple pour un pas de cosimulation de 1 μs et une résolution fréquentielle de 2,5 kHz, cela implique d'utiliser une fenêtre d'observation de 0,4 ms, soit 400 échantillons.
- La résolution fréquentielle des fonctions de transfert calculées doit être adaptée à celle des spectres des signaux temporels déterminés par DFT.

Il conviendra également de vérifier l'intérêt ou non d'utiliser des fenêtres de pondération (Blackman, Hamming, Hann...) différentes des fenêtres rectangulaires, ainsi que de s'assurer de la préservation de la cohérence du signal temporel obtenu à l'issue du processus de simulation.

En complément de ces travaux d'amélioration et d'automatisation, d'autres axes de recherche pourraient également être considérés, comme valider les résultats obtenus par des mesures, poursuivre les travaux de cosimulation selon une intégration événementielle, ou encore chercher à approximer les fonctions de transfert déterminées par un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR filter) [84] [85] [86] (Figure 5-10). Pour ce dernier cas, si des approximations pertinentes étaient obtenues, ces filtres numériques pourraient avantageusement remplacer le coûteux processus de transformation temps-fréquence actuellement utilisé.

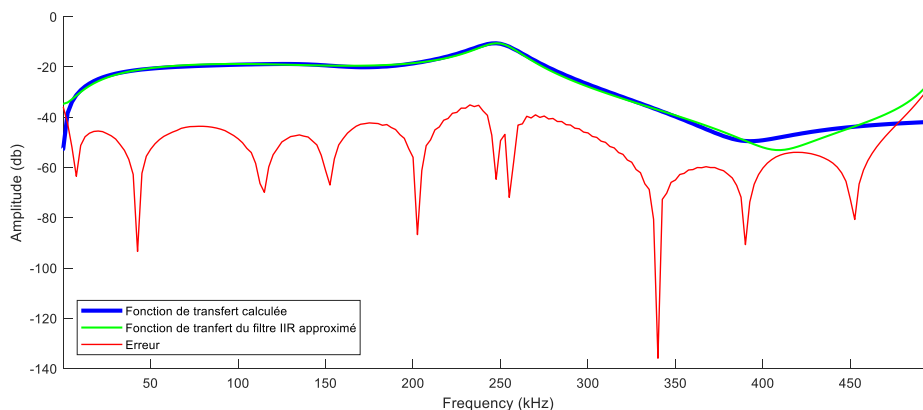


Figure 5-10 : Exemple d'approximation d'une fonction de transfert calculée par un filtre IIR stable

Conclusion générale et perspectives

Les réseaux électriques actuels sont devenus intelligents grâce à l'introduction des technologies de l'information et de la communication. Ces réseaux utilisent plusieurs technologies qui fournissent aux gestionnaires de réseau et aux clients de nouveaux services. Parmi ces technologies, nous trouvons les technologies de communication CPL utilisées pour le comptage communicant.

Les technologies CPL utilisent les réseaux électriques existants pour transmettre des données numériques de manière maîtrisée à moindre coût. Mais l'utilisation des réseaux électriques comme support de transmission impacte les performances des communications CPL : elles dépendent de la topologie du réseau ainsi que des appareils électriques qui y sont branchés et des signaux parasites qu'ils génèrent.

Dans ce contexte, il s'avère nécessaire de développer des moyens de diagnostic et de modélisation des systèmes CPL afin de pouvoir identifier les difficultés liées à la propagation des signaux de communication sur les réseaux électriques. Cela passe notamment par la mise au point d'un jumeau numérique d'un système CPL complet réalisant la simulation conjointe de la pile protocolaire CPL et du réseau électrique basse tension et de ses composants dans la gamme de fréquence de 9 à 500 kHz.

1. Synthèse des travaux de la thèse

L'enjeu de cette thèse est de développer les modèles et méthodes de calcul permettant de représenter la partie électrique des systèmes de communications CPL selon une approche déterministe et de les implémenter dans un logiciel de simulation électrique. Pour atteindre cet objectif, nous avons décomposé les travaux en plusieurs étapes.

Dans un premier temps, nous avons retenu une approche bottom-up pour la modélisation et la simulation du réseau électrique dans les fréquences CPL. Applicable à toutes les topologies du réseau, elle nécessite de connaître les propriétés physiques des ouvrages et équipements du réseau pour les modéliser de manière individuelle dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 500 kHz. Nous nous sommes intéressés en particulier aux câbles électriques, aux équipements électriques ainsi qu'aux générateurs de signaux et de bruits. Ceci nous a permis de constituer une première bibliothèque contenant des modèles génériques adaptés à tous ces types de composants. Les caractéristiques de ces modèles ont été déterminées, pour plusieurs composants de chaque type, par mesures au sein du laboratoire CPL d'EDF R&D.

Les modèles des composants d'un réseau ne sont pas directement utilisables pour étudier la propagation des signaux CPL : un outil qui (i) assemble ces modèles individuels pour s'adapter à n'importe quelle topologie complexe de réseaux basse tension et (ii) réalise des calculs de propagation de ces signaux entre n'importe quelle paire de nœuds émetteur et récepteur est nécessaire. Nous avons donc développé dans un second temps un algorithme de calcul des fonctions de transfert adapté à nos modèles. Cet algorithme s'adapte à toutes les topologies de réseau BT ainsi qu'à tous les types de charge. Puis, nous avons implémenté cet algorithme au sein d'une plateforme de simulation des réseaux électriques développée par EDF R&D.

Cet algorithme a été validé dans différentes configurations expérimentales mises en œuvre au sein du laboratoire CPL. Les fonctions de transferts calculées ont été comparées avec celles obtenues par deux approches concurrentes (approche circuit et approche de matrice de chaîne) ainsi qu'avec des mesures réalisées en laboratoire dans des conditions identiques. Cette comparaison nous a permis de vérifier la pertinence, la généralisation et la précision de notre approche : des écarts inférieurs à 0,5 dB pour les modes directs ($i \rightarrow i$) et inférieurs à 3 dB pour les modes couplés ($i \rightarrow j$) ont été observés pour la quasi-totalité des configurations réseau testées dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.

Enfin, nous avons développé une première méthodologie permettant d'intégrer notre simulateur dans la cosimulation d'un système CPL complet. Grâce à ces travaux, nous disposons d'un simulateur électrique adapté à toute topologie de réseau de distribution BT, dont les résultats sont interprétables par un outil de simulation télécom mettant en œuvre un modèle de la pile protocolaire CPL G3 complète, soit les couches ISO/OSI physiques, liaison de données, réseau, transport et application, dans le cadre d'une cosimulation.

2. Perspectives

A la suite de ces travaux de thèse, plusieurs champs d'actions, de développement et d'investigation peuvent être considérés.

Une des premières actions pourrait être d'enrichir la bibliothèque des composants. Si plusieurs composants de chaque type ont été caractérisés et intégrés au sein de la bibliothèque de modèles de notre outil lors de la thèse, il reste encore de nombreux types de câbles et de transformateurs présents sur les réseaux BT qui n'ont pas été caractérisés.

Au cours des travaux de thèse, nous avons également constaté l'impact de l'environnement (support, type de pose...) sur les caractéristiques primaires des câbles. Il serait intéressant d'étudier plus en détails ces phénomènes dans diverses conditions de pose réelles et de caractériser la sensibilité des calculs de propagation aux variations constatées.

De même, les installations électriques des clients basse tension présentent une grande diversité. Ces clients sont habituellement classés en différentes catégories par les distributeurs ou les fournisseurs d'énergie électrique, mais même au sein de ces catégories existent une forte variabilité des usages connectés, et donc de leur impact tant en termes d'impédance et de génération bruit. Des investigations pourraient ainsi être menés pour représenter les installations clients par différentes classes de modèles d'impédances et de bruit. Les modèles ainsi déterminés pourraient ensuite alimenter la bibliothèque de notre simulateur.

Les travaux réalisés dans cette thèse ont permis de développer les bases pour l'intégration du système électrique dans le cadre de la cosimulation d'un système CPL complet. Il conviendrait de poursuivre ces travaux en vérifiant l'intérêt ou non d'utiliser des fenêtres de pondération (Blackman, Hamming, Hann...), ainsi que de s'assurer de la préservation de la cohérence du signal temporel obtenu à l'issue du processus de simulation. La possibilité d'utiliser des filtres numériques qui approximerait les fonctions de transfert déterminées pourrait aussi être considérée. Ces travaux permettraient des gains en performances calculatoires potentiellement importants.

Des travaux de développement complémentaires pourraient également être réalisés pour automatiser la transition de l'étape de calculs des fonctions de transfert au sein de notre simulateur, vers son portage au sein de Simulink. Cette automatisation permettrait de générer en quelques clics une FMU représentant le comportement fréquentiel d'un système électrique basse tension.

Pour aller plus loin dans les travaux de cosimulation d'un système CPL complet, il sera nécessaire de modéliser la pile protocolaire CPL, de simuler les signaux temporels qu'elle injecte sur le réseau et de rendre les modèles télécom compatibles avec le standard FMI lors de la phase de couplage avec notre simulateur.

Annexes

Annexe A. Caractérisation des charges

A.1. Procédure de mesure des impédances des appareils électriques

Les impédances des appareils domestiques dépendent de leur état de fonctionnement (ON, OFF, en veille...). Les appareils doivent donc faire l'objet de mesures sous tension lors de leur caractérisation ([23] et [67]).

Nous présentons à la Figure A-1 le banc de mesure de l'impédance d'entrée d'un équipement électrique sous test (EST). Il met en œuvre :

- le réseau électrique de 230V ;
- un transformateur d'isolement qui assure l'isolation du banc de test des perturbations du réseau et la mise en œuvre d'un régime de neutre IT nécessaire à l'utilisation du RSIL ;
- un réseau stabilisateur d'impédances de ligne (RSIL) qui stabilise l'impédance du réseau vue par le banc de test ;
- un coupleur qui filtre le signal 50 Hz et assure l'isolation galvanique entre VNA et le reste du banc de test ;
- un VNA qui mesure le coefficient de réflexion en puissance S_{11} pour en déduire l'impédance d'entrée d'une charge ;
- un ordinateur qui contrôle le VNA et assure le post traitement des données mesurées.

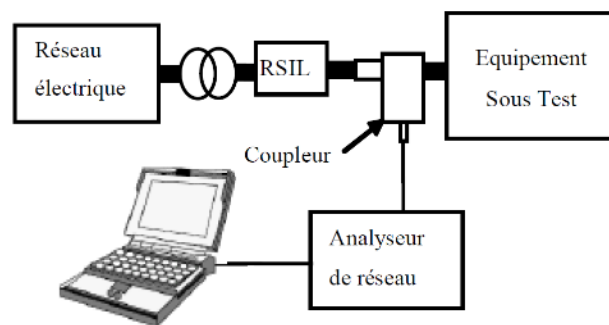


Figure A-1 : Banc de mesure de l'impédance d'entrée des appareils domestiques

L'impédance d'entrée de l'EST, Z_{EST} , est obtenue après plusieurs étapes :

- Mesure de l'impédance de référence d'entrée, Z_{ref} , correspondant à l'impédance de l'ensemble composé par le réseau, le RSIL et le transformateur d'isolement.
- Mesure de l'impédance totale, Z_{tot} , correspondant à l'impédance totale de l'EST en parallèle avec l'impédance de référence d'entrée Z_{ref} .
- L'impédance de l'appareil Z_{EST} est calculée en utilisant la relation (A-1).

$$Z_{EST} = \frac{Z_{tot} * Z_{ref}}{Z_{ref} - Z_{tot}}$$

(A-1)

A.2. Caractérisation fréquentielle des charges calibrées

Nous présentons dans ce paragraphe, les impédances de quelques charges statiques, c'est-à-dire dont le comportement n'évolue pas avec le temps contrairement aux appareils présentés au paragraphe précédent.

Ces charges statiques n'ont pas comme objectif de représenter précisément des catégories d'appareils actuellement connectées au réseau. Elles sont utilisées de sorte à faciliter la réalisation des essais, à maîtriser les conditions de test et à créer des phénomènes de résonance ou des pics d'atténuation qui permettent de tester les capacités de représentation de la méthodologie développée.

Les impédances de ces charges ont toutes été caractérisées à l'aide d'un RLC-mètre pour 201 fréquences régulièrement espacées dans la bande de 9 à 500 kHz.

A.2.1. Résistance de 50 Ω

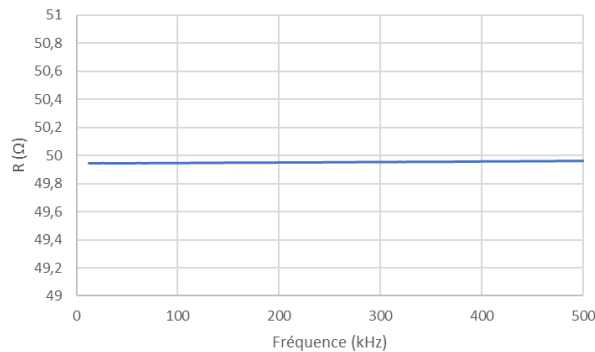


Figure A-2 : Résistance de 50 Ω

La Figure A--2 montre que la résistance est presque constante dans toute la bande de fréquence considérée, avec 0,1% d'écart par rapport à la valeur de résistance attendue.

A.2.2. Inductances calibrées

Deux bobines ont été conçues au sein du laboratoire Qualité de l'Electricité d'EDF R&D (Figure A-3), avec comme objectif de maîtriser la valeur de leur inductance sur une large plage de fréquence. Ces bobines ont été utilisées seules ou assemblées lors des tests réalisés dans le cadre de ces travaux.

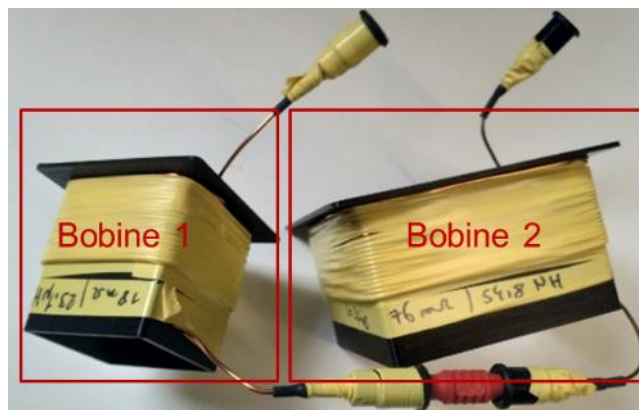


Figure A-3 : Bobines carrées en série fabriquées sur mesure au sein du laboratoire Qualité de l'Electricité d'EDF R&D

A.2.2.1. Bobine 1 – L1

La Figure A-4 illustre l'évolution des parties résistive $R_{L1}(f)$ et inductive $L_{L1}(f)$ de l'impédance $Z_{L1}(f)$ de la bobine 1, telle que $Z_{L1}(f) = R_{L1}(f) + j2\pi fL_{L1}(f)$.

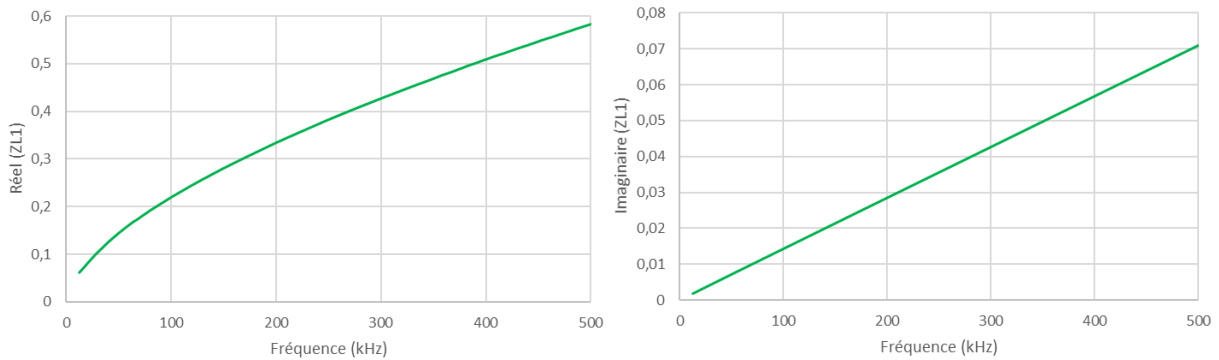


Figure A-4 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la bobine Z_{L1}

A.2.2.2. Bobine 2 – L2

La Figure A-5 illustre l'évolution des parties résistive $R_{L2}(f)$ et inductive $L_{L2}(f)$ de l'impédance $Z_{L2}(f)$ de la bobine 2.

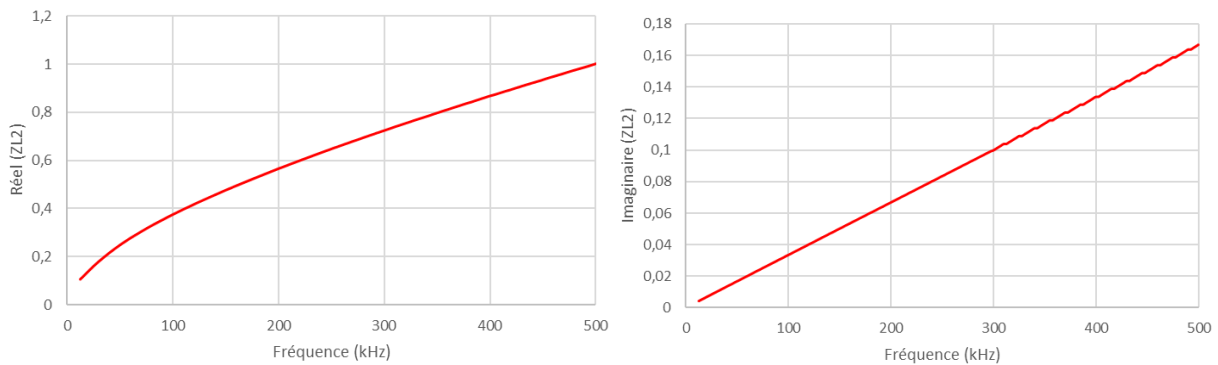


Figure A-5 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la bobine Z_{L2}

A.2.2.3. Série de deux bobines - L

La Figure A-6 illustre l'évolution des parties résistive $R_L(f)$ et inductive $L_L(f)$ de l'impédance $Z_L(f)$ de de l'assemblage en série des bobines 1 et 2.

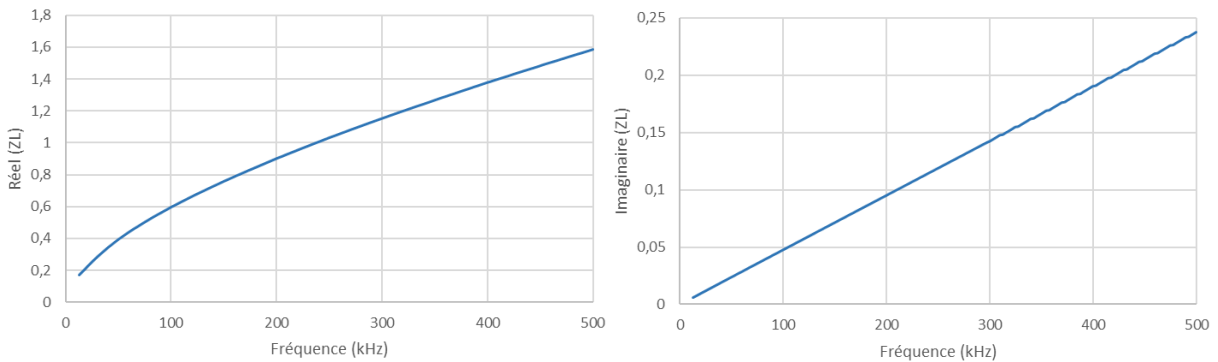


Figure A-6 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la série de deux bobines Z_L

A.2.3. Capacité C de 1000 pF

Nous avons mesuré pour chaque fréquence les parties conductive $G_c(f)$ et capacitive $C_c(f)$ d'une capacité de 1000 pF. Elles constituent son admittance complexe $Y_c(f)$, telle que $Z_c(f) = \frac{1}{Y_c(f)} = \frac{1}{G_c(f) + j2\pi f C_c(f)}$. L'évolution des parties réelle et imaginaire de $Z_c(f)$ est présentée à la Figure A-7.

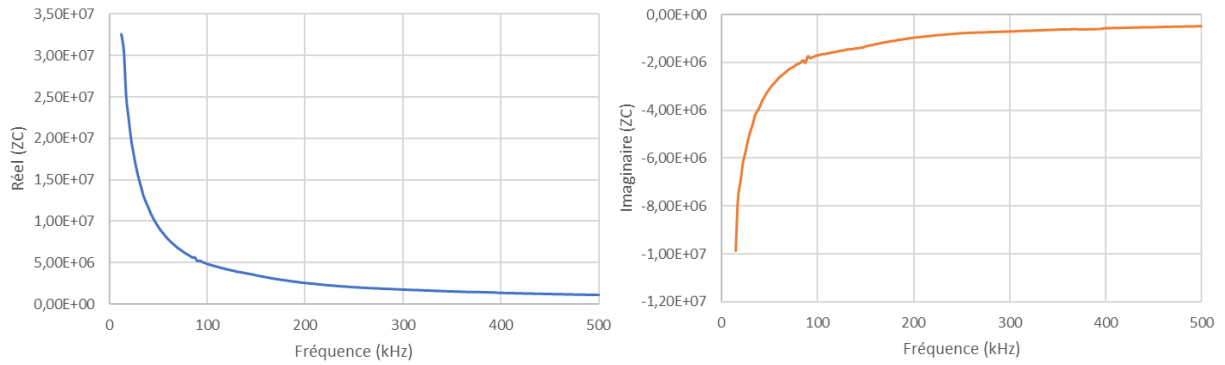


Figure A-7 : Variation fréquentielle des parties réelle (gauche) et imaginaire (droite) de l'impédance de la capacité Z_c

Annexe B. Modélisation simplifiée et couplé du câble asymétrique

Les paramètres primaires des modèles simplifié et couplé du câble symétrique ont été présentés dans les paragraphes 2.2.2.1 et 2.2.2.2. Nous présenterons ici les paramètres primaires de chacun de deux modèles du câble asymétrique.

B.1. Paramètres du modèle simplifié du câble souterrain asymétrique

En appliquant les mêmes étapes de mesure, les paramètres du modèle LS du câble asymétrique de 20 mètres ont été mesurés. Les paramètres primaires linéiques sont présentés à la Figure B-1.

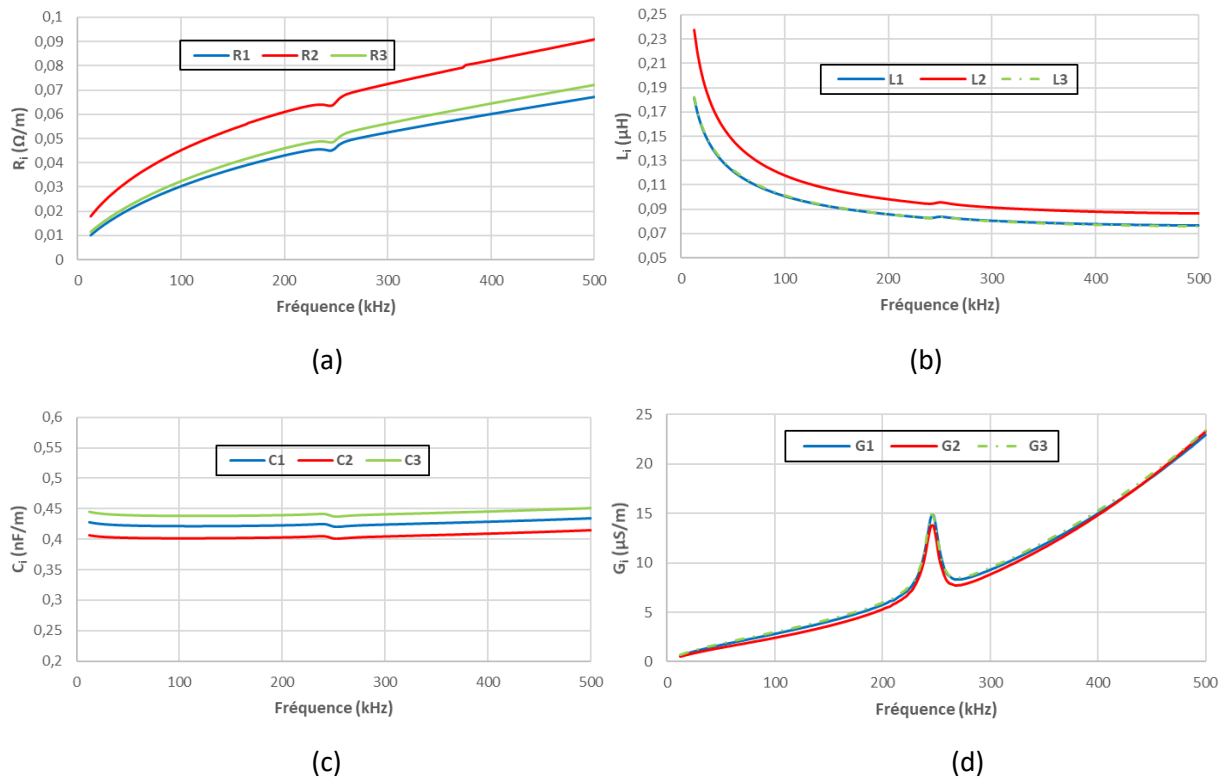


Figure B-1 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain asymétrique selon l'approche LS

Similairement au câble souterrain symétrique, nous constatons que :

- les résistances R_i et les conductances G_i augmentent avec la fréquence, les inductances L_i diminuent avec la fréquence et les capacités C_i sont presque constantes ;
- la résistance et l'inductance de la ligne NP_2 sont plus élevées que les résistances et les inductances des lignes NP_1 et NP_3 ;
- la capacité de la ligne NP_2 est inférieure à celles des lignes de transmission NP_1 et NP_3 ;
- des résonances à une fréquence autour de 247 kHz sont présentes sur toutes les grandeurs mesurées.

B.2. Paramètre du modèle couplé du câble souterrain asymétrique

Les résultats de mesure des paramètres primaires linéiques du modèle couplé du câble souterrain asymétrique sont présentés à la Figure B-2.

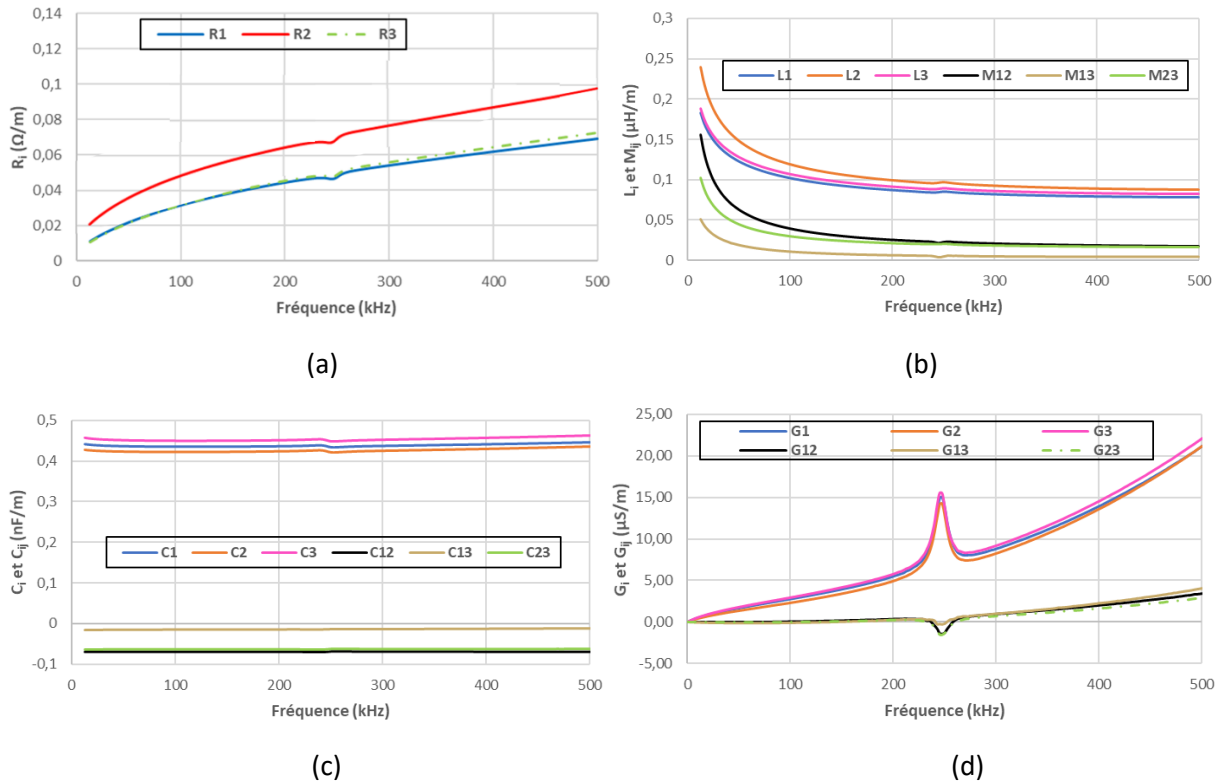


Figure B-2 : Paramètres primaires linéiques du câble souterrain asymétrique selon l'approche LC

Comparé au modèle simplifié, un comportement similaire de ces grandeurs est observé. Nous retrouvons notamment la résonance illustrant les interactions du câble avec son milieu autour de 247 kHz

Annexe C. Relations mathématiques entre les paramètres de deux modèles des câbles électriques

C.1. Rappel des modèles de câbles

Le modèle couplé (LC) d'un câble peut être représenté selon deux circuits équivalents :

1. l'un est une représentation quatre fils pour lequel les impédances liées au conducteur de neutre sont explicites (Figure C-1),
2. l'autre est une représentation triphasée où les impédances du conducteur de neutre sont intégrées aux impédances des phases (Figure C-2).

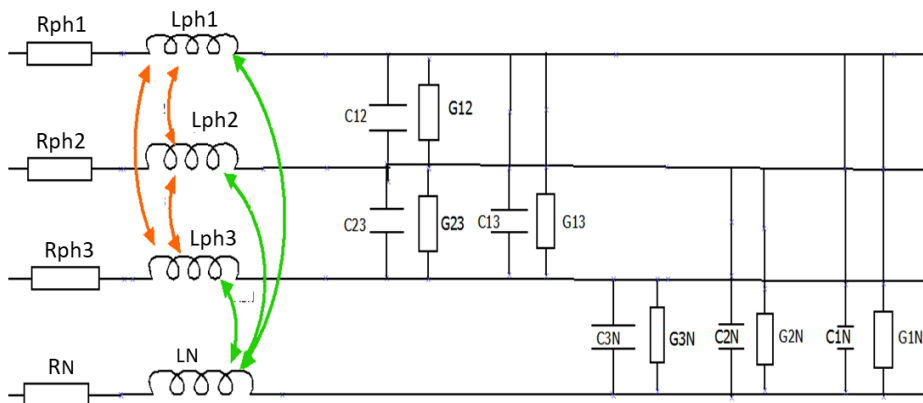


Figure C-1: Circuit équivalent (1) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC

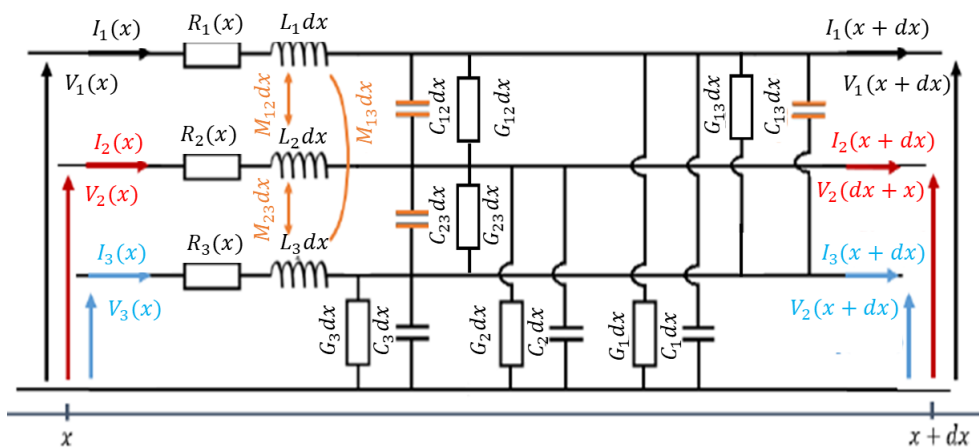


Figure C-2 : Circuit équivalent (2) d'un câble triphasé de longueur dx selon le modèle LC

C.2. Relation de passage entre les deux modèles

Les résistances R_i du second modèle sont la somme des résistances de chaque phase R_{phasei} et R_{neutre} du premier modèle (C-1) :

$$R_i = R_{phi} + R_N \quad (C-1)$$

Les inductances L_i du second modèle s'expriment en fonction des inductances propres et mutuelles du premier modèle en utilisant l'équation (C-2) :

$$L_i = L_{phi} + L_N - 2M_{iN} \quad (C-2)$$

Les mutuelles du second modèle peuvent être exprimées en fonction des mutuelles et de l'inductance du neutre du premier modèle selon l'équation (C-3) :

$$M_{ij}(1) = M_{ij}(2) - M_{iN} - M_{jN} + L_N \quad (C-3)$$

Les capacités et les conductances du second modèle sont les mêmes du premier modèle, les relations entre conducteurs étant identiques.

Annexe D. Validation de l'algorithme de calcul

D.1. Introduction

Un grand nombre de configurations de réseau et de charges a été testé afin de valider l'algorithme développé lors de nos travaux de thèse. Nous présentons ici des résultats complémentaires à ceux présentés au Chapitre 4 obtenus pour d'autres configurations.

Pour chaque configuration :

- On associe jusqu'à quatre câbles souterrains triphasés de longueurs et types (symétrique et asymétrique) différents dont les caractéristiques géométriques sont indiquées au §2.2.1. Chaque câble a préalablement été caractérisé par la méthode décrite au §1.2.3.4.2.
- Côté émission (nœud A, sauf cas spécifique), un signal de 1 V est injecté entre la phase 1 et le neutre, tandis que les autres conducteurs sont laissés en circuit-ouvert. Ceci est valable quelle que soit la configuration considérée.
- Côté réception (nœud B, sauf cas spécifique), différents types de charges sont connectés.
- On détermine de deux manières les fonctions de transfert $H_{\frac{V_s}{E}1j}(f)$ correspondant à une transmission par la ligne de transmission NP_1 et une réception par les différentes lignes NP_i ($i = 1, 2$ ou 3) :
 - Simulation de la fonction de transfert à l'aide de l'algorithme de calcul développé ;
 - Mesure à l'aide d'un VNA.

Les résultats obtenus pour douze configurations sont présentés et comparés dans les paragraphes suivants. Les écarts observés entre simulation et mesure nous permettent de conclure sur la pertinence de notre démarche, ainsi que sur la validité de la méthode de calcul développée et son implémentation dans la plateforme de simulation DisNetSimPI.

D.2. Configuration 1

D.2.1. Description de la configuration

Pour la première configuration, nous considérons un câble asymétrique de 30 mètres (Figure D-1).

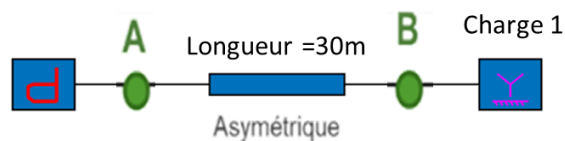


Figure D-1 : Configuration 1

Pour chaque fréquence considérée, les conditions aux limites considérées sont données par l'équation (D-1).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_c(f) & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-1)$$

Où : $[E]$ et $[Z_e]$ représentent respectivement les matrices de force électromotrice et d'impédance interne du générateur ;
 $[Z_{Load1}]$ est la matrice des impédances à la sortie du câble ;
 $Z_c(f)$ représente l'impédance de la capacité de 1000pF (Annexe A).

D.2.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert obtenues par simulation et par mesure sont présentées dans la Figure D-2. Les valeurs maximales des écarts entre les courbes sont fournies dans le Tableau D-1.

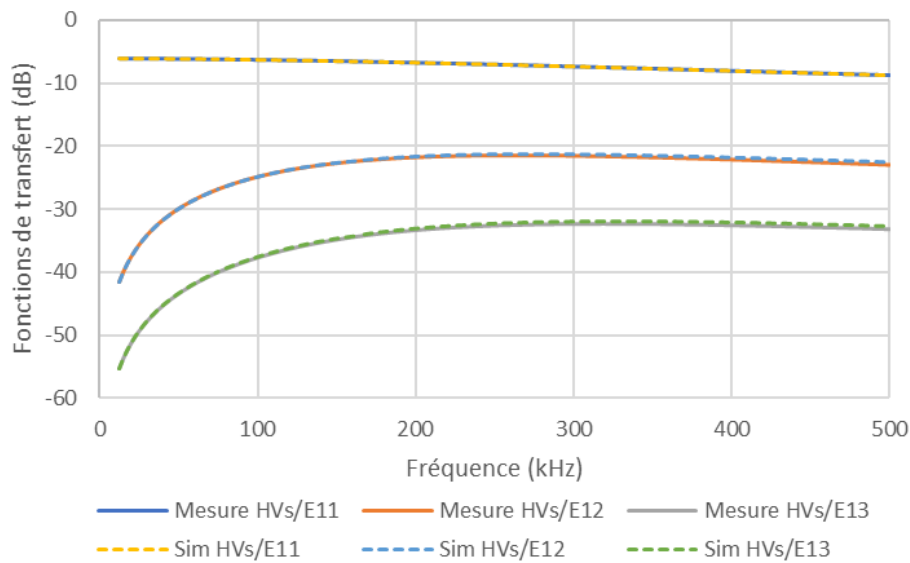


Figure D-2 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E_{1r}}$ – configuration 1

	$H_{V_s/E_{11}}$	$H_{V_s/E_{12}}$	$H_{V_s/E_{13}}$
Ecart max	0,064	0,372	0,44

Tableau D-1 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 1

D.3. Configuration 2

D.3.1. Description de la configuration

Comme illustrée dans la Figure D-3, la configuration 2 est composée d'un câble asymétrique de longueur de 20 mètres.

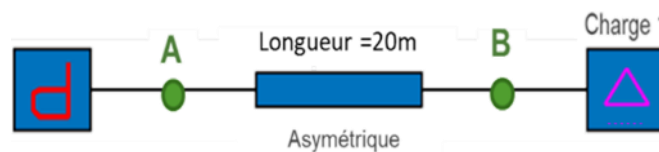


Figure D-3 : Configuration 2

Les conditions aux limites associés à cette configuration sont données par l'équation (D-2).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} CO & 50 & 50 \\ 50 & CO & 50 \\ 50 & 50 & CO \end{bmatrix} \quad (D-2)$$

D.3.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

La Figure D-4 présente les fonctions de transfert obtenues dans la configuration 2 à partir des simulations et des mesures réalisées avec le VNA. Les valeurs maximales des écarts sont présentées dans le Tableau D-2.

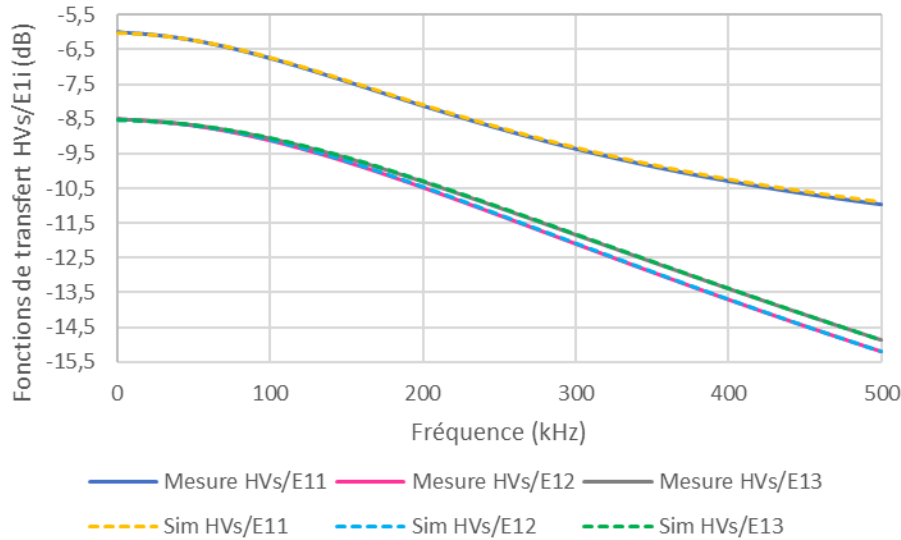


Figure D-4 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E1i}$ – configuration 2

	$H_{V_s/E11}$	$H_{V_s/E12}$	$H_{V_s/E13}$
Ecart max	0,075	0,033	0,028

Tableau D-2 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 2

D.4. Configuration 3

D.4.1. Description de la configuration

La configuration 3 est présentée en Figure D-5.

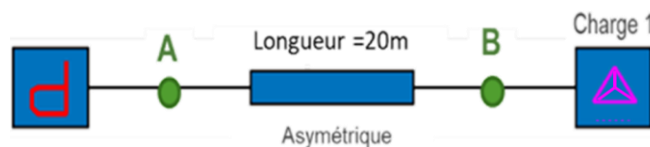


Figure D-5 : Configuration 3

Les conditions aux limites associées aux nœuds A et B sont données par l'équation (D-3).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{load1}] = \begin{bmatrix} 50 & Z_{L2}(f) & Z_{L1}(f) \\ Z_{L2}(f) & 50 & 50 \\ Z_{L1}(f) & 50 & 50 \end{bmatrix} \quad (D-3)$$

Les valeurs des impédances fréquentielles $Z_{L1}(f)$ et $Z_{L2}(f)$ des bobines L_1 et L_2 ont été mesurées en utilisant le RLC-mètre tel que décrit dans l'Annexe A.

D.4.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert mesurées et simulées sont comparées à la Figure D-6. Les écarts maximaux sur toute la bande de fréquence sont donnés dans le Tableau D-3.

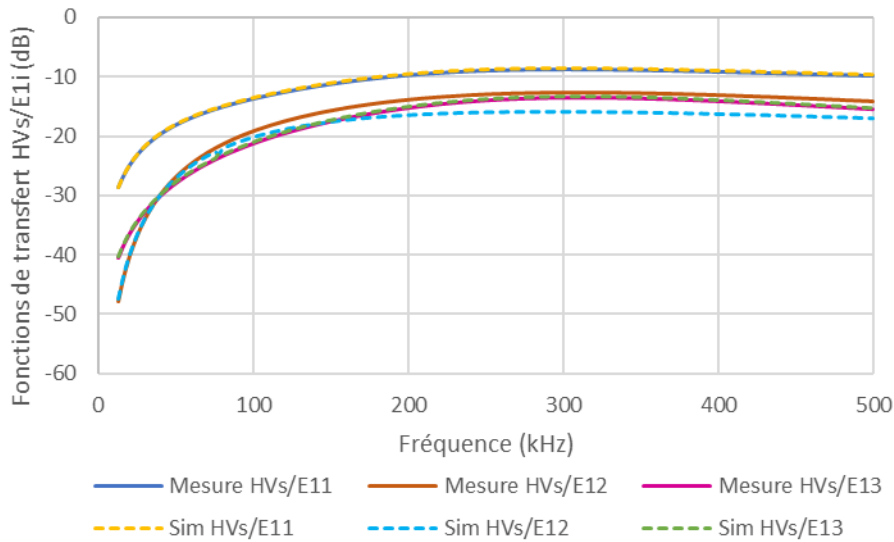


Figure D-6 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E1i}$ – configuration 3

	$\frac{H_{V_s/E11}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E12}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E13}}{E}$
Ecart max	0,195	3,253	0,514

Tableau D-3 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 3

D.5. Configuration 4

D.5.1. Description de la configuration

Deux câbles souterrains de longueurs de 20 et de 30 mètres sont connectés en série dans la configuration 4 (Figure D-7).

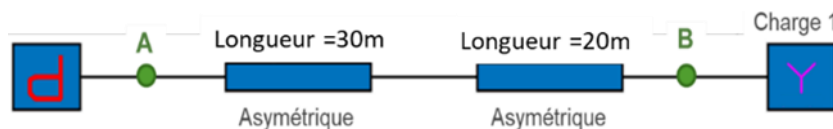


Figure D-7 : Configuration 4

Les conditions aux limites dans cette configuration sont données par l'équation (D-4).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-4)$$

Nous avons testé deux scénarios dans cette configuration :

- Le 1^{er} correspond à une émission au niveau du nœud A et une réception au niveau du nœud B ;
- Le 2^{ème} correspond à une émission au niveau du nœud B et une réception au niveau du nœud A.

D.5.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert – scénario 1

La Figure D-8 présente les fonctions de transfert obtenus pour le 1^{er} scénario résultant de la simulation et des mesures réalisées à l'aide du VNA, et le Tableau D-4 présente les écarts entre les simulations et les mesures.

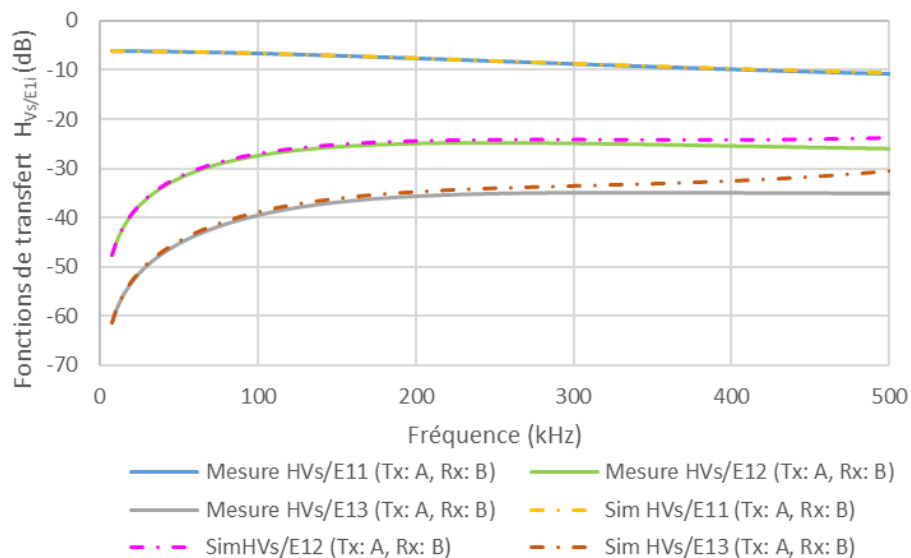


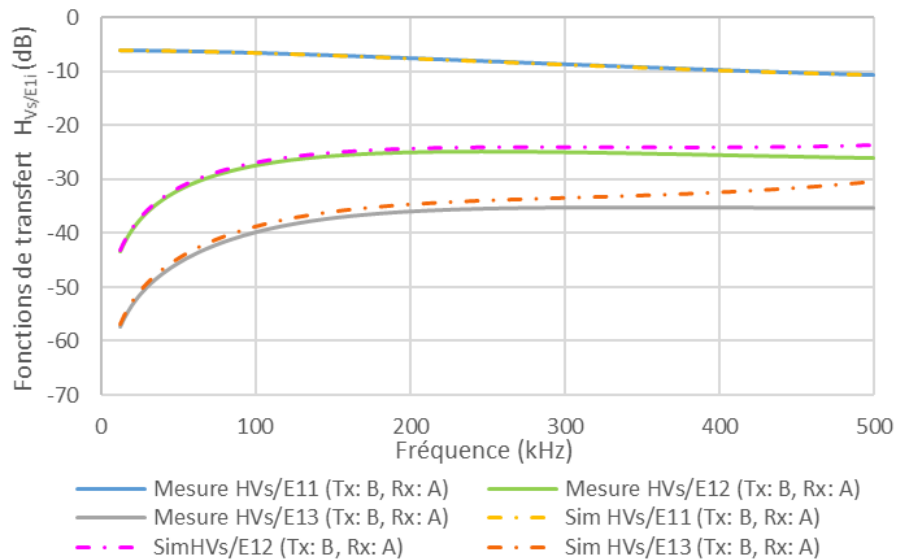
Figure D-8 : Fonctions de transfert mesurées et simulées – Configuration 4 – scénario 1

	$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
Écart max	0,074	2,22	4,67

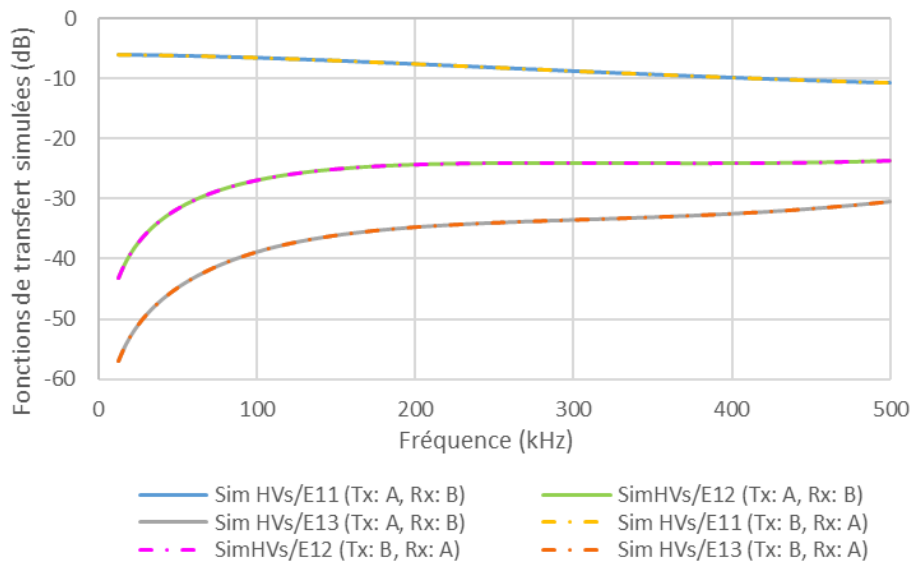
Tableau D-4 : Écarts maximaux (dB) entre mesures et simulations – Configuration 4 – scénario 1

D.5.3. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert – scénario 2

Les résultats obtenus pour le 2^{ème} scénario sont très similaires à ceux obtenus auparavant pour le 1^{er} scénario (Figure D-9).



En complément, nous vérifions ainsi que les fonctions de transfert sont indépendantes de la direction d'émission du signal pour une géométrie du support bipolaire, ce qui est vérifié par une superposition parfaite des courbes simulées (Figure D-10), et quasi-parfaite de celles mesurées (Figure D-11).



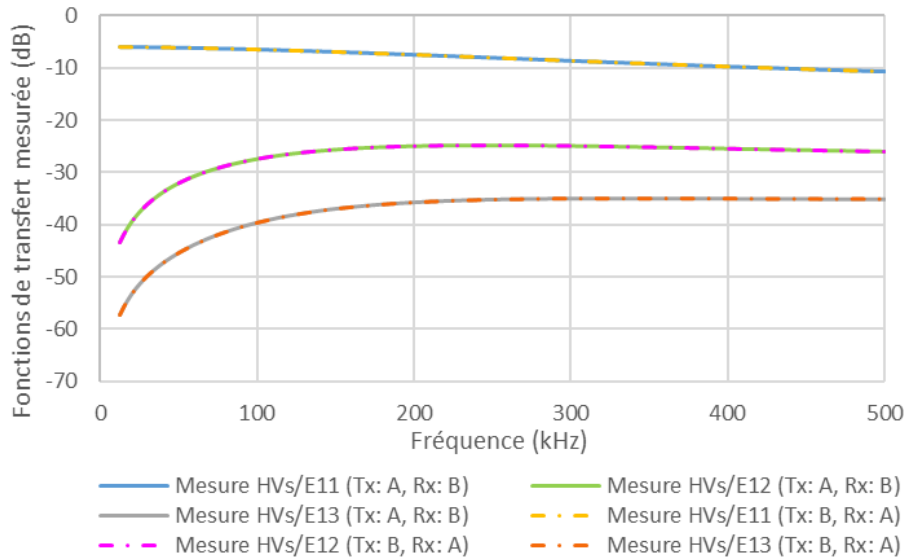


Figure D-11 : Comparaison des fonctions de transfert mesurées pour les deux scénarios – configuration 4

D.6. Configuration 5

D.6.1. Description de la configuration

La configuration 5 (Figure D-12) est similaire d'un point de vue topologique à la configuration 4.

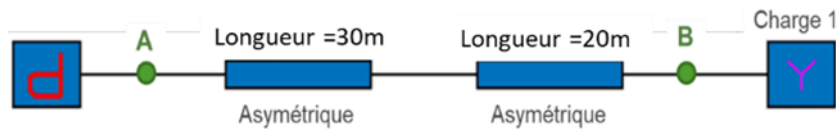


Figure D-12 : Configuration 5

Les conditions aux limites dans cette configuration sont exprimées par l'équation (D-5) dans la bande de [9-500kHz] :

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_c(f) & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-5)$$

$Z_c(f)$ représente l'impédance de la capacité de 1000pF (Annexe A).

D.6.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert mesurées et simulées dans la configuration 5 sont comparées à la Figure D-13. Les écarts maximaux sur toute la bande de fréquence sont donnés dans le Tableau D-5.

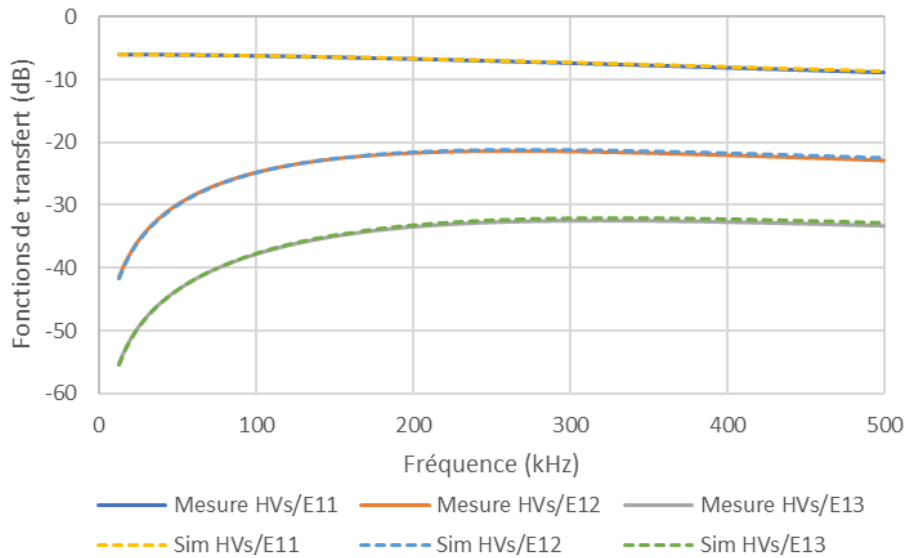


Figure D-13 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{Vs/E1}$ – configuration 5

	$\frac{H_{Vs,11}}{E}$	$\frac{H_{Vs,12}}{E}$	$\frac{H_{Vs,13}}{E}$
Ecart max	0,73	1,34	1,63

Tableau D-5 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 5

D.7. Configuration 6

D.7.1. Description de la configuration

Pour la première configuration, nous considérons un câble asymétrique de 30 mètres (Figure D-14).

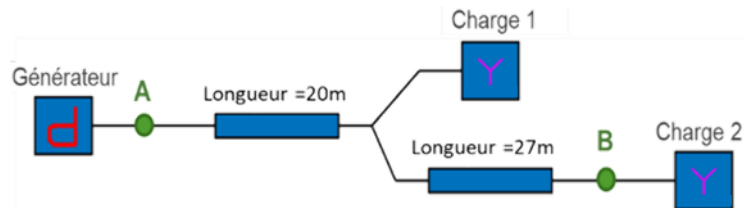


Figure D-14 : Configuration 6

Les conditions aux limites des trois du réseau sont exprimées à l'aide de l'équation (D-6).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & Z_c(f) & CO \\ CO & CO & Z_{L2}(f) \end{bmatrix}; [Z_{Load2}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-6)$$

D.7.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert mesurées avec le VNA et simulées dans la configuration 6 sont comparées à la Figure D-15.

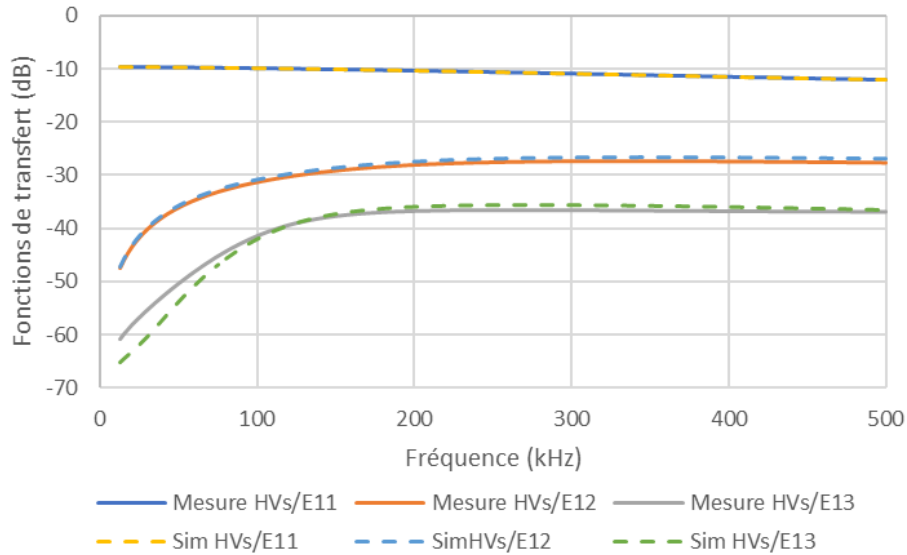


Figure D-15 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E1}$ – configuration 6

Les valeurs maximales des écarts entre les courbes sont fournies par le Tableau D-6.

- Pour les fonctions de transfert $H_{\frac{V_s}{E}11}$ et $H_{\frac{V_s}{E}12}$, les résultats de simulation et de mesure sont similaires sur toute la bande de fréquence ;
- Pour la fonction de transfert $H_{\frac{V_s}{E}13}$, les résultats sont proches au-delà de 100 kHz, mais pour des fréquences sous 100 kHz, nous constatons un écart maximal de 5.14dB à 25 kHz qui peut être lié à un problème de mesure.

	$H_{\frac{V_s}{E}11}$	$H_{\frac{V_s}{E}12}$	$H_{\frac{V_s}{E}13}$
Écart max	0,069	0,764	5,14

Tableau D-6 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 6

D.8. Configuration 7

D.8.1. Description de la configuration

La configuration 7 est similaire d'un point de vue topologique à la configuration 6.

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (D-7) :

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & 50 & 50 \\ 50 & 50 & 50 \\ 50 & 50 & 50 \end{bmatrix}; [Z_{Load2}] = \begin{bmatrix} CO & Z_{L1}(f) & Z_C(f) \\ Z_{L1}(f) & CO & Z_{L2}(f) \\ Z_C(f) & Z_{L2}(f) & CO \end{bmatrix} \quad (D-7)$$

D.8.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les fonctions de transfert obtenues par simulation et par mesure sont affichées dans la Figure D-16 et les écarts maximaux sont donnés dans le Tableau D-7.

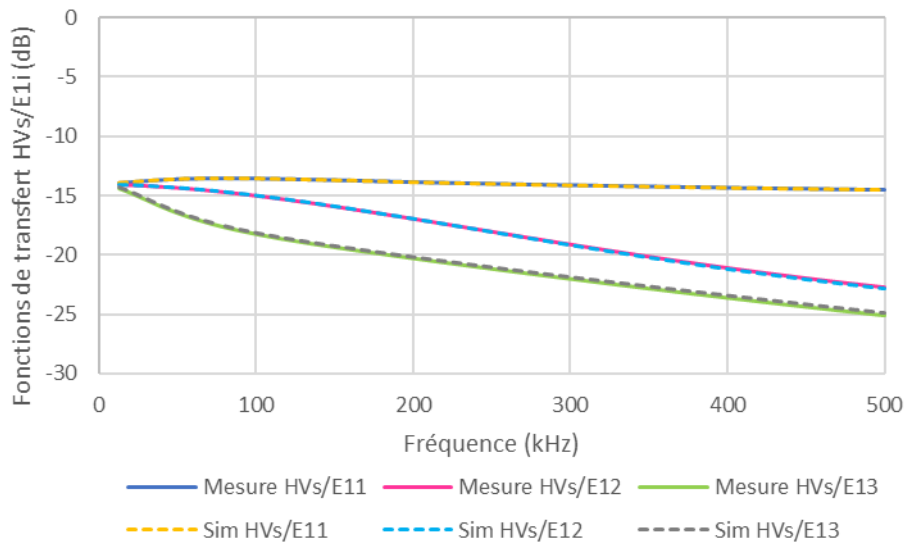


Figure D-16 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert HV_s/E1i – configuration 7

	$H_{\frac{V_s}{E}11}$	$H_{\frac{V_s}{E}12}$	$H_{\frac{V_s}{E}13}$
Ecart max	0,032	0,103	0,216

Tableau D-7 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 7

D.9. Configuration 8

D.9.1. Description de la configuration

La configuration 8 est également similaire d'un point de vue topologique à la configuration 6.

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (D-8).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} CO & Z_c(f) & Z_{L2}(f) \\ Z_c(f) & CO & Z_{L1}(f) \\ Z_{L2}(f) & Z_{L1}(f) & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load2}] = \begin{bmatrix} CO & 50 & 50 \\ 50 & CO & 50 \\ 50 & 50 & CO \end{bmatrix} \quad (D-8)$$

D.9.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

La Figure D-17 présente les fonctions de transfert obtenues dans la configuration 8 à partir des simulations et des mesures réalisées avec le VNA. Les valeurs maximales des écarts sont présentées dans le Tableau D-8.

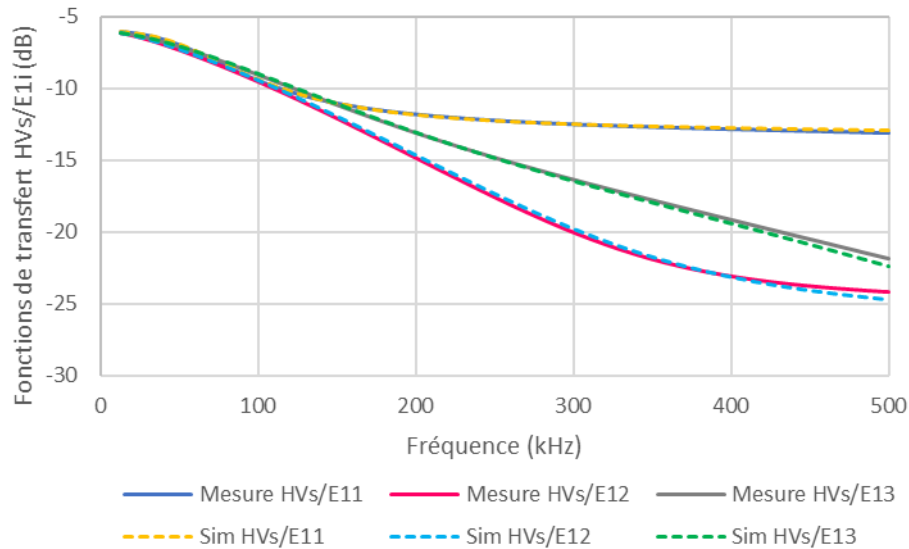


Figure D-17 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert HVs/E1i – configuration 8

	$\frac{H_{V_s/E11}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E12}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E13}}{E}$
Ecart max	0,171	0,483	0,542

Tableau D-8 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 8

D.10. Configuration 9

D.10.1. Description de la configuration

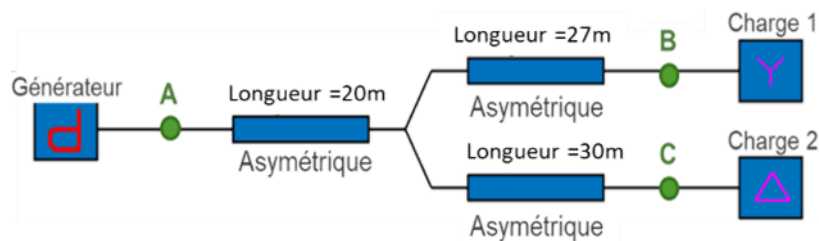


Figure D-18 : Configuration 9

Nous considérons trois scénarii d'émission / réception appliqués à cette configuration :

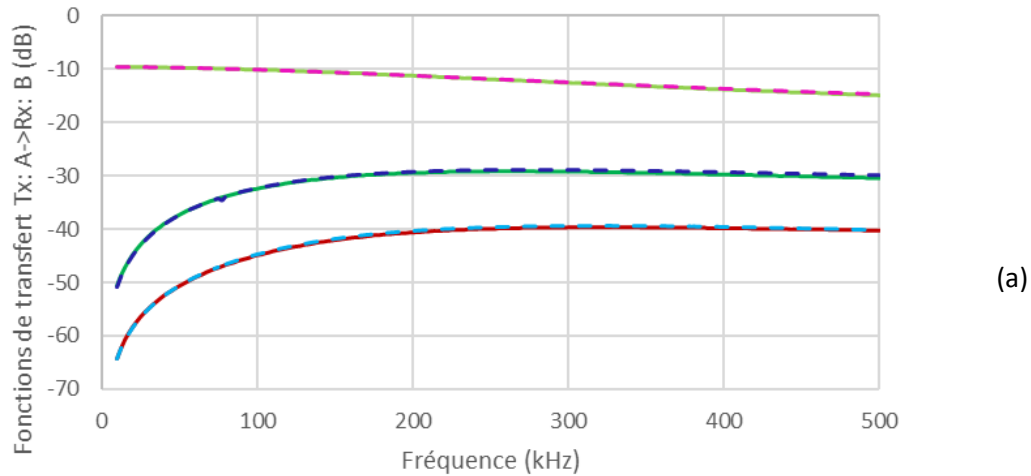
- 1) Le 1^{er} correspond à une émission au niveau du nœud A et une réception au niveau des nœuds B et C ;
- 2) Le 2^{ème} correspond à une émission au niveau du nœud B et une réception au niveau des nœuds A et C ;
- 3) Le 3^{ème} correspond à une émission au niveau du nœud C et une réception au niveau des nœuds A et B.

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (D-9).

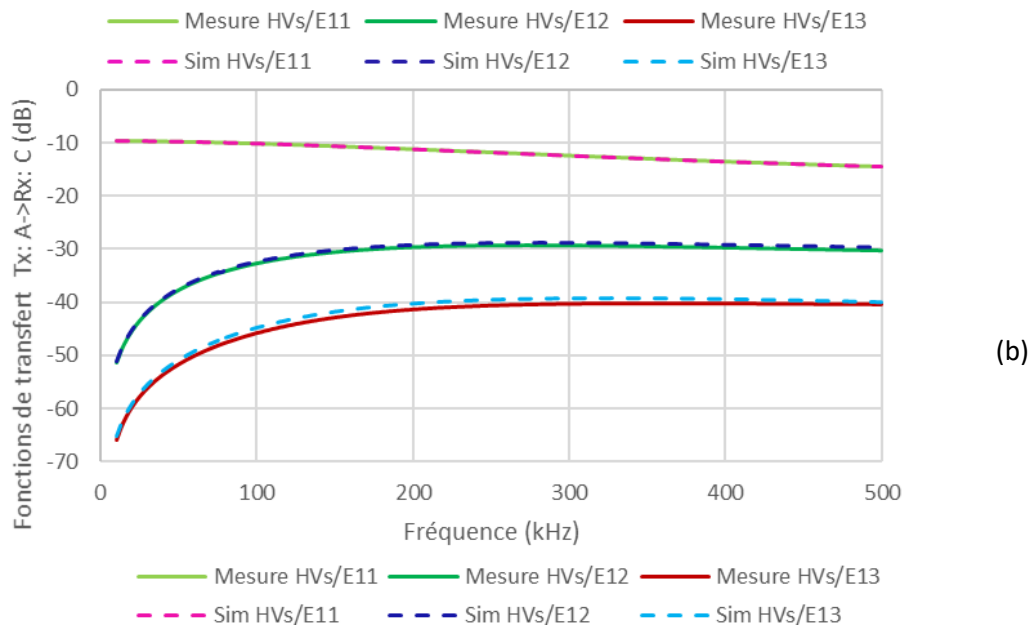
$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix}; [Z_{Load2}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-9)$$

D.10.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

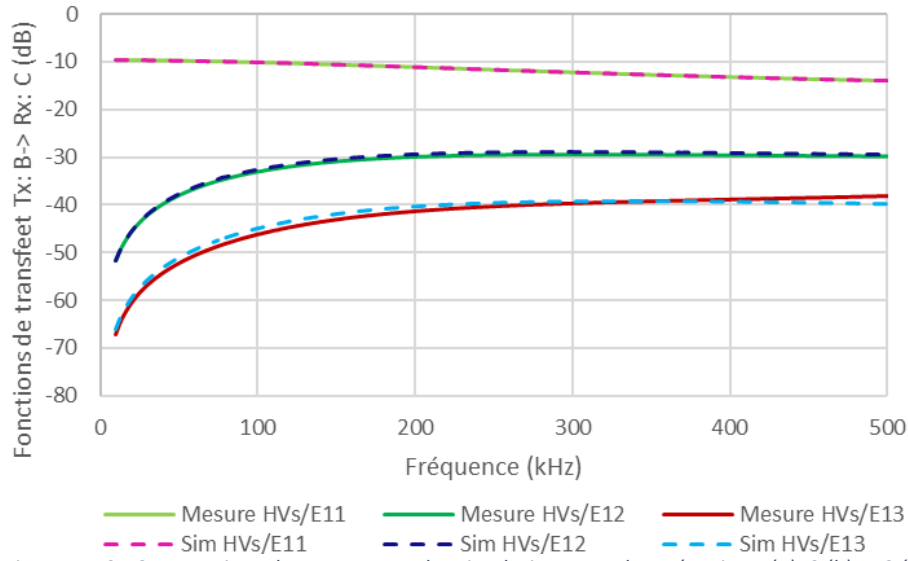
Nous comparons les simulations et les mesures réalisées sur cette configuration pour les 3 scénarii considérés (Figure D-19). Les écarts sont fournis dans le Tableau D-9.



(a)



(b)



(c)

Figure D-19 : Comparaison des mesures et des simulations pour les scénarios 1 (a), 2 (b) et 3 (c) – configuration 9

		$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
A -> B	Ecart max	0,255	0,663	0,819
A -> C	Ecart max	0,502	0,642	0,968
B -> C	Ecart max	0,111	0,565	1,62

Tableau D-9 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 9

D.11. Configuration 10

D.11.1. Description de la configuration

La configuration 10 est similaire d'un point de vue topologique à la configuration précédente.

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont exprimées par l'équation (D-10).

$$\begin{aligned}
 [E] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; & [Z_e] &= \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix} \\
 [Z_{Load1}] &= \begin{bmatrix} CO & 50 & 50 \\ 50 & CO & 50 \\ 50 & 20 & CO \end{bmatrix}; & [Z_{Load2}] &= \begin{bmatrix} CO & Z_c(f) & Z_{L1}(f) \\ Z_c(f) & CO & Z_{L2}(f) \\ Z_{L1}(f) & Z_{L2}(f) & CO \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{D-10}$$

D.11.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les mesures et les simulations des fonctions de transfert obtenues pour la configuration 10 en considérant une réception au niveau du nœud B sont présentées à la Figure D-20.

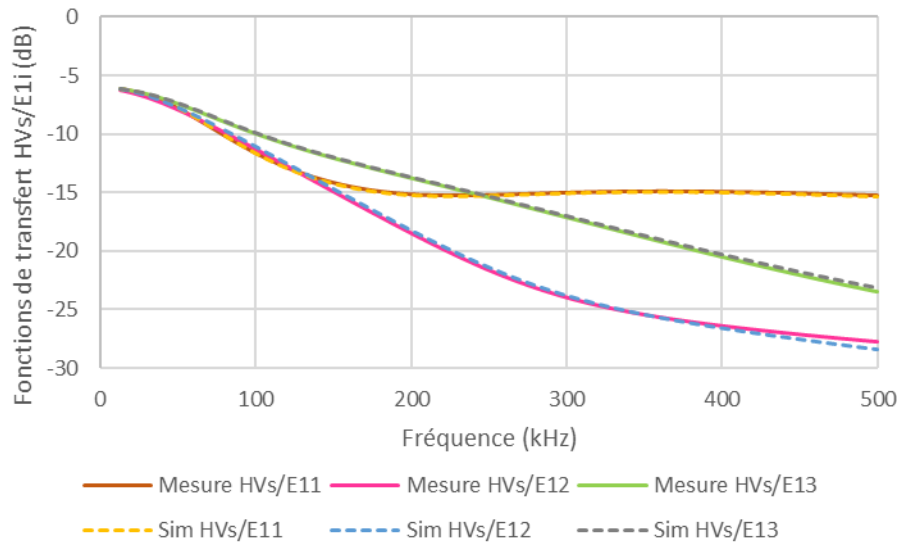


Figure D-20 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert HVs/E1i – configuration 10

	$\frac{H_{V_s11}}{E}$	$\frac{H_{V_s12}}{E}$	$\frac{H_{V_s13}}{E}$
Ecart max	0.104	0.639	0.236

Tableau D-10 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – configuration 10

D.12. Configuration 11

D.12.1. Description de la configuration

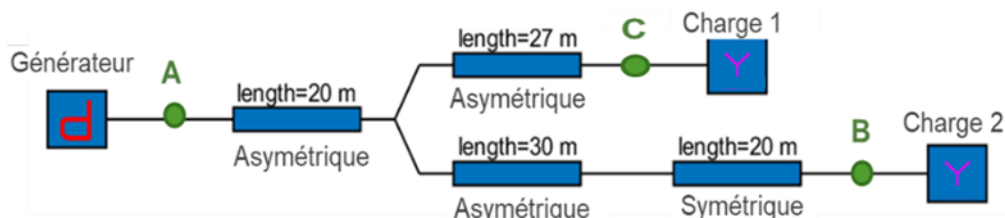


Figure D-21 : Configuration 11

Les conditions aux limites imposées aux nœuds A, B et C s'écrivent aussi selon l'équation (D-9).

D.12.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Les mesures avec le VNA et les simulations des fonctions de transfert obtenues pour la configuration 11 en considérant une réception au niveau du nœud B sont présentées à la Figure D-22. Les écarts maximaux entre simulations et mesures sont présentés dans le Tableau D-11.

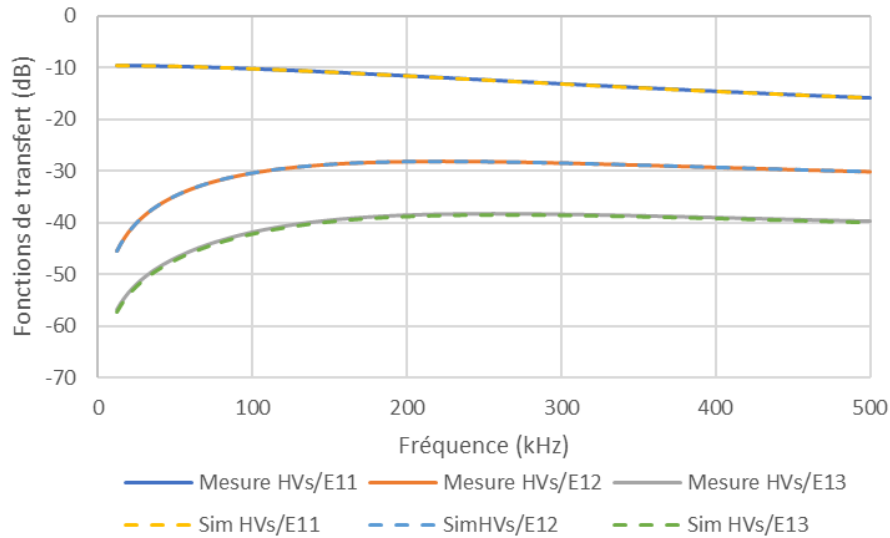


Figure D-22 : Résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert $H_{V_s/E1i}$ – configuration 11

	$\frac{H_{V_s/E11}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E12}}{E}$	$\frac{H_{V_s/E13}}{E}$
Ecart max	0,05	0,323	0,525

Tableau D-11 : Ecart maximum (dB) entre les mesures et les simulations - configuration 11

D.13. Configuration 12

D.13.1. Description de la configuration

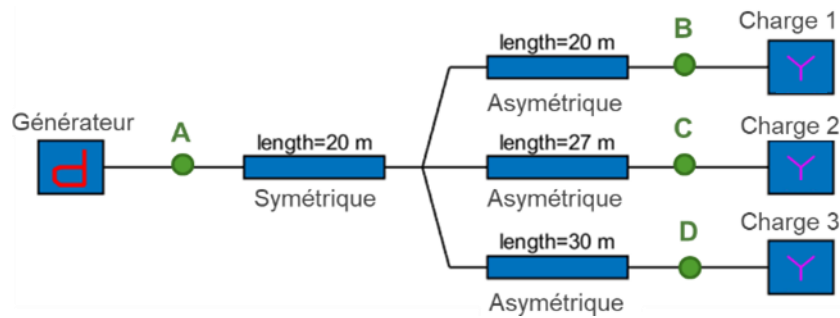


Figure D-23 : Configuration 12

Les conditions aux limites associées à cette configuration sont données par l'équation (D-12).

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z_e] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & CO & CO \\ CO & CO & CO \end{bmatrix}; [Z_{Load1,2,3}] = \begin{bmatrix} 50 & CO & CO \\ CO & 50 & CO \\ CO & CO & 50 \end{bmatrix} \quad (D-12)$$

D.13.2. Résultats de simulation et mesure des fonctions de transfert

Pour cette configuration, nous comparons les mesures et les simulations obtenus en considérant une réception au niveau du nœud C (Figure D-24). Les écarts maximaux sont fournis dans Tableau D-12

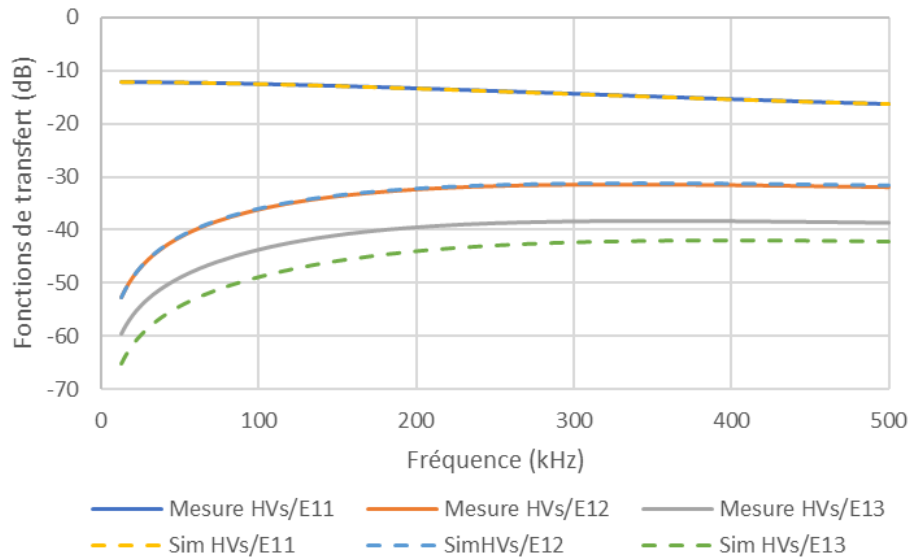


Figure D-24 : Comparaison des résultats de mesures et de simulations des fonctions de transfert H_{V_s/E_i} – configuration 12

	$H_{V_s/E_{11}}$	$H_{V_s/E_{12}}$	$H_{V_s/E_{13}}$
Écart max	0,067	0,364	5,77

Tableau D-12 : Écarts maximaux (dB) entre les mesures et les simulations – Configuration 12

Annexe E. Développement d'un outil de calculs de propagation

Afin de disposer d'un outil capable de mettre en œuvre les modélisations et l'algorithme mis au point dans le cadre de ces travaux de thèse, un ensemble de fonctionnalités a été développé au sein de la plateforme DisNetSimPI créée par EDF R&D. Ces développements ont permis de simuler facilement un grand nombre de configurations allant des plus simples aux plus complexes, et de comparer les résultats obtenus aux mesures réalisées dans des conditions équivalentes.

L'essentiel des développements, détaillés dans cette annexe, ont porté sur :

- La création d'une bibliothèque de composants pour la modélisation du réseau dans la bande de 9 à 500 kHz qu'on désigne dans ce paragraphe par le terme hautes fréquences (HF) ;
- La définition de nouveaux paramètres au sein du modèle de données des composants pour faire le lien avec cette bibliothèque ;
- L'implémentation de l'algorithme de calcul des fonctions de transfert développé ici ;
- La sauvegarde des résultats de calcul dans la base de données de résultats de la plateforme ;
- La création d'une interface d'affichage des résultats (tensions réelles et fonctions de transfert).

E.1. Bibliothèque de modèle de composants haute fréquence

La première étape des développements réalisés sous DisNetSimPI a consisté à créer une bibliothèque permettant de capitaliser les caractérisations des composants de type câble et charges réalisées en laboratoire. Inspirée de bibliothèques déjà existantes, cette bibliothèque est organisée en deux niveaux : les types de composants, puis les modèles qui sont associés à un type donné.

En complément des types de composants câbles (« Line ») et charges (« Load »), un type générateur (« Generator ») est également géré. Il permet de définir en Volt les tensions internes imposées lors de l'émission d'un signal considéré dans une simulation réalisée dans la bande de 9 à 500 kHz.

Tout modèle de la bibliothèque appartient nécessairement à l'un de ces trois types de composant.

E.1.1. Fonctionnalités de la bibliothèque de composants dans le domaine Haute Fréquence

Un modèle est sélectionnable à partir de la partie gauche de l'interface graphique de la bibliothèque (Figure E-1). L'interface y permet également plusieurs fonctionnalités de base, classique d'une bibliothèque de DisNetSimPI, à savoir :

- l'import et l'export d'un ou de plusieurs profils ;
- l'édition des caractéristiques d'un profil ;
- la modification de nom, la duplication ou la suppression d'un profil existant.

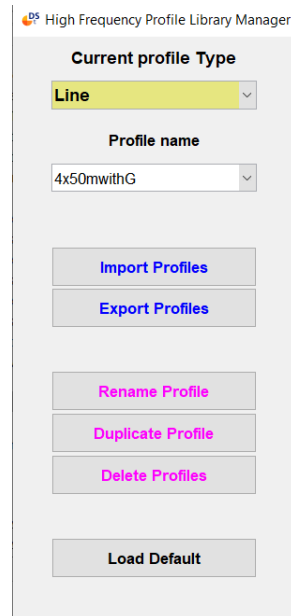


Figure E-1 : Panneau de sélection et de la gestion de la bibliothèque de composants Haute Fréquence

E.1.2. Modélisation des entrées de la bibliothèque HF selon leur type

Chacun des trois types de composant de la bibliothèque possède un format de données qui lui est propre. Ce format s'adapte en fonction de la nature monophasé ou triphasé du modèle.

E.1.2.1. Modélisation des câbles

Les modèles de type « Line » sont caractérisés par les paramètres collectés lors des mesures réalisées avec le RLC-mètre (Figure E-2). Il s'agit des grandeurs linéiques suivantes :

- Les résistances directes ou propres R_{npi} , avec la phase $i = 1, 2$ ou 3 ;
- Les inductances directes L_{npi} ;
- Les inductances L_{ei} utilisées pour le calcul des inductances mutuelles M_{ij} , avec la phase $j = 1, 2$ ou 3 ;
- Les capacités directes C_{n-pi} représentent les capacités C_A , C_B et C_C mesurées entre chaque phase i et le neutre ;
- Les capacités directes C_{n-pij} représentent les capacités C_D , C_E et C_F mesurées entre le neutre et deux phases i et j ;
- Les conductances directes G_{n-pi} représentent les capacités G_A , G_B et G_C mesurées entre chaque phase i et le neutre ;
- Les conductances directes G_{n-pij} représentent les capacités G_D , G_E et G_F mesurées entre le neutre et deux phases i et j .

Ces grandeurs seront utilisées par l'algorithme pour déterminer l'évolution des paramètres primaires du câble en fonction de la fréquence.

Line	Freq (Hz)	Rnp1 (Ohm)	Rnp2 (Ohm)	Rnp3 (Ohm)	Lnp1 (H)	Lnp2 (H)	Lnp3 (H)	Le1 (H)	Le2 (H)	Le3 (H)	Cn-p1 (F)	Cn-p2 (F)	Cn-p3 (F)	Gn-p1 (S)	Gn-p2 (S)	Gn-p3 (S)	Gn-p1 (S)	Gn-p2 (S)	Gn-p3 (S)		
100	0.0106	0.0679	0.0993	1.288	1.679	1.282	8.853	1.151	1.244	5.733	5.254	5.881	9.454	1.151	9.585	4.188	2.825	5.110	9.958	8.258	8.774
2599	0.0563	0.1266	0.1442	1.128	1.485	1.134	8.057	1.028	1.069	5.674	5.194	5.791	9.260	1.134	9.335	6.396	7.361	8.569	1.278	1.451	1.409
5099	0.1210	0.2115	0.2090	9.543	1.261	9.608	7.035	8.816	9.310	5.658	5.176	5.769	9.230	1.130	9.301	1.256	1.466	1.710	2.546	2.946	2.800
7598	0.1762	0.2850	0.2642	8.389	1.111	8.448	6.296	7.787	8.337	5.649	5.165	5.756	9.213	1.128	9.281	1.927	2.261	2.625	3.906	4.589	4.292
10098	0.2231	0.3478	0.3108	7.624	1.009	7.680	5.787	7.095	7.661	5.643	5.158	5.748	9.200	1.127	9.267	2.637	3.101	3.609	5.365	6.335	5.873
1259	0.2637	0.4025	0.3510	7.094	9.393	7.149	5.432	6.617	7.186	5.637	5.152	5.740	9.189	1.126	9.255	3.383	3.983	4.620	6.905	8.211	7.527
15097	0.3015	0.4536	0.3886	6.697	8.866	6.754	5.166	6.261	6.830	5.633	5.147	5.734	9.181	1.125	9.245	4.128	4.883	5.641	8.491	1.015	9.239
1759	0.3357	0.5003	0.4223	6.395	8.459	6.452	4.964	5.991	6.557	5.629	5.143	5.728	9.174	1.124	9.238	4.918	5.825	6.696	1.017	1.221	1.102
20096	0.3709	0.5475	0.4570	6.141	8.121	6.200	4.795	5.767	6.330	5.626	5.139	5.724	9.168	1.123	9.232	5.712	6.807	7.789	1.192	1.435	1.288
2259	0.4029	0.5914	0.4889	5.934	7.842	5.994	4.659	5.584	6.145	5.623	5.135	5.719	9.162	1.123	9.228	6.527	7.804	8.889	1.372	1.657	1.479
25095	0.4359	0.6371	0.5215	5.751	7.599	5.813	4.538	5.424	5.982	5.620	5.132	5.716	9.158	1.122	9.221	7.374	8.850	1.002	1.561	1.893	1.678
2759	0.4664	0.6791	0.5520	5.595	7.389	5.658	4.435	5.287	5.843	5.618	5.130	5.712	9.154	1.122	9.217	8.256	9.960	1.120	1.758	2.135	1.887
30094	0.4978	0.7212	0.5831	5.452	7.198	5.519	4.342	5.162	5.716	5.616	5.127	5.710	9.150	1.121	9.213	9.150	1.108	1.240	1.964	2.391	2.101
3259	0.5262	0.7615	0.6118	5.328	7.029	5.396	4.260	5.053	5.604	5.614	5.125	5.707	9.147	1.121	9.210	1.008	1.224	1.363	2.176	2.656	2.323
35093	0.5551	0.8013	0.6408	5.213	6.873	5.283	4.184	4.952	5.501	5.612	5.123	5.704	9.144	1.121	9.207	1.102	1.342	1.487	2.395	2.931	2.552
3759	0.5846	0.8411	0.6699	5.107	6.730	5.178	4.114	4.859	5.406	5.611	5.121	5.702	9.141	1.120	9.204	1.199	1.465	1.614	2.621	3.216	2.789
40092	0.6145	0.8810	0.6994	5.008	6.597	5.082	4.048	4.773	5.317	5.609	5.119	5.699	9.139	1.120	9.202	1.297	1.590	1.743	2.853	3.510	3.031
4259	0.6412	0.9183	0.7264	4.920	6.476	4.994	3.989	4.695	5.236	5.608	5.118	5.697	9.137	1.120	9.200	1.397	1.719	1.873	3.092	3.814	3.281
45091	0.6681	0.9556	0.7534	4.837	6.363	4.912	3.934	4.622	5.160	5.606	5.116	5.695	9.135	1.120	9.198	1.499	1.850	2.006	3.339	4.129	3.538
4759	0.6953	0.9927	0.7805	4.758	6.257	4.835	3.881	4.553	5.089	5.605	5.114	5.693	9.133	1.120	9.197	1.603	1.983	2.139	3.592	4.453	3.802
50090	0.7228	1.0298	0.8077	4.685	6.158	4.763	3.832	4.488	5.022	5.604	5.113	5.691	9.131	1.120	9.195	1.709	2.121	2.276	3.851	4.787	4.074

Figure E-2 : Interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de câble BT

E.1.2.2. Modélisation des charges

Les modèles de type « Load » représentent l'impédance statique d'un composant, qu'il s'agisse d'une charge ou de l'impédance interne d'une source de génération (émetteur CPL ou source de bruit). Ces modèles sont caractérisés par les paramètres (Figure E-3) collectés lors des mesures réalisées avec le RLC-mètre pour le modèle de charge présenté à la Figure 2-6.

Pour les modèles de charge triphasés, il s'agit des douze grandeurs suivantes :

- L'amplitude et la phase de l'impédance Z_{si} entre le conducteur de la phase i et celui du neutre, avec la phase $i = 1, 2$ ou 3 ;
- L'amplitude et la phase de l'impédance Z_{sij} entre le conducteur de la phase i et celui de la phase j , avec la phase $i = 1, 2$ ou 3 et la phase $j = 1, 2$ ou 3 . On notera que $Z_{sij} = Z_{sji}$.

Pour les modèles monophasés, seuls les paramètres de l'amplitude et la phase de l'impédance Z_{si} entre le conducteur de la phase i et celui du neutre sont conservés.

High Frequency Profile Library Manager

Current profile Type: **Load**

Profile name: 3ph_C1_2L_50

Load model : 3ph_C1_2L_50 (3ph)

Freq (Hz)	Zs11 (Ohm)	Zs11 (rad)	Zs12 (Ohm)	Zs12 (rad)	Zs13 (Ohm)	Zs13 (rad)	Zs22 (Ohm)	Zs22 (rad)	Zs23 (Ohm)	Zs23 (rad)	Zs33 (Ohm)	Zs33 (rad)
100	15159707	1.5633	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	0.1314	0.3871	1.0000e+11	0	50	0
2.5995e+03	5.8749e+05	1.5667	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	1.2868	1.4727	1.0000e+11	0	50	0
5099	3.0027e+05	1.5672	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	2.5125	1.5166	1.0000e+11	0	50	0
7.5985e+03	2.0157e+05	1.5674	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	3.7364	1.5306	1.0000e+11	0	50	0
10098	1.5172e+05	1.5676	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	4.9568	1.5371	1.0000e+11	0	50	0
1.2598e+04	1.2165e+05	1.5676	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	6.1736	1.5408	1.0000e+11	0	50	0
15097	1.0156e+05	1.5677	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	7.3870	1.5431	1.0000e+11	0	50	0
1.7597e+04	8.7150e+04	1.5678	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	8.5979	1.5448	1.0000e+11	0	50	0
20096	7.6319e+04	1.5678	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	9.8060	1.5460	1.0000e+11	0	50	0
2.2596e+04	6.7887e+04	1.5678	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	11.0119	1.5470	1.0000e+11	0	50	0
25095	6.1131e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	12.2164	1.5479	1.0000e+11	0	50	0
2.7595e+04	5.5598e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	13.4194	1.5486	1.0000e+11	0	50	0
30094	5.0987e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	14.6205	1.5492	1.0000e+11	0	50	0
3.2594e+04	4.7079e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	15.8208	1.5498	1.0000e+11	0	50	0
35093	4.3731e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	17.0199	1.5504	1.0000e+11	0	50	0
3.7593e+04	4.0829e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	18.2184	1.5509	1.0000e+11	0	50	0
40092	3.8288e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	19.4162	1.5513	1.0000e+11	0	50	0
4.2592e+04	3.6045e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	20.6133	1.5517	1.0000e+11	0	50	0
45091	3.4051e+04	1.5679	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	21.8101	1.5521	1.0000e+11	0	50	0
4.7591e+04	3.2265e+04	1.5680	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	23.0063	1.5525	1.0000e+11	0	50	0
50090	3.0660e+04	1.5680	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	24.2022	1.5528	1.0000e+11	0	50	0
5.2590e+04	2.9204e+04	1.5680	1.0000e+11	0	1.0000e+11	0	25.3976	1.5531	1.0000e+11	0	50	0

Figure E-3 : Interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de charge triphasée

E.1.2.3. Modélisation de la partie tension du générateur

Les modèles de type « Generator » représentent la force électromotrice d'une source de tension. Leurs paramètres sont définis selon le modèle générique présenté à la Figure 2-15. Leur partie impédante est définie à l'aide d'un modèle de type « Load » tel que décrit au paragraphe précédent. L'association de des f.e.m. de la source et de ses impédances internes est faite au niveau des composants (Figure E-5), où l'utilisateur attribue à la source un modèle de chaque type.

Pour les modèles triphasés (Figure E-4), il s'agit des grandeurs suivantes :

- L'amplitude et la phase de la f.e.m. E_{in} imposée entre le conducteur de la phase i et celui du neutre ;
- L'amplitude et la phase de la f.e.m. E_{ij} entre le conducteur de la phase i et celui de la phase j Z_{sij} . On notera que $E_{ij} = -E_{ji}$.

Pour les modèles monophasés, seuls les paramètres de l'amplitude et de la phase de la f.e.m. E_{in} entre le conducteur de la phase i et celui du neutre sont conservés.

High Frequency Profile Library Manager

Current profile Type: **Generator**

Profile name: gene3ph

Generator model : gene3ph (3ph)

Freq (Hz)	E1n (V)	E12 (V)	E13 (V)	E2n (V)	E23 (V)	E3n (V)
100	1	0	0	0	0	0
2.5995e+03	1	0	0	0	0	0
5099	1	0	0	0	0	0
7.5985e+03	1	0	0	0	0	0
10098	1	0	0	0	0	0
1.2598e+04	1	0	0	0	0	0
15097	1	0	0	0	0	0
1.7597e+04	1	0	0	0	0	0
20096	1	0	0	0	0	0
2.2596e+04	1	0	0	0	0	0
25095	1	0	0	0	0	0
2.7595e+04	1	0	0	0	0	0
30094	1	0	0	0	0	0
3.2594e+04	1	0	0	0	0	0
35093	1	0	0	0	0	0
3.7593e+04	1	0	0	0	0	0
40092	1	0	0	0	0	0
4.2592e+04	1	0	0	0	0	0
45091	1	0	0	0	0	0
4.7591e+04	1	0	0	0	0	0
50090	1	0	0	0	0	0
5.2590e+04	1	0	0	0	0	0

Figure E-4 : Illustration de l'interface graphique de la bibliothèque pour un modèle de générateur triphasé

E.1.3. Paramétrage des caractéristiques des composants unitaires

Les composants d'un réseau électrique décrit dans la plateforme DisNetSimPI tirent leurs caractéristiques de deux sources :

- Les informations portées directement par le composant. Il s'agit par exemple de la longueur d'une ligne, de la puissance active consommée par une charge...
- Les modèles contenus dans les diverses bibliothèques de la plateforme (courbe de charge, caractéristique d'un régulateur en charge...) et vers lesquelles un composant va pouvoir pointer.

Afin d'exploiter les informations contenues dans la bibliothèque de modèles haute fréquence de composants présentée au paragraphe précédent, un onglet « HF » a été ajouté aux interfaces de paramétrage de certains types de composants. Cet onglet contient les paramètres supplémentaires qui sont nécessaires pour faire la liaison avec les modèles HF définis dans la bibliothèque.

Pour les composants terminaux de type charge, générateur..., deux paramètres (Figure E-5) ont été définis :

- Load profile : il permet d'indiquer le modèle HF de charge (Load) présent dans la bibliothèque qui est attribuée au composant en cours de paramétrage.
 - Si aucun modèle n'est attribué (None), le composant est considéré comme étant déconnecté, c'est-à-dire que des impédances de très forte valeur se verront attribuées à toutes les grandeurs Z_{sii} et Z_{sij} lors des calculs.
 - Sinon, les valeurs des grandeurs Z_{sii} et Z_{sij} définies pour le modèle dans la bibliothèque seront appliquées lors des calculs.
- Generation profile : il permet d'indiquer le modèle HF de f.e.m. (Generator) présent dans la bibliothèque qui est attribué au composant en cours de paramétrage.
 - Si aucun modèle n'est attribué (None), le composant est considéré comme étant passif, c'est-à-dire que le composant ne sera pas considéré comme une source lors des calculs et sera uniquement modélisé par ses impédances complexes Z_{sii} et Z_{sij} .
 - Sinon, le composant sera considéré comme une source lors des calculs et les valeurs des grandeurs E_{in} et E_{ij} définies pour le modèle dans la bibliothèque lui seront appliquées.

A noter qu'un contrôle de cohérence avec les modèles de charge et de génération est effectué pour s'assurer que la ou les phases de raccordement définies dans l'onglet principal de l'interface de configuration (Load Flow) soient bien cohérentes avec le modèle HF attribué au composant.

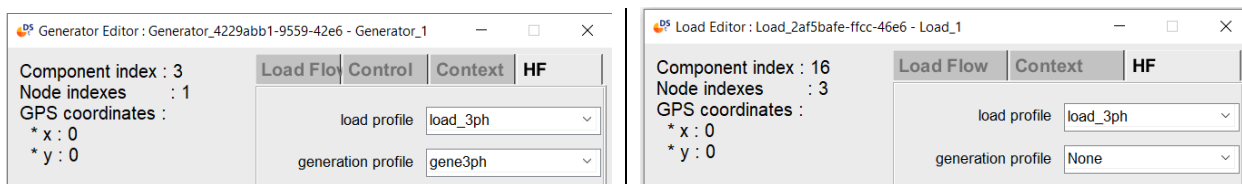


Figure E-5 : Interface de paramétrage de composants Générateur (à gauche) et Charge (à droite) en lien avec leur modélisation dans les hautes fréquences

Pour les composants terminaux de type ligne ou câble, un seul paramètre a été défini : HF line model (Figure E-6). Il permet de fournir les caractéristiques mesurées pour le câble qui seront ensuite transformées en paramètres primaires par l'algorithme de calcul.

- Si aucun modèle n'est attribué (None), la simulation ne pourra pas avoir lieu.
- Sinon, le composant se verra attribuer les impédances linéiques définies pour le modèle dans la bibliothèque. Celles-ci se verront multipliées par la longueur du composant définie dans l'onglet principal de l'interface de configuration (Lod Flow).

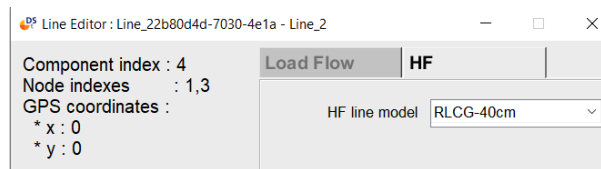


Figure E-6 : Interface de paramétrage d'un composant ligne en lien avec sa modélisation HF

E.2. Calcul des tensions haute fréquence pour l'ensemble d'un réseau

Afin d'implémenter l'algorithme de calcul des fonctions de transfert mis au point dans le cadre de ces travaux de thèse, un nouveau moteur de calculs a été développé au sein de la plateforme DisNetSimPI. Il prend la forme d'un nouveau package¹⁶ « +HF » dans celui réalisant les calculs statiques et dynamiques existant. Ce package contient plusieurs fonctions :

- La fonction de **lancement des calculs**. Elle met en forme les données réseaux et vérifie la cohérence des profils avec les informations des composants avant de lancer un calcul.
- Les fonctions d'**interface avec la bibliothèque de modèles de composants HF**. Elles viennent récupérer et mettre en forme les informations contenues dans les modèles de générateur, lignes et charges utiles à la simulation.
- Les **fonctions de calculs**. Trois fonctions complémentaires ont été développées :
 - La 1^{ère} fonction réalise le **premier parcours de graphe** (§3.2.2.4), c'est-à-dire fait un parcours descendant puis remontant afin de déterminer les impédances haute fréquence équivalentes en tout point du réseau.
 - La 2^{ème} fonction fait le lien entre les deux parcours de graphe (§3.2.2.5.2). Spécifique au nœud générateur, elle détermine la tension de ce nœud en fonction de l'impédance interne du générateur et de l'impédance équivalente du réseau vue de ce nœud.
 - La 3^{ème} fonction réalise le **deuxième parcours de graphe** (§3.2.2.5) c'est-à-dire propage la ou les tensions du ou des nœuds générateurs à l'ensemble des nœuds du réseau.
- La fonction de **sauvegarde des résultats**. Elle met en forme les spectres de tensions calculées en chaque nœud du réseau et les stocke dans une base de données SQLite. Cette base de données a déjà été utilisée pour le stockage de résultats d'autres types de simulation statiques

¹⁶ https://www.mathworks.com/help/matlab/matlab_oop/scoping-classes-with-packages.html

(Load Flow, calculs harmoniques, estimation d'état et bilan de puissance) au sein de l'application DisNetSimPI.

E.3. Affichage des résultats de calculs

Une interface graphique de représentation des résultats obtenus a également été développée au sein de la plateforme DisNetSimPI. Inspirée d'une interface existante pour l'affichage des résultats de calculs harmoniques, cette interface (Figure E-7) permet de :

- **Afficher les fonctions de transferts entre n'importe quel générateur du réseau et n'importe quel composant du réseau.** Ces fonctions de transfert peuvent être :
 - les fonctions $H_{\frac{V_{s_{ij}}}{E}}(f)$ traduisant les atténuations observées en fonction de la fréquence entre la f.e.m. $[E]$ imposée par un générateur sur la ligne de transmission NP_i et la réception du signal $[V_s]$ en sortie de la ligne de transmission NP_j ;
 - les fonctions $H_{\frac{V_{s_{ij}}}{V_e}}(f)$ traduisant les atténuations observées en fonction de la fréquence entre la tension $[V_e]$ en sortie du générateur sur la ligne de transmission NP_i et la réception du signal $[V_s]$ en sortie de la ligne de transmission NP_j .
- **Afficher les valeurs des tensions observées au niveau de n'importe quel composant du réseau.** On peut visualiser :
 - les valeurs des tensions causées par un générateur donné ;
 - les valeurs des tensions cumulées causées par la superposition des émissions de l'ensemble des générateurs présents sur le réseau.

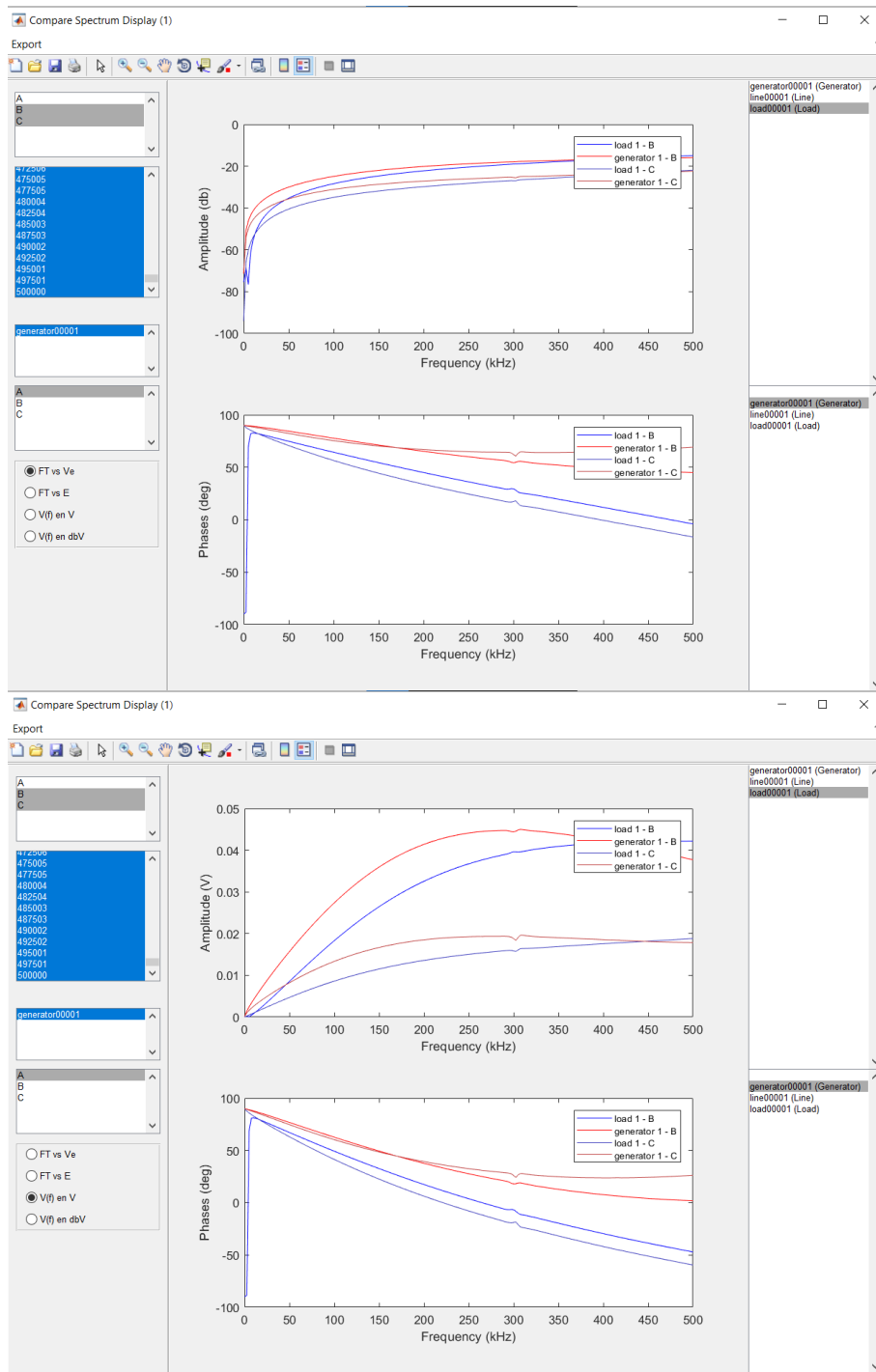


Figure E-7 : Interface d'affichage des résultats de simulation (en haut – fonctions de transfert Vs/Ve, en bas – tensions aux bornes des composants)

Liste des publications

1. Conférences internationales avec comité de lecture

A. Haded, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, " Electrical network simulator for Power Line Communication," Workshop on Power Line Communication (WSPLC), Tunisie, 2018

A. Haded, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, " Electrical network simulator for Power Line Communication," International Conference & Exhibition on Electricity Distribution (CIRED), Genève, 2021

A. Haded, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, " Validation of a transfer function computation methodology in the PLC frequency range," IEEE International Symposium on Power Line Communication (ISPLC), Allemagne, 2021

Références bibliographiques

- [1] «<https://www.smartgrids-cre.fr/introduction-aux-smart-grids>,» [En ligne].
- [2] https://fr.wikipedia.org/wiki/Courants_porteurs_en_ligne, [En ligne].
- [3] H. Philips, «Modeling of Powerline Communication Channels,» *Proc. 3rd Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications*, vol. 1999, pp. 14-21, Lancaster, UK, 1999.
- [4] M. Zimmerman et K. Dostert, «A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range,» *Proc. Int. Symp. Power Line Communications and Its Applications*, pp. 45-51, 1999.
- [5] M. Zimmerman et K. Dostert, «A Multi-Path Model for the Powerline,» *IEEE Transactions on communications*, vol. 50, pp. 553 -559, 2002.
- [6] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, F. Gauthier et G. Avril, «A Broadband Powerline Channel Generator,» *IEEE ISPLC*, pp. 505-510, 2007.
- [7] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin et F. Gauthier, «Indoor Power-line Communications Channel Characterization up to 100MHz-Part I: One-Parameter Deterministic Model,» *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 23, pp. 1392-1401, 2008.
- [8] R-P. Clayton, «Analysis of multiconductor transmission lines,» 2007.
- [9] F. Versolatto et A. M. Tonello, «An MTL theory approach for the simulation of MIMO powerline communication channels,» *IEEE Trans. PowerDel.*, vol. 26, p. 1710–1717, 2011.
- [10] F. Gruber et L. Lampe, «On PLC emulation via transmission line theory,» *IEEE ISPLC*, pp. 178-183, 2015.
- [11] M. A-O-Kharraz, P. Jensen, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, «Experimental Characterization of Power Cables in the FCC Frequency Band,» *10th Workshop on power line communication*, 2016.
- [12] C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury et T. G. Swart, «Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines,» *Edition John Wiley and Sons*, 2010.
- [13] R. Papazyan, P. Petterson, H. Edin, R. Eriksson et U. Gafvert, «Extraction of High Frequency Power Cable Characteristics from S-parameters Measurements,» *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 11, pp. 461-470, 2004.
- [14] T. Sartenauer et P. Delogne, «Deterministic Modeling of the (Shielded) Outdoor Power Line Channel Based on the Multiconductor Transmission Line Equations,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, n° 17, Juillet 2006.

- [15] Thèse de doctorat : Sandrine Roblot, «Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit,» *Thèse préparée à l'université de Limoges*, <<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00257975/document>>, Octobre 2007.
- [16] I. Elfeki, T. Doligez, I. Aouichak, J-C. Le Bunetel et Y. Raingeaud, «Estimation of PLC Transmission line and Crosstalk for LV Outdoor Electrical Cables,» *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2017.
- [17] Thèse de doctorat : Imene Elfeki, «Développement d'un émulateur pour la communication CPL bas débit,» *Thèse préparée à l'université de Tours*, Février 2019.
- [18] Thèse de doctorat : Djamel Guezgouz, «Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL,» *Thèse préparée à l'université François - Rabelais de Tours*, <<https://www.theses.fr/152354883>>, Décembre 2010.
- [19] Thèse de doctorat : Hamid Bouassam, «Analyse et modélisation de l'effet des impédances de charge sur les performances d'une liaison CPL sur le réseau électrique domestique,» *Thèse préparée à l'université de Hassan II et l'université de Lille 1*, <<http://www.theses.fr/20432954X>>, May 2017.
- [20] A. Lakrim et D. Tahri, «Modélisation et simulation par éléments finis d'un câble électrique à 4 conducteurs soumis aux contraintes générés par les convertisseurs d'électronique de puissance,» *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 18, n° 12, p. 247– 255, 2015.
- [21] H. Lorenzen, J. Timmeberg et S. Mylvaganam, «Calculation of cable parameters for different cable shapes,» *Excerpt from the proceedings of the COMSOL conference*, 2008.
- [22] M. A-O-Kharraz, P. Jensen, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, «Measurement Methods of Outdoor Low-Voltage Cable Characteristics for Narrowband Power Line Communication,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, 2019.
- [23] Thèse de doctorat : Dhia Elhak Chariag, «Elaboration d'un outil d'analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL,» *Thèse préparée à l'université François – Rabelais de Tours*, <<https://www.theses.fr/2013TOUR4010>>, Janvier 2013.
- [24] Thèse de doctorat : Mariam Ait Ou Kharraz, «Caractérisation du réseau basse tension français dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne [9-500kHz] en bande étroite,» *Thèse préparée à l'université de Paris-Saclay*, <<http://www.theses.fr/2017SACL029>>, May 2017.
- [25] A-A-G. Liang, L. Gopal, F-H. Juwono, C-W-R. Chiong et Y. Rong, «Channel Characteristics Comparison of Single-Relay and Two-Relay Two-Way PLC Systems,» *11th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*, 2020.
- [26] K. Mondal et P-K. Ray, «The Effect of Branch Network in Broadband Power Line Communication,» *International Conference on Devices and Communications (ICDeCom)*, 2011.
- [27] A. Tonello, et F. Versolatto, «Bottom-Up Statistical PLC Channel Modeling Part I: Random Topology Model and Efficient Transfer Function Computation,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, n° 12, 2011.
- [28] https://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters. [En ligne].

- [29] H-C Lu et T-H Chu, «Multiport scattering matrix measurement using a reduced- port network analyzer,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n° 15, pp. 1525-1533, Mai 2003.
- [30] I. Rolfes et B. Schiek, «Multiport method for the measurement of the scattering parameters of N-port,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n° 16, pp. 1990-1996, Juin 2005.
- [31] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00156394/file/Chapitre3.pdf>. [En ligne].
- [32] Thèse de doctorat : Yannick Weens, «Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance,» *Thèse préparée à l'université des Sciences et Technologies de Lille*, <<http://www.theses.fr/11274222X>>, Décembre 2006.
- [33] Thèse de doctorat : Richard Nizigiyimana, «Diagnostic de réseaux électriques et communication par CPL,» *Thèse préparée à l'université François – Rabelais de Tours*, <<https://www.theses.fr/186322941>>, Novembre 2014.
- [34] M. A-O Kharraz, P. Jensen, V. Audebert, A. Jeandin, C. Lavenu, D. Picard et M. Serhir, «Characterization of the Input Impedance of Household Appliances in the FCC Frequency Band,» *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, 2017.
- [35] Thèse de doctorat : Romain Lefort, «Contribution des technologies CPL et sans fil à la supervision des réseaux de distribution d'électricité,» *Thèse préparée à l'université de Poitiers*, <<https://www.theses.fr/185801196>>, Février 2015.
- [36] D-J. Wilcox, W-G. Hurley et M. Conlon, «Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings,» *IEEE Proceedings*, vol. 136, n° 15, pp. 308-314, 1989.
- [37] D-J. Wilcox, M. Conlon et W-G. Hurley, «Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores,» *IEEE Proceedings*, vol. 135, n° 17, pp. 470-476, 1988.
- [38] A. Morched, L. Marti et J. Ottevangers, «A High Frequency Transformer Model for the EMTP,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n° 13, pp. 1615-1626, 1993.
- [39] Y. Liu, S-A. Sebo, R. Caldecott, D-G. Kasten et S-E. Wright, «Modeling of Converter Transformers Using Frequency Domain Terminal Impedance Measurements,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n° 11, 1993.
- [40] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00343873/document>. [En ligne].
- [41] F. Issa, T. Sartenaer, E. Marthe, F. Rachidi, N. Korovkin, S. Duteau et A. Pacaud, «Analysis of Power Line Communication Networks using a New Approach Based on Scattering Parameters Matrix,» *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2002.
- [42] M. Zimmermann et K. Dostert, «Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, n° 11, p. 249–258, 2002.

- [43] H. Meng, Y-L. Guan et S. Chen, «Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, n° 12, Avril 2005.
- [44] Thèse de doctorat : Virginie Dégardin, «Analyse de la faisabilité d'une transmission de données hautdébit sur le réseau électrique basse tension,» *Thèse préparée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille*, <<<https://www.theses.fr/070438692>>>, 2002.
- [45] T. Esmailian, P-G. Gulak et F-R. Kschischang, «A discrete multitone power line communications system,» *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, 2000.
- [46] V. Guillet et G. Lamarque, «Unified background noise model for Power Line Communication,» *IEEE ISPLC*, pp. 131-136, 2010.
- [47] Thèse de doctorat : Gautier Avril, «Etude et optimisation des systèmes à courants porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique,» *Thèse préparée à l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, Octobre 2008.
- [48] Thèse de doctorat : Anouar Achouri, «Contribution à l'évaluation des technologies CPL bas débit dans l'environnement domestique,» *Thèse préparée à l'université François – Rabelais de Tours*, Janvier 2015.
- [49] J-A. Cortes, L. Diez, J-F. Canete et J. Lopez, «Analysis of the Periodic Impulsive Noise Asynchronous with the Mains in Indoor PLC Channels,» *Proceedings of IEEE International Symposium of Power Line Communications and its Applications*, 2009.
- [50] Thèse de doctorat : Fatma Rouissi, «Optimisation de la couche PHY des systèmes de communication sur le réseau d'énergie en présence de bruit impulsif,» *Thèse préparée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille*, 2008.
- [51] M-H-L. Chan et R-W. Donaldson, «Amplitude, width, and interarrival distributions for noise impulses on intrabuilding power line communication networks,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, pp. 320 - 323, 1989.
- [52] D. Middleton, «Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vols. 1 sur 2 EMC-19, n° 13, pp. 106-127, 1977.
- [53] Thèse de doctorat : David Oudart, «Application de l'ingénierie dirigée par les modèles à la conception de Smart Grids : Approche par cosimulation avec FMI,» *Thèse préparée à Télécom SudParis*, <<<https://wdi.centralesupelec.fr/boulangier/downloads/Research/TheseDO-2020.pdf>>>, 2020.
- [54] A. Elsheikh, M-U. Awais, E. Widl et P. Palensky, «Modelica-Enabled Rapid Prototyping of Cyber-Physical Energy Systems Via The Functional Mockup Interface,» *Workshop on Modeling and Simulation of Cyber-Physical Energy Systems*, 2013.
- [55] J. de Lara et H. Vangheluwe, «AToM3 : A Tool for Multi-formalism and Meta-modelling,» *International Conference on Fundamental Approaches to Software Engineering*, vol. 2306, pp. 174-188, 2002.

- [56] F. Boulanger, C. Hardebolle, C. Jacquet et D. Marcadet, «Semantic Adaptation for Models of Computation,» *Eleventh International Conference on Application of Concurrency to System Design*, pp. 153-162, 2011.
- [57] J. Eker, J-W. Janneck, E-A. Lee, Jie Liu, Xiaojun Liu J. Ludvig, S. Neuendorffer, S. Sachs et Yuhong Xiong, «Taming Heterogeneity-The Ptolemy Approach,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, pp. 127-144, 2003.
- [58] F. Boulanger et C. Hardebolle, «Simulation of Multi-Formalism Models with ModHel'X,» *1st International Conference on Software Testing, Verification, and Validation*, 2008.
- [59] A. Goderis, C. Brooks, I. Altintas, E A-Lee, et C. Goble, «Composing different models of computation in Kepler and Ptolemy II,» *Computational Science-ICCS*, pp. 182-190, 2007.
- [60] C. Gomes, C. Thule, J. Deantoni, P-G. Larsen et H. Vangheluwe, «Co-simulation: The Past, Future, and Open Challenges,» *Leveraging Applications of Formal Methods, Verification and Validation*, vol. 3, p. 504-520, 2018.
- [61] C. Gomes, C. Thule, D. Broman, P-G Larsen, et H. Vangheluwe, «Co-simulation: State of the art,» <<<https://arxiv.org/abs/1702.00686>>>, 2017.
- [62] Y. Bouanan, S. Gorecki, J. Ribault, G. Zacharewicz et N. Perry, «Including in HLA Federation Functional MockUp Units For Supporting Interoperability And Reusability in Distributed Simulation,» *Summer Simulation Conference*, 2018.
- [63] J-P. Tavella, M. Caujolle, S. Viallez, C. Dad, C. Tan, G. Plessisy, M. Schumann, A. Cuccurux et S. Revolx, «Toward an Accurate and Fast Hybrid Multi-Simulation with the FMI-CS Standard,» *21st International Conference on: Emerging Technologies and Factory Automation*, 2016.
- [64] J-E. Gómez, J-J. H-Cabrera, J-P. Tavella, S. Vialle, E. Kremers et L. Frayssinet, «Daccosim NG: co-simulation made simpler and faster,» *13th International Modelica Conference*, p. 785-794, 2019.
- [65] J-S. Dahmann, R-M. Fujimoto et R-M. Weatherly, «The department of defense high level architecture,» *Proceedings of the 29th conference on Winter simulation*, pp. 142-149, 1997.
- [66] J-S. Dahmann, «The High Level Architecture and beyond : technology challenges,» *Proceedings of the thirteenth workshop on Parallel and distributed simulation*, pp. 64-70, 1999.
- [67] M. A-O-Kharraz, P. Jenson, V. Aubebert, A. Jeandin, C. Lavenue, D. Piacrd et M. Serhir, «Experimental characterization of Outdoor Low Voltage cables for Narrowband Power Line Communication,» *IEEE International Symposium on Power Line Communication and its Applications*, 2016.
- [68] «https://fr.wikipedia.org/wiki/Algorithme_r%C3%A9cursif,» [En ligne].
- [69] Wikipedia, «Modelica,», «<https://fr.wikipedia.org/wiki/Modelica>,» [En ligne].
- [70] OpenModelica, Interoperability-C and Python, «https://openmodelica.org/doc/OpenModelicaUsersGuide/latest/interop_c_python.html#calling-external-c-functions,» [En ligne].
- [71] <https://forum.digikey.com/t/making-sub-circuits-hierarchical-circuits-in-ltspice/2038>. [En ligne].

- [72] https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/ltspice_creating_a_schematic_symbol.pdf. [En ligne].
- [73] J. É. Gómez, J. J. H. Cabrera, J.-P. Tavella, S. Vialle et E. Kremers, «Daccosim NG: co-simulation made simpler and faster,» *13th International Modelica Conference*, 2019.
- [74] B. Camus, V. Galtier, M. Caujolle, V. Chevrier et J. Vaubourg, «Hybrid Co-simulation of FMUs using DEV&DESS in MECYCO,» *Symposium on Theory of Modeling & Simulation - DEVS Integrative M&S Symposium*, April 2016.
- [75] B. Camus, V. Galtier et M. Caujolle, «MECSYCO-DACCOSIM Coupling,» 2015.
- [76] S. Vialle, J.-P. Tavella, C. Dad, R. Corniglion et M. Caujolle, «Scaling FMI-CS Based Multi-Simulation Beyond Thousand FMUs on Infiniband Cluster,» *12th International Modelica Conference 2017*, May 2017.
- [77] «FMI standard specifications,» FMI association, [En ligne]. Available: <https://fmi-standard.org/downloads/>.
- [78] «FMI compliant tools,» FMI association, [En ligne]. Available: <https://fmi-standard.org/tools/>.
- [79] EDF R&D, «DACCOSIM NG,» [En ligne]. Available: <https://www.edf.fr/en/the-edf-group/inventing-the-future-of-energy/r-d-global-expertise/our-offers/simulation-softwares/daccosim-ng>.
- [80] «Functional Mock-up Interface Specification v3.0,» FMI association, [En ligne]. Available: https://fmi-standard.org/docs/3.0-dev/#_introduction.
- [81] «FMI TOOLBOX CODER ADD-ON,» MODELON, [En ligne]. Available: <https://www.modelon.com/products-services/modelon-deployment-suite/fmi-toolbox/fmi-toolbox-coder-add-on/>.
- [82] «FMI Add-on for Matlab,» PowerSys, [En ligne]. Available: <https://powersys-solutions.com/fmi-add-on-for-matlab/>.
- [83] «What Is an S-Function?,» MathWorks, [En ligne]. Available: <https://fr.mathworks.com/help/simulink/sfg/what-is-an-s-function.html>.
- [84] B. Gustavsen et A. Semlyen, «Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, n° 13, pp. 1052-1061, 1999.
- [85] B. Gustavsen, «Improving the pole relocating properties of vector fitting,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 13, pp. 1587-1592, 2006.
- [86] H. Van der Auweraer, P. Guillaume, P. Verboven et S. Vanlanduit, «Application of a Fast-Stabilizing Frequency Domain Parameter Estimation Method,» *Journal of Dynamics Systems, Measurement and Control*, pp. 651-658, 2001.
- [87] A. Ambardar, «Analog and Digital Signal Processing,» *Brooks/Cole*, ISBN: 9780534954093, 1999.
- [88] «https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_%C3%A0_r%C3%A9ponse_impulsionnelle_infinie,» [En ligne].

Résumé



Titre : Modélisation du réseau basse tension dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne en bande étroite

Mots clés : Courants Porteurs en Ligne (CPL), réseau électrique basse tension, lignes de transmission couplées, propagation des signaux, bibliothèque de modèles des composants, fonctions de transfert, cosimulation, standard FMI

Résumé : Les CPL sont la technologie retenue pour le développement des systèmes de comptage intelligent en France. Disposer d'outils pour représenter ces systèmes est nécessaire pour identifier les problématiques liées à la propagation des signaux CPL sur les réseaux électriques. Cela nécessite de développer le jumeau numérique d'un système CPL complet réalisant la simulation conjointe du réseau électrique basse tension (BT) et la pile protocolaire CPL dans la gamme de fréquences de 9 à 500 kHz.

L'objectif de cette thèse est de développer un outil de calcul de la propagation des signaux CPL sur les réseaux BT.

Une bibliothèque de modèles représentant les composants du réseau électrique (câbles, installations clients, générateurs...) dans les fréquences de 9 à 500 kHz est construite selon une approche déterministe.

La méthode de calculs développée assemble ces modèles individuels pour représenter les topologies complexes des réseaux BT, puis réalise les calculs de propagation des signaux CPL entre n'importe quelle paire de nœuds émetteur et récepteur. Son implémentation a été validée en comparant les fonctions de transferts calculées avec celles obtenues par deux approches concurrentes ainsi qu'avec des mesures réalisées en laboratoire dans des conditions identiques.

Notre simulateur électrique a ensuite été intégré dans la cosimulation d'un système CPL complet. Grâce à ces travaux, les résultats déterminés par le simulateur électrique sont interprétables par un simulateur télécom mettant en œuvre un modèle de la pile protocolaire CPL G3 complète.

Title : Modeling of low voltage distribution grids in the frequency band used for narrow band power line communication

Keywords : Powerline communication (PLC), low voltage electrical network, coupled transmission lines, signal propagation, component models library, transfer functions, cosimulation, FMI standard

Abstract : PLC is the technology adopted for the smart metering systems being deployed in France. Tools modeling PLC systems are required to identify the issues related to the propagation of PLC signals on electrical networks. This requires the development of a numerical model of a complete PLC system that simulates both the low-voltage (LV) electrical network and the PLC protocol stack in the frequency range from 9 to 500 kHz.

This thesis aims to develop a calculation tool determining the propagation of PLC signals on LV grids.

A model library representing all electrical grid components (cables, customer installations, generators...) in the 9 to 500 kHz frequency range is built following a deterministic approach.

The calculation method developed assembles these individual models to create LV network topologies and performs then propagation calculations of PLC signals between any pair of transmitter and receiver nodes. Its implementation has been validated by comparing the computed transfer functions against those obtained by two competing approaches as well as with laboratory measurements performed under identical conditions.

Our electrical simulator is then integrated into the co-simulation of a complete PLC system. Thanks to this work, the results obtained by the electrical simulator can be interpreted by a telecom simulator implementing a model of the complete G3 PLC protocol stack.