

THÈSE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS
UFR des sciences fondamentales et appliquées
XLIM-SIC
(Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

École doctorale : Sciences et ingénierie pour l'information, mathématiques - S2IM (Poitiers)
Secteur de recherche : Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par :
Romain Lefort

Contribution des technologies CPL et sans fil à la supervision des réseaux de distribution d'électricité

Directeur(s) de Thèse :
Rodolphe Vauzelle, Vincent Courtecuisse, Anne-Marie Poussard

Soutenue le 03 février 2015 devant le jury

Jury :

Président	Vahid Meghdadi Neyshabouri	Professeur des Universités, Université de Limoges
Rapporteur	Françoise Paladian	Professeur des Universités, Université de Clermont-Ferrand
Rapporteur	Jean-Charles Le Bunetel	Maître de conférences, Université de Tours
Membre	Rodolphe Vauzelle	Professeur des Universités, Université de Poitiers
Membre	Vincent Courtecuisse	Docteur, Société Gérédis, Niort
Membre	Anne-Marie Poussard	Maître de conférences, Université de Poitiers
Membre	Nadir Idir	Professeur des Universités, Université de Lille 1
Membre	Vincent Guillet	Docteur Ingénieur, Société Landis+Gyr, Montluçon

Pour citer cette thèse :

Romain Lefort. *Contribution des technologies CPL et sans fil à la supervision des réseaux de distribution d'électricité* [En ligne]. Thèse Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes. Poitiers : Université de Poitiers, 2015. Disponible sur Internet <<http://theses.univ-poitiers.fr>>

THESE

Pour l'obtention du Grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS
(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

Ecole Doctorale : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques – S2IM (Poitiers)

Secteur de Recherche : Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par :
Romain LEFORT

Contribution des technologies CPL et sans fil à la supervision des réseaux de distribution d'électricité

Directeur de Thèse : Rodolphe Vauzelle
Co-directeur de Thèse : Anne-Marie Poussard
Co-directeur de Thèse : Vincent Courtecuisse

Soutenue le 3 Février 2015 devant la Commission d'Examen :

Président	Vahid MEGHDADI	Professeur de l'Université de Limoges
Rapporteur	Françoise PALADIAN	Professeur de l'Université de Clermont-Ferrand
Rapporteur	Jean-Charles LE BUNETEL	Maître de conférences HDR de l'Université de Tours
Examineur	Nadir IDIR	Professeur de l'Université de Lille 1
Examineur	Vincent GUILLET	Docteur-Ingénieur CPL chez Landis+Gyr
Examineur	Rodolphe VAUZELLE	Professeur de l'Université de Poitiers
Examineur	Anne-Marie POUSSARD	Maitre de conférences de l'Université de Poitiers
Examineur	Vincent COURTECUISSSE	Responsable de la Division Etudes et Planification des Programmes chez Gérédis

Remerciements

Cette thèse a été réalisée dans le cadre du projet VERDI, par une convention CIFRE entre le fournisseur historique d'électricité du département des Deux-Sèvres, SEOLIS, et sa filiale GEREDIS, en partenariat avec l'équipe SYSCOM du département SIC de l'institut XLIM, à l'Université de Poitiers.

Je tiens à remercier tout particulièrement, Rodolphe Vauzelle, Professeur de l'Université de Poitiers, Anne-Marie Poussard, Maître de Conférences de l'université de Poitiers, et Vincent Courtecuisse, Responsable de la Division Etudes et Planification des Programmes chez Gérédis, qui ont tous les trois assuré la direction de cette thèse. Je leur adresse un remerciement le plus sincère pour leur disponibilité, leur accompagnement et les échanges très enrichissants durant ces trois années.

J'exprime aussi mes remerciements à Madame François Paladian, Professeur de l'Université de Clermont-Ferrand et à Monsieur Jean-Charles Le Bunetel, Maître de conférences HDR de l'Université François-Rabelais de Tours, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également mes remerciements à Monsieur Vahid Meghdadi, Professeur de l'Université de Limoges, à Monsieur Nadir Idir, Professeur de l'Université de Lille 1, et Monsieur Vincent Guillet, Docteur-Ingénieur CPL chez Landis+Gyr, pour m'avoir fait l'honneur de participer à la soutenance de cette thèse en tant que membres de jury.

Je tiens à renouveler mes remerciements à l'encontre de Monsieur Vincent Guillet, pour son accompagnement à la mise en œuvre des premières expérimentations CPL, ainsi qu'à Monsieur Nadir Idir pour ses précieux conseils techniques, le partage de son savoir faire et de sa grande disponibilité.

Je tiens à remercier, Monsieur Mehdi Gheribi, Directeur commercial de Séolis, Monsieur Dominique Lhomme, Directeur de la division DTRPS à Séolis, et Monsieur Aurélien Morand, Ingénieur d'étude à Séolis, et tous les membres du projet VERDI pour leur soutien et les moments passés. Ainsi que tout le personnel de Séolis pour leur accueil et leur sympathie, sans oublier Monsieur Yannick Grelard-Noel et Monsieur Sébastien Magneron, Chargé d'affaires à Séolis, collègue de bureau à Séolis, pour leur convivialité et la bonne ambiance.

Je tiens également à remercier les personnes de chez Gérédis, Monsieur Guillaume Drochon, Monsieur Gérard Morin, Monsieur Jonathan Provost, Monsieur Guillaume Madier, et tout le personnel pour leur disponibilité, leur savoir faire, et leur aide durant les phases expérimentales.

Je n'oublie pas Monsieur Anouar Bouallaga, également doctorant au sein du projet VERDI avec qui j'ai pu partager les bons et les mauvais moments du projet.

Je voudrais aussi remercier tous les membres du laboratoire XLIM-SIC permanents et non permanents que j'ai pu rencontrer et côtoyer pendant cette thèse : Clency Perrine, Hervé Boeglen, Yannis Pousset, Pierre Combeau, Syntyche Gbehounou, Badreddin Koussa, Albekaye Traoré, Aboubacar Seyboun Harouna, Samy Kambou, Dimitri Ouattara, Nadjib Guettari, Abdeslam Behloul, James Oyedapo ... la liste est bien trop longue et je m'excuse auprès de ceux que je n'ai pas cités.

Enfin, je tiens également à remercier l'ensemble des étudiants qui ont contribué à cette thèse par leur projet d'étude ou leur stage de fin d'étude : Ndeye Bineta Sarr, Marion Bru, Fatimata Keita, Antoine Gazanion, Gita Moise Kankeu, Johan Ange Abena, et Benoit Taquet.

Table des matières

Acronymes et abréviations	v
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Les réseaux de distribution communicants	5
Introduction	7
1 Contexte général.....	8
1.1 Principe de fonctionnement d'un réseau de distribution	8
1.1.1 Le poste source	9
1.1.2 Le réseau moyenne tension HTA	10
1.1.3 Le poste de distribution	10
1.1.4 Le réseau basse tension BT	10
1.2 Vers une modernisation des réseaux de distribution	11
1.2.1 Les nouveaux enjeux	11
1.2.2 Le réseau de distribution communicant, Smart Grid.....	12
1.2.3 Des projets Smart Grids en France.....	12
2 Le projet VERDI	15
2.1 Objectifs du projet	15
2.2 Définition d'applications et de services	16
2.2.1 Services destinés à une supervision des réseaux de distribution	17
2.2.2 Services destinés aux acteurs des VE et VHR.....	18
3 Objectifs de la thèse	19
3.1 Proposition d'une infrastructure de communication	19
3.2 Positionnement de la thèse	21
3.3 Contributions apportées.....	22
4 Etat de l'art sur les technologies CPL	23
4.1 Principe d'une chaîne de transmission	23
4.2 Les standards CPL.....	24
4.2.1 Les CPL Broadband	25
4.2.2 Les CPL Narrowband.....	27
4.3 Les contraintes des réseaux électriques à la transmission CPL.....	29
4.3.1 Phénomènes d'atténuation.....	29

4.3.2	Phénomènes de perturbation.....	31
4.3.3	Des perturbations mesurées sur des réseaux BT	34
4.4	Les approches de modélisation des réseaux électriques.....	37
4.4.1	L'approche « Top-Down »	37
4.4.2	L'approche « Bottom-Up »	39
	Conclusion.....	42
	Bibliographie du chapitre 1	43
	Chapitre 2 : Modélisation hautes fréquences des transformateurs de distribution	49
	Introduction	51
1	Présentation des phénomènes physiques internes	52
1.1	Le transformateur de distribution	52
1.2	Les phénomènes physiques en basses fréquences	53
1.3	Les phénomènes physiques en hautes fréquences	57
2	Les Modèles HF dans la littérature.....	61
2.1	Les modèles « boîte noire ».....	61
2.2	Les modèles à constantes localisées	63
2.3	Synthèse et sélection d'une approche de modélisation	68
3	Les transformateurs employés sur les réseaux de distribution	70
4	Mise en place d'un modèle à constantes localisées.....	72
4.1	Présentation du modèle	72
4.2	Identification de l'impédance magnétisante	72
4.3	Identification de l'impédance de fuite	74
4.4	Identification des capacités parasites.....	76
4.5	Validation du modèle	82
5	Mise en place d'un modèle « boîte noire ».....	85
5.1	Présentation du modèle	85
5.2	Identification de la matrice d'admittance	88
5.3	Validation de la méthodologie d'élaboration du modèle.....	92
5.4	Validation du modèle « boîte noire »	94
6	Synthèse des modèles à constantes localisées et « boîte noire ».....	97
7	Etude de transmission HF à travers un transformateur.....	99
7.1	Mise en place des mesures de validation.....	99
7.2	Configurations des modèles pour les simulations de transmission	100
7.3	Transmission de la HTA vers la BT	101

7.3.1	Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure.....	101
7.3.2	Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties.....	105
7.3.3	Comparaison des trois transformateurs de distribution	105
7.4	Transmission de la BT vers la HTA	107
7.4.1	Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure.....	107
7.4.2	Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties.....	110
7.4.3	Comparaison des trois transformateurs de distribution	110
	Conclusion.....	112
	Bibliographie du chapitre 2	113
	Chapitre 3 : Modélisation hautes fréquences des câbles de distributions.....	117
	Introduction	118
1	Représentation et fonctionnement d'un câble	119
1.1	La théorie des lignes de transmissions	119
1.2	Les modèles des câbles de distribution en basses fréquences	124
2	Les câbles employés sur les réseaux de distribution	126
3	Mise en place d'un modèle cascadié	130
3.1	Présentation du modèle	130
3.2	Identification des paramètres primaires.....	132
3.2.1	Les méthodes d'identification	132
3.2.2	Mise en place de la méthode expérimentale.....	133
3.2.3	Application sur un câble souterrain BT.....	135
3.2.4	Interpolation des paramètres primaires	139
3.3	Validation du modèle	141
4	Etude de transmission HF à travers un câble de distribution	143
4.1	Comparaison du modèle cascadié à la mesure	143
4.2	Analyse du modèle pour une représentation d'un câble de 100 m.....	145
4.2.1	– Analyse des résultats de la phase A.....	146
4.2.2	Analyse des résultats pour les phases B et C.....	150
4.3	Etude paramétrique sur la longueur du câble	152
4.4	Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées/sorties	153
4.5	Etude paramétrique sur l'influence d'une dérivation	155
4.5.1	Influence des impédances d'entrées/sorties.....	155
4.5.2	Influence de la longueur de la dérivation	156
4.5.3	Influence de la position de la dérivation.....	157

Conclusion.....	158
Bibliographie du chapitre 3	159
Chapitre 4 : Etude de transmissions à la supervision des réseaux de distribution.....	161
Introduction	162
1 Communication CPL sur les réseaux de distribution	163
1.1 Performances de transmission des CPL G1 et CPL G3.....	163
1.2 Définition des cas d'études de transmission CPL	165
1.3 Transmission CPL du réseau BT vers le réseau HTA	166
1.4 Transmission CPL du réseau HTA vers le réseau BT	168
1.4.1 Superposition d'un bruit de fond BT « fixe » aux résultats de transmission.....	171
1.4.2 Superposition d'un bruit de fond BT « dynamique » aux résultats de transmission	172
1.5 Synthèse.....	173
2 Optimisation du déploiement des équipements radio GSM/GPRS	175
2.1 Réseau mobile et technologies GSM/GPRS.....	175
2.2 Les phénomènes de propagation d'un canal radio.....	177
2.3 Sélection des modèles de propagation radio-mobile	179
2.3.1 Le modèle en espace libre	180
2.3.2 Le modèle d'Okumura-Hata et son extension COST 231	180
2.4 Expérimentations sur sites	182
2.4.1 Présentation du premier site	182
2.4.2 Présentation du deuxième site	183
2.4.3 Matériels de mesures	185
2.4.4 Protocole de mesures.....	186
2.5 Résultats expérimentaux et analyse.....	186
2.6 Analyse de l'impact du lieu d'installation des équipements GSM/GPRS.....	187
2.7 Comparaison des résultats mesurés/simulés – communication descendante.....	189
2.8 Cas des communications montantes.....	191
2.9 Synthèse.....	192
Conclusion.....	194
Bibliographie du chapitre 4	195
Conclusion générale et perspectives	197

Acronymes et abréviations

AMM : Automatic Meter Management

ANFR : Agence Nationale des FRéquences

ARQ : Automatic Repeat reQuest

ARIB : Association of Radio Industries and Business

BB : Broadband

BF : Basse Fréquence

BPSK : Binary PSK

BT : Basse Tension

BTS : Base Transceiver Station

CC : Court-Circuit

CENELEC : Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique

CDMA : Code Division Multiple Access

CDMA/CA : Code Division Multiple Access / Collision Avoidance

CDMA/CD : Code Division Multiple Access / Collision Detection

CO : Circuit Ouvert

COST 231 : european COoperation in the field of Scientific and Technical resarch

CPL : Courants porteurs en ligne

DLNA : Digital Living Network Alliance

DBPSK : Differential BPSK

DQPSK : Differential QPSK

ECS : Eau Chaude Sanitaire

EDF : Electricité de France

ELD : Entreprises Locales de Distribution

EMC : ElectroMagnetic Compatibility

EnR : Energies Renouvelables

ERDF : Electricité Réseau de France

FCC : Federal Communications Commission

FDMA : Frequency Division Multiple Access

FEC : Forward Erreur Correction

GFC : Grille Fausse Coupure

GPRS : General Packet Radio Service

GRD : gestionnaire de Réseau Distribution

GRT : Gestionnaire de Réseau de Transport

GSM : Global System for Mobile Communications

HAN : Home Area Network

HF : Haute Fréquence

HGF : Home Grid Forum

HP : HomePlug

HP AV : HomePlug AV

HSPA : High Speed Packet Access

HTA : Moyenne Tension

HTB : Très Haute Tension

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IP: Internet Protocol

ITU : International Telecommunication Union

LCP : Low-Complexity Profile

LDPC : Low-Density Parity Check

LTE : Long Term Evolution

MAC : Media Access Control

MIMO : Multiple-Input and Multiple Output

MOCA : Multimedia over Coax Alliance

NB : NarrowBand

NIF : Node to node Impedance Function

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

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OMT : Organes de Manœuvre Télécommandés

OPERA : Open PLC European Research Alliance

OSI : Open Systems Interconnection

PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

PME : Petite et Moyenne Entreprise

PSK : Phase Shift Keying

QPSK : Quadratic PSK

RSIL : Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne

RTE : Réseau de Transport de l'Electricité

S-FSK : Spread - Frequency Shift Keying

SCADA : Supervisory Control and Data Acquisition

SISO : Single-Input and Single-Output

SMS : Short Message Service

SNR : Signal to Noise Ratio

TCFM : Télécommande Centralisée à Fréquence Musicale

TDMA : Time division Multiple Access

TEB: Taux d'Erreurs Binaires

TEM : Transversal Electromagnetic

UMTS : Universal mobile Telecommunications System

UPA : Universal Powerline Association

VE : Véhicules Electriques

VERDI : Véhicule électriques et Energies Renouvelables dans un Réseau de Distribution Intelligent

VHR : Véhicules Hybrides Rechargeables

WAN : Wide Area Network

Introduction générale

Le réseau de distribution est un maillon du réseau électrique global d'un pays, permettant d'acheminer l'énergie aux consommateurs. Il s'appuie sur une architecture spécifique reposant sur deux réseaux, moyenne tension (HTA) et basse tension (BT). Chacun de ces réseaux emploie des câbles d'énergie répondant à des contraintes physiques et d'acheminement. Ces deux réseaux sont reliés par des transformateurs de puissance dimensionnés selon le besoin de fourniture des consommateurs en aval de ceux-ci.

A l'origine, les réseaux électriques ont été conçus pour que l'électricité circule dans un sens unique, allant des points de production centralisés vers les consommateurs, en passant par des réseaux de transport et les réseaux de distribution. L'arrivée des énergies renouvelables (EnR), définies comme de nouvelles sources de production dite non centralisées, et installées un peu partout sur le réseau électrique, a eu pour conséquence de transformer le réseau électrique unidirectionnel en un réseau avec une circulation de l'énergie électrique de façon bidirectionnelle. Cette nouvelle circulation de l'énergie ajoute des nouveaux enjeux liés à des contraintes de dimensionnement et d'utilisation des réseaux auxquels doivent répondre les fournisseurs et les gestionnaires de réseau.

A cela s'ajoute une augmentation croissante de la demande en énergie des consommateurs de par un accroissement de la population et un comportement de plus en plus énergivore avec la multiplication des équipements électroniques et ménagers. Dans quelques années, il sera difficile de répondre aux nouveaux besoins d'énergie par un renouvellement massif des réseaux électriques en raison des coûts onéreux d'un tel renouvellement, mais également par le souhait de diminuer les sources de production centralisées de type nucléaire et à charbon. C'est dans ce contexte, que les différentes régions du monde expérimentent des modernisations des réseaux électriques par le biais des nouvelles technologies de l'information et de la communication (NTIC). En Europe, l'union européenne, a mis en place un plan d'actions en 2008 : le « 3x20 ». Ce plan a pour objectif d'ici 2020, de faire passer à 20 % la part des énergies renouvelables dans le mix énergétique européen, de réduire de 20 % les émissions de CO₂ des pays de l'union par rapport à 1990, et d'accroître l'efficacité énergétique de 20 %. Dans ce contexte, la France a mis en place un certain nombre de mesures afin de répondre à ces objectifs fixés par l'union européenne.

De plus, sous les traits d'une politique plus propre, et souhaitant promouvoir le transport « vert » pour répondre aux hausses du tarif des carburants fossiles : les véhicules électriques (VE) et hybrides rechargeables (VHR) font l'objet d'un développement accru et d'un certain intérêt auprès des constructeurs automobiles et des consommateurs. Ces véhicules disposent d'une batterie qui doit être rechargée régulièrement. Elle représente un nouveau type de charge pour les fournisseurs et gestionnaires d'électricité. En effet, les véhicules étant mobiles, ils peuvent se recharger sur n'importe quel réseau offrant un accès à la recharge, ce qui veut dire que cette charge que représentent les VE/VHR est mobile. Celle-ci ajoutera une difficulté au dimensionnement et à la gestion des réseaux électriques dans un avenir proche. En effet, les prévisions de développement des VE/VHR estiment que la mise en circulation de ces véhicules, avoisinera les 2 millions d'ici 2020 en France.

Pour répondre à l'ensemble de ces nouveaux enjeux, le modèle de fonctionnement des réseaux électriques reposant sur un équilibre de la production en fonction de la consommation, doit évoluer pour devenir plus intelligent. La modernisation des réseaux passe donc par un nouveau modèle de fonctionnement qui doit ajuster la production, tout en faisant passer le consommateur de passif à un acteur actif.

Pour cela, l'utilisation des NTIC couplées à des systèmes de supervision permet la mise en place de nouvelles stratégies de gestion, des applications et des services offrant de nouvelles possibilités

d'informations et d'actions aux différents acteurs des réseaux. La superposition de ces outils informatiques et télécoms aux réseaux électriques permettra un fonctionnement plus intelligent et de répondre à l'ensemble des nouveaux enjeux énergétiques des réseaux. Cette modernisation se définit sous le contexte de Smart Grid. En France, plusieurs projets de ce type ont vu le jour, dont le projet national de l'AMM (Automatic Meter Management). L'ensemble des fournisseurs et gestionnaires de réseau est confronté à la mise en place de ce projet qui a pour objectif de déployer un système de comptage avancée permettant un pilotage à distance de ces nouveaux compteurs communicants. Ceci est possible grâce à une architecture de communication reposant sur la technologie filaire CPL (Courants porteurs en ligne) et les technologies radio issus des réseaux mobiles (2G, 3G et 4G) couplé à un système de supervision.

C'est dans ce contexte de modernisation des réseaux électriques et d'expérimentation de l'architecture AMM que s'inscrit le projet VERDI « Véhicules électriques et Energies Renouvelables dans un Réseau de Distribution Intelligent », dont le contexte est le fournisseur historique du département des Deux-Sèvres : Ségolis. Le projet VERDI a pour objectif d'optimiser la circulation de l'énergie électrique et d'appréhender l'insertion des véhicules électriques et véhicules hybrides rechargeables par la mise en place de nouvelles stratégies de supervision.

Pour répondre à l'objectif du projet VERDI, des compétences dans le domaine de la supervision, des NTIC, des bornes de recharges et des EnR sont nécessaires. Ces deux dernières sont apportées par des partenaires industriels. Les deux premières sont étroitement liées à des activités de recherche développées en partenariat avec des laboratoires de recherche. Elles incluent différentes expérimentations terrains. Un premier travail de recherche se focalise sur l'étude et la proposition de stratégie de supervision des charges conventionnelles des réseaux (chauffage, ballon d'eau chaude, ..) et à l'optimisation de l'insertion des VE/VHR et de l'exploitation des EnR. Un deuxième travail de recherche s'articule autour des moyens de communication à l'acheminement de l'ensemble des données entre le système de supervision, les réseaux de distribution, et l'ensemble des acteurs. Ces travaux conduisent à ce manuscrit de thèse.

Dans un premier temps, l'objectif de la thèse a été de définir des services potentiels pour la supervision des réseaux de distribution et d'autres destinés aux usagers des VE/VHR, puis, de proposer une infrastructure de communication reposant sur différentes technologies de transmission. Un moyen de communication pour la supervision des réseaux électriques est la technologie CPL qui possède un certain avantage. En effet, celle-ci permet de superposer un signal de plus haute fréquence au signal électrique 50/60 Hz. Toutefois, la conception des réseaux électriques n'étant pas imaginée pour fonctionner en haute fréquence, les réseaux présentent des conditions de transmission difficiles et non maîtrisables. Cela implique l'emploi dans certaines conditions de technologies radio, comme la technologie 2G GPRS (General Packet Radio Service) qui est couramment déployée pour superviser les réseaux.

Les travaux de thèse se positionnent ainsi sur une étude du support de transmission qu'est le réseau électrique pour l'acheminement de données par la technologie CPL, et au support de transmission radio pour la définition de règles de déploiement d'équipements de communication GPRS. Les contributions apportées suivent alors une démarche en plusieurs étapes qui sont détaillées à travers les différents chapitres de ce manuscrit. Chacun de ces chapitres est rédigé de façon à pouvoir appréhender l'ensemble des travaux pour des lecteurs pouvant débiter dans le domaine des CPL.

Le premier chapitre est consacré, dans un premier temps, à la présentation des réseaux de distribution de par son principe de fonctionnement et de par les équipements qu'ils emploient pour acheminer l'énergie et pour gérer actuellement sa circulation. Puis, la description des nouveaux enjeux qui conduisent depuis quelques années à la modernisation des réseaux actuels en Smart Grid est

proposée. Dans un deuxième temps, les objectifs du projet VERDI et les services proposés pour la supervision des réseaux et aux usagers des VE/VHR sont exposés. Dans un troisième temps, les objectifs, le positionnement et les contributions de ces travaux de recherche principalement orientés vers l'étude des CPL sur les réseaux de distribution sont présentés. La quatrième partie fait l'objet d'un état de l'art sur la technologie CPL. Il sera exposé que de manière générale, les réseaux électriques en haute fréquence entraînent des pertes de transmission dues aux équipements réseaux comme les transformateurs de puissance, mais également, de par le phénomène de multitrajets, et à la présence de perturbations. Cette dernière fait l'objet d'une étude particulière par la présentation de quelques résultats de mesures sur 24h réalisées pendant la thèse.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation en hautes fréquences du transformateur de puissance situé dans un poste de distribution faisant le lien entre le réseau HTA et le réseau BT. Etant un élément essentiel des réseaux de distribution de par la jonction qu'il réalise entre les réseaux HTA et BT, il est nécessaire de le modéliser pour analyser son impact sur la transmission des signaux CPL. Pour cela, la première partie du chapitre est consacrée à la présentation des phénomènes internes du transformateur en basses fréquences puis en hautes fréquences. Dans une seconde partie, un certain nombre de modèles HF présents dans la littérature seront exposés. A la suite d'une synthèse de ces modèles, il sera entrepris une modélisation d'un transformateur de puissance selon un modèle à constantes localisées et un modèle boîte noire. Ce transformateur a été sélectionné à partir d'un inventaire des transformateurs HTA/BT couramment déployés sur les réseaux de distribution de type rural et suburbain. Le chapitre se termine par un comparatif des résultats entre la simulation et la mesure pour les deux modèles, puis par une comparaison entre plusieurs transformateurs de distribution modélisés par l'approche boîte noire.

Le troisième chapitre vient compléter l'étude du deuxième chapitre par une modélisation haute fréquence des câbles de distribution. Dans un premier temps, les phénomènes régissant la transmission de signaux à travers un câble sont exposés, permettant de représenter le câble selon un modèle à constantes réparties. Puis, par des hypothèses simplificatrices, de simplifier ce modèle, pour modéliser en basses fréquences les câbles de distribution selon un modèle à constantes localisées. Dans un second temps, un inventaire des différents câbles de distribution déployés sur les réseaux HTA et BT sera exposé. Ensuite, une représentation HF des câbles de distribution sera proposée et sera appliquée à un câble de type souterrain BT. Pour finir, le modèle obtenu sera comparé à des mesures et sera simulé dans le cadre d'une étude paramétrique.

Dans le dernier chapitre, la première partie a pour objectif d'estimer la fiabilité de la transmission CPL sur les réseaux de distribution par une association des éléments abordés et modélisés dans les chapitres précédents. Cette association se fait sous la forme d'une plateforme de simulation CPL. Celle-ci permet d'étudier une transmission aux fréquences CPL débutant en HTA, traversant le transformateur, puis se propageant à travers un réseau BT, ainsi que dans le sens inverse. Pour compléter l'étude du CPL, la seconde partie de ce dernier chapitre porte sur la mise en place d'une démarche expérimentale permettant d'optimiser le déploiement des équipements radio GSM/GPRS actuels pour la supervision des réseaux.

Chapitre 1 : Les réseaux de distribution communicants

Sommaire

Introduction	7
1 Contexte général	8
1.1 Principe de fonctionnement d'un réseau de distribution	8
1.1.1 Le poste source	9
1.1.2 Le réseau moyenne tension HTA	10
1.1.3 Le poste de distribution	10
1.1.4 Le réseau basse tension BT	10
1.2 Vers une modernisation des réseaux de distribution	11
1.2.1 Les nouveaux enjeux	11
1.2.2 Le réseau de distribution communicant, Smart Grid	12
1.2.3 Des projets Smart Grids en France	12
2 Le projet VERDI	15
2.1 Objectifs du projet	15
2.2 Définition d'applications et de services	16
2.2.1 Services destinés à une supervision des réseaux de distribution	17
2.2.2 Services destinés aux acteurs des VE et VHR	18
3 Objectifs de la thèse	19
3.1 Proposition d'une infrastructure de communication	19
3.2 Positionnement de la thèse	21
3.3 Contributions apportées	22
4 Etat de l'art sur les technologies CPL	23
4.1 Principe d'une chaîne de transmission	23
4.2 Les standards CPL	24
4.2.1 Les CPL Broadband	25
4.2.2 Les CPL Narrowband	27
4.3 Les contraintes des réseaux électriques à la transmission CPL	29
4.3.1 Phénomènes d'atténuation	29

4.3.1.1	Les pertes liées aux équipements réseaux	29
4.3.1.2	Le phénomène de multitrajets	29
4.3.1.3	Une variation temporelle du réseau électrique	30
4.3.1.4	Les impédances localisées dans la littérature	30
4.3.2	Phénomènes de perturbation.....	31
4.3.2.1	Les perturbations permanentes	31
4.3.2.2	Les perturbations apériodiques.....	32
4.3.2.3	Les perturbations périodiques synchrones à la tension secteur	33
4.3.3	Des perturbations mesurées sur des réseaux BT	34
4.4	Les approches de modélisation des réseaux électriques	37
4.4.1	L'approche « Top-Down »	37
4.4.2	L'approche « Bottom-Up »	39
Conclusion.....		42
Bibliographie du chapitre 1		43

Introduction

Actuellement dans le monde, que ce soit en Asie, en Chine, au Japon, en Indonésie, en Australie, en Europe, aux Etats-Unis, en Amérique centrale, du Sud, les réseaux électriques subissent une révolution technologique majeure répondant à de nouveaux enjeux techniques et économiques en lien avec l'évolution des comportements des consommateurs, des besoins des différents acteurs et des nouvelles technologies de l'information et de la communication (NTIC) [1].

La première partie du chapitre est consacrée à la description du fonctionnement d'un réseau de distribution et des enjeux à leur modernisation par le biais de système informatique et de moyens de communications, faisant intervenir la notion de Smart Grid. Cette présentation exposera les problématiques rencontrées par les fournisseurs et gestionnaires de réseaux à la supervision des réseaux, des projets Smart Grids en France ayant comme volonté d'offrir de nouveaux services aux différents acteurs des réseaux de distribution.

La deuxième partie du chapitre présente le projet VERDI « Véhicules électriques et Energies Renouvelables dans un Réseau de Distribution Intelligent » destiné à la modernisation des réseaux de distribution exploité par le fournisseur historique d'électricité du département des Deux-Sèvres.

La troisième partie présente les objectifs de la thèse, son positionnement et synthétise ses contributions.

La quatrième partie porte sur un état de l'art d'une technologie de communication particulièrement avantageuse dans le domaine des réseaux électriques. Il s'agit de la technologie des Courants Porteurs en Ligne (CPL).

1 Contexte général

Dans cette première partie du chapitre, est présenté dans un premier temps le réseau de distribution, de part son fonctionnement et les éléments le constituant. Dans un second temps, les enjeux auxquels sont confrontés de nos jours les fournisseurs et les gestionnaires de réseaux à la supervision des réseaux sont exposés. Enfin, la dernière section est consacrée à la solution mise en œuvre pour répondre à l'ensemble de ces enjeux. Celle-ci se définit par une modernisation des réseaux de façon à les rendre plus communicant grâce aux NTIC afin d'optimiser la circulation de l'énergie électrique.

1.1 Principe de fonctionnement d'un réseau de distribution

Un réseau de distribution est le dernier maillon de la chaîne d'acheminement de l'énergie électrique qui débute par les zones de production pour se terminer chez les consommateurs finaux, en passant par les réseaux de transports et de distribution, figure 1.1.

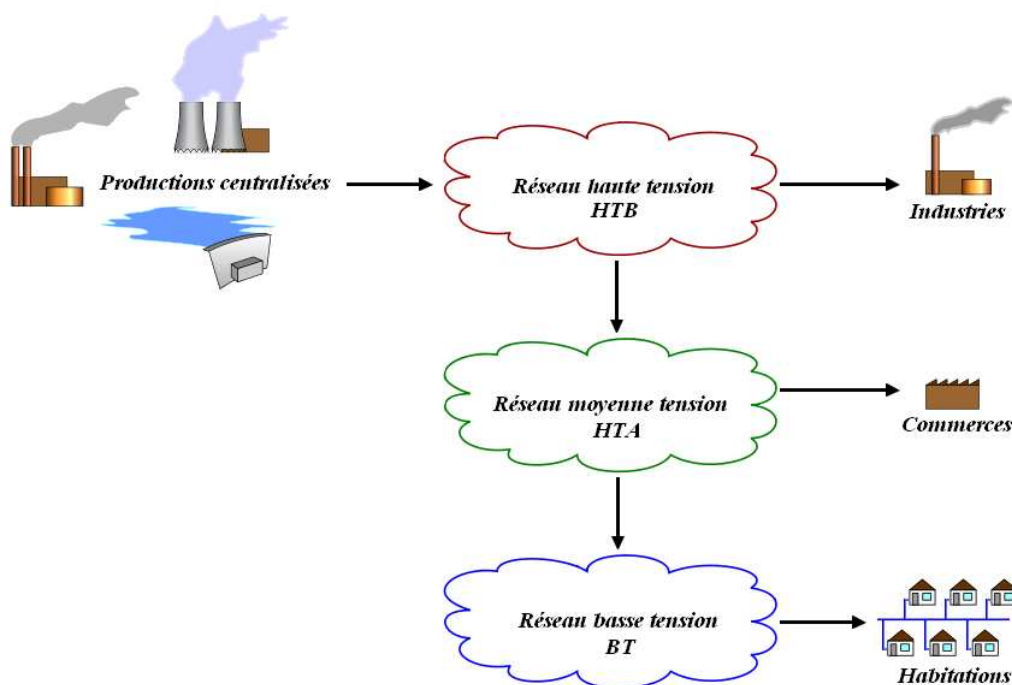


Figure 1.1 : Représentation d'un réseau électrique

La production d'électricité repose principalement sur des sources d'énergie telles que le nucléaire, le thermique, et les énergies renouvelables comme les barrages hydrauliques et les parcs d'éoliennes. Le réseau de transport achemine de grandes quantités d'énergie sur de très longues distances. En France, celui-ci est géré par la société RTE (Réseau de Transport de l'Electricité). Ce réseau, également appelé HTB pour très haute tension, à l'échelle nationale, dessert les interconnexions avec les réseaux des pays étrangers, les centrales nucléaires et quelques grandes installations de production hydraulique et thermique. A l'échelle régionale, il est chargé d'acheminer l'électricité jusqu'aux gros consommateurs industriels et aux réseaux de distribution. Le réseau de distribution se divise en deux sous réseaux : HTA pour moyenne tension, et BT pour basse tension. Ils acheminent l'électricité aux consommateurs tels que les particuliers, artisans, PME et petites industries. En France, la majorité des réseaux de distribution est gérée par ERDF (Électricité Réseau Distribution France) et exploitée par EDF (Electricité de France). Séolis et sa filiale Gérédis Deux-Sèvres font partie des 160 ELD (Entreprises Locales de Distribution), et parmi les quatre plus importantes comptant plus de 100 000 clients.

1.1.1 Le poste source

Le poste source constitue l'interface entre le réseau de transport et le réseau de distribution. Généralement, il dispose au minimum de deux transformateurs de puissance permettant d'abaisser la tension du réseau de transport au réseau de distribution, le second jouant principalement un rôle de secours en cas de dysfonctionnement du premier. Ces transformateurs sont connectés chacun à un jeu de barres couplé entre eux par des disjoncteurs alimentant plusieurs départs HTA. Généralement l'ensemble des départs d'un poste source est regroupé selon leur nature (réseau aérien ou souterrain) et selon leur courbe de charge. En effet, dans le cas d'un dysfonctionnement du poste source, il doit pouvoir alimenter a minima les départs définis comme prioritaire.

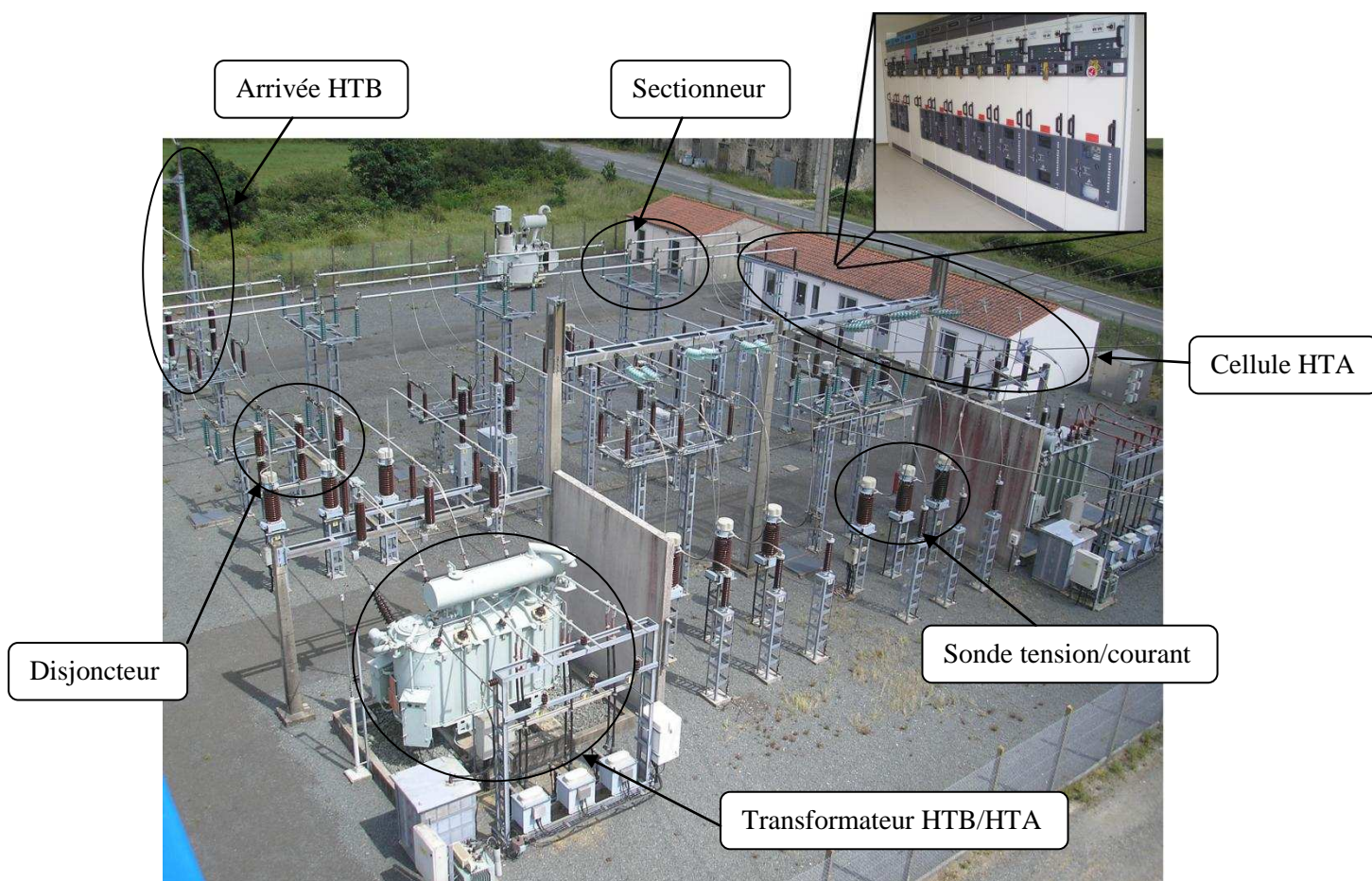


Figure 1.2 : Photo d'un poste source de Gérédis

La figure 1.2 illustre un poste source du gestionnaire de réseau Gérédis Deux-Sèvres. Dans ce type de poste, les disjoncteurs HTA, les départs HTA, les appareils de comptage HTA sont intégrés dans des armoires que l'on appelle cellule blindée HTA située dans des bâtiments. Le poste source comprend en plus des transformateurs, des jeux de barres et des départs HTA : des équipements de comptage d'énergie, de surveillance, de protection et de télécommande, permettant aux gestionnaires de réseau de s'assurer à distance du bon fonctionnement du poste source et de pouvoir effectuer des premières manipulations à distance sur chacun des départs avant l'intervention d'agents en cas d'un dysfonctionnement.

1.1.2 Le réseau moyenne tension HTA

Le réseau HTA représente l'ensemble des départs issus des postes sources. Le nombre de départ dépend de la zone à couvrir par le poste source. L'architecture des réseaux HTA mise en place dépend de la zone géographique qu'ils doivent couvrir. Que ce soit une architecture de type radial destinée principalement aux zones rurales, ou une architecture maillée destinée aux zones urbaines, elles doivent répondre à un certain nombre de critères pour assurer au maximum la fourniture d'énergie aux postes de distribution et aux gros consommateurs industriels. Comme les postes sources, ils disposent d'un certain nombre d'équipements pilotables à distance comme des OMT (Organes de Manœuvres Télécommandés), permettant d'isoler une partie du réseau HTA en dysfonctionnement.

1.1.3 Le poste de distribution

Le poste de distribution, comme le poste source, joue un rôle d'interface en abaissant la tension entre le réseau HTA et le réseau BT. Le poste de distribution (cf figure 1.3) est composé d'un transformateur de puissance, d'un tableau de répartition de chaque départ BT associé à un fusible de protection. La puissance du transformateur dépend également de la zone à desservir et donc du nombre de client raccordés à celui-ci. S'il se trouve dans une zone rurale, celui-ci sera de puissance inférieure à 160 kVA et généralement positionné en haut d'un poteau. Dans une zone urbaine, celui-ci disposera d'une puissance supérieure pouvant atteindre 1 000 kVA dans les zones très denses et se positionnera exclusivement dans des postes cabines.

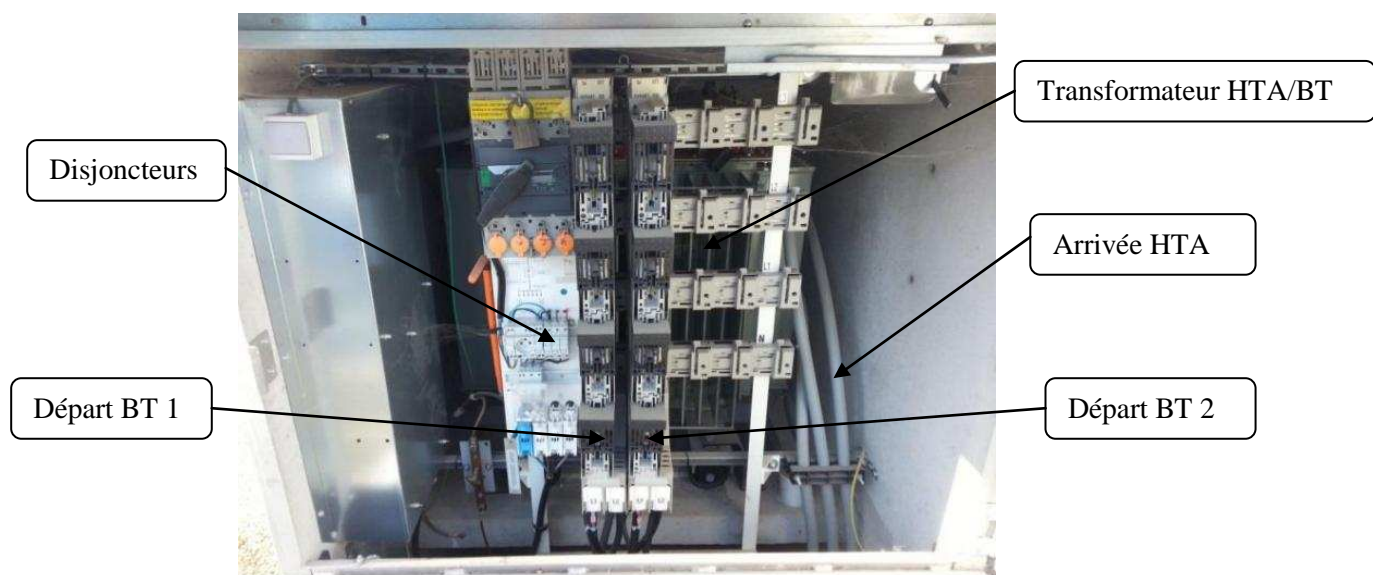


Figure 1.3 : Photo d'un poste de distribution de Gérédis

Contrairement au poste source et au réseau HTA, le poste de distribution ne dispose ni de capteur, ni de tout autre équipement remontant des informations ou pouvant être contrôlé à distance par le gestionnaire de réseau. En France, il dispose uniquement de quelques systèmes de protection tel que des disjoncteurs ou des fusibles pour faire face aux surtensions du réseau BT.

1.1.4 Le réseau basse tension BT

De même que le réseau HTA, le réseau BT se compose des départs issus des postes de distribution. La longueur de ces départs atteint rarement le kilomètre en raison des chutes de tension à respecter pour offrir une fourniture de qualité aux clients. L'architecture la plus répandue dans le cas des réseaux BT se base sur une structure arborescente peu coûteuse. Dans la continuité du poste de distribution, le

réseau BT ne dispose pas de capteurs ou d'équipements commandés à distance. Toutefois, il dispose d'un outil situé au niveau du poste source permettant d'envoyer un signal de changement tarifaire aux multiples clients BT. En effet, les offres proposées par le fournisseur d'électricité disposent de changement de tarif selon des périodes bien définies. Un équipement, appelé TCFM (Télécommande Centralisée à Fréquence Musicale) positionnée au sein du poste source, en aval du transformateur HTB/HTA, génère un signal à la fréquence de 175 Hz et se propage tout le long du réseau de distribution pour arriver chez le client et indiquer à l'équipement de comptage du client de changer de tarif. Le niveau de tension de ce signal est configuré de façon à ce que le client reçoive au minimum 0,9 % de la tension secteur, soit 2,1 V.

1.2 Vers une modernisation des réseaux de distribution

La présentation du fonctionnement d'un réseau de distribution, d'un point de vue supervision, a montré que les actions du gestionnaire de réseau sont limitées principalement au niveau du poste source et à quelques manœuvres sur les réseaux HTA par le biais d'OMT. Ce contrôle à distance est très pratique, mais devient limité avec les nouveaux enjeux auxquels doivent répondre les fournisseurs et gestionnaires de réseaux d'aujourd'hui.

1.2.1 Les nouveaux enjeux

Le premier enjeu auquel les fournisseurs et gestionnaires de réseaux doivent répondre et ceux depuis plusieurs années, c'est l'évolution des usages de l'énergie électrique. En effet, le changement de comportement des consommateurs qui deviennent de plus en plus nombreux, et qui s'équipent de plus de plus en appareils électroniques en sont la cause principale aujourd'hui. Demain, viendra s'ajouter le développement des véhicules électriques (VE) et des véhicules hybrides rechargeables (VHR) qui impacteront de façon non négligeable la consommation d'électricité. Ces nouveaux véhicules posent un certain nombre de problèmes aux constructeurs automobiles, comme aux fournisseurs et gestionnaires d'énergie sur la recharge de ceux-ci. En effet, d'un point de vue du constructeur, ces véhicules leur imposent de nouvelles contraintes de conception, de design et de sécurité. Pour les fournisseurs et gestionnaires de réseaux, ils viennent ajouter un nouveau type de charge, dite charge mobile. Cette nouvelle charge est contraignante du fait de sa mobilité au sein du réseau électrique, soutirant de l'énergie à un réseau un jour donné, puis sur un autre réseau le jour suivant. A cela s'ajoute une étude en 2011 [2] qui a prédit une mise en circulation de plus de deux millions de VE et VHR d'ici 2020. Ceci complique énormément le dimensionnement des réseaux électriques pour faire face à ce nouveau besoin, qui en plus de la mobilité, doit également permettre de répondre à la vitesse de rechargement du véhicule. En effet, en France, il sera possible de recharger plus ou moins rapidement son véhicule selon 4 modes de recharge avec une prise électrique adaptée au mode de recharge [2].

Le second enjeu est en lien avec les préoccupations environnementales de l'Union Européenne. Celle-ci a mis en place un plan de grande envergure prénommé le « 3x20 » en 2008. Ce plan a pour objectif d'ici 2020, de faire passer à 20 % la part des énergies renouvelables dans le mix énergétique européen, de réduire de 20 % les émissions de CO₂ des pays de l'Union par rapport à 1990, et d'accroître l'efficacité énergétique de 20 %. Dans ce contexte, la France a mis en place un certain nombre de mesures afin de répondre à ces objectifs fixés par l'union européenne. Depuis 2008, plus d'une centaine de projets Smart Grid en France ont vu le jour [2].

Ces deux enjeux ont pour conséquence de modifier l'équilibre des réseaux électriques qui, jusqu'à présent, est régi par une adaptation de l'offre en fonction de la demande. Pour permettre d'utiliser de

façon pérenne les réseaux électriques actuels, il est alors nécessaire de les superviser de façon à piloter l'offre mais également la demande. Ces enjeux nécessitent que les fournisseurs et les gestionnaires innover sur la gestion des réseaux d'électricité.

A l'origine, les réseaux électriques ont été conçus pour que l'électricité circule dans un sens unique, allant des points de production centralisée vers les consommateurs finaux, en passant par des réseaux de transports et de distribution. Avec l'arrivée des énergies renouvelables, de nouvelles sources de productions dites non centralisées s'installent un peu partout sur le réseau électrique, sur la partie HTA et BT, transformant ainsi le réseau électrique unidirectionnel en un réseau avec une circulation de l'énergie électrique de façon bidirectionnelle.

La solution standard qui consisterait à ne faire que du renforcement de l'infrastructure réseau ne fonctionnerait pas sur le long terme, du fait que la démographie croissante de la population et donc des équipements électriques à installer entraîneraient des coûts importants et des investissements à consentir difficilement réalisables. Pour continuer à offrir un acheminement de l'énergie de qualité, il est nécessaire de moderniser les réseaux électriques par l'intégration de nouvelles technologies de l'information et de la communication (NTIC) afin de rendre le réseau électrique plus communicant.

1.2.2 Le réseau de distribution communicant, Smart Grid

L'objectif d'un réseau électrique communicant, appelé également Smart Grid, est d'établir une communication entre les différents éléments du réseau afin d'optimiser le fonctionnement de ceux-ci en assurant l'équilibre à tout instant entre l'offre et la demande avec une réactivité et une fiabilité accrues. Le réseau électrique passe alors d'une chaîne unidirectionnel avec des acteurs passifs à un réseau bidirectionnel où l'ensemble des acteurs interagissent entre eux.

La modernisation des réseaux électriques en Smart Grid est la superposition de trois niveaux. Le premier niveau correspond à l'infrastructure classique des réseaux électriques (transformateurs, câbles, ...). Le second niveau est constitué d'une architecture de télécommunications s'appuyant sur plusieurs technologies de transmission (Ethernet, GPRS, CPL, Zigbee, ...) utilisées pour relever et envoyer les données informatiques. Le troisième et dernier niveau est formé de systèmes informatiques basés sur des algorithmes d'optimisation permettant d'offrir des applications et des services aux multiples acteurs. Ces applications et services s'appuient soit sur des routines automatiques ou de dépannage à distance pour les gestionnaires et fournisseurs d'électricité, soit sur une gestion intelligente et du suivi de consommation pour les clients.

Actuellement, ce sont les réseaux de transport qui sont les plus instrumentés en la matière pour des raisons de sécurité d'approvisionnement. Comme présenté en amont, les réseaux de distribution sont faiblement dotés de ce type de technologies, hormis le poste source. Ceci s'explique par le fait que les réseaux de distribution dispose d'un grand nombre d'équipements et de clients. L'enjeu des Smart Grids se situe donc principalement au niveau des réseaux de distribution.

1.2.3 Des projets Smart Grids en France

Pour répondre aux enjeux techniques et économiques fixés par l'union européenne et l'évolution des usages de l'énergie électrique, en France, plusieurs projets ont été lancés à l'échelle nationale et locale. Globalement, ces projets peuvent être répartis en 6 catégories allant de la mise en place du concept des Smart Grids dans leur globalité, en passant par le déploiement d'une application donnée comme l'optimisation des énergies renouvelables, la gestion de la consommation, l'insertion des véhicules électriques, le développement du comptage amélioré et du stockage de l'énergie. Plus d'une centaine

de projet ont ainsi vu le jour. A titre d'exemple, il est possible de citer les projets SOGRID, Greenlys, PREMIO+, destinés à mettre en place la vision d'un Smart Grid à plus ou moins grandes échelles, des projets Kleber, SAVE et VER orientés vers l'optimisation de l'insertion des VE/VHR, et le projet AMM à l'amélioration du comptage de l'énergie [3].

Le projet SOGRID situé à Toulouse a pour objectif de développer un dispositif électronique de nouvelle génération dont la finalité sera d'équiper des millions de matériels qui seront connectés au réseau électrique, afin de communiquer entre eux et ainsi constituer un réseau électrique communicant.

Améliorer la gestion de la consommation et l'insertion des EnR sont des objectifs du projet Greenlys qui a pour vocation de réunir plusieurs centaines de clients testeurs résidentiels et plusieurs dizaines de sites tertiaires à Lyon et à Grenoble afin de réaliser un démonstrateur de supervision de l'énergie. Le but est de préfigurer le modèle énergétique de demain.

Le projet PREMIO, réalisé dans la région PACA, fut le premier projet à mettre en place un démonstrateur de réseau intelligent à fonctionner en France. L'évolution de cette infrastructure passe aujourd'hui par le projet PREMIO+ qui a l'objectif de la développer à une plus grande échelle. Le but est alors d'élaborer des stratégies de supervision pour rendre un territoire autonome énergétiquement, c'est-à-dire que celui-ci soit capable d'équilibrer sa production et sa consommation de façon autonome. L'étude du comportement des usagers, de l'insertion des énergies renouvelables, du stockage d'énergie et des nouvelles technologies de l'information et de la communication sont des clés à la réussite du projet.

Ensuite, les projets Kleber, SAVE et VERT ont pour objectif d'étudier le comportement des usagers à l'utilisation des VE et VHR, et de proposer des infrastructures à la supervision des bornes de recharges pour améliorer les applications et services à destination des usagers, et également à optimiser l'alimentation de ces bornes [4].

Enfin, le déploiement d'une architecture de communication AMM (Automatic Meter Management) lancé en 2009 a pour but de moderniser le comptage actuel de l'électricité et d'offrir une meilleure gestion de consommation (cf figure 1.4). A l'échelle nationale, celle-ci a été entreprise par EDF et ERDF. Au niveau du département des Deux-Sèvres, Séolis et Gérédis Deux-Sèvres ont lancé une première expérimentation de l'AMM en 2011, qui doit permettre de limiter un renforcement massif des réseaux dans les années à venir. Cette architecture est une des premières avancées dans la modernisation du réseau de distribution français.

L'objectif de cette architecture est d'apporter une amélioration de l'acheminement et de la fourniture de l'électricité par le biais de nouvelles offres (tout en gardant les offres historiques) et de nouveaux services, tout en informant de façon plus précise les consommateurs sur leur consommation et leur permettre de l'optimiser. D'un point de vue de technique, l'architecture AMM a été conçue pour fonctionner sur de grandes distances de façon autonome, et repose sur cinq éléments principaux :

- Des compteurs communicants
- Des concentrateurs (situés dans les postes HTA/BT)
- Un Système d'Information (pouvant se situer chez le GRD ou chez un prestataire)
- Une liaison radio entre le système d'information (SI) et les concentrateurs
- Une liaison filaire entre les concentrateurs et les compteurs

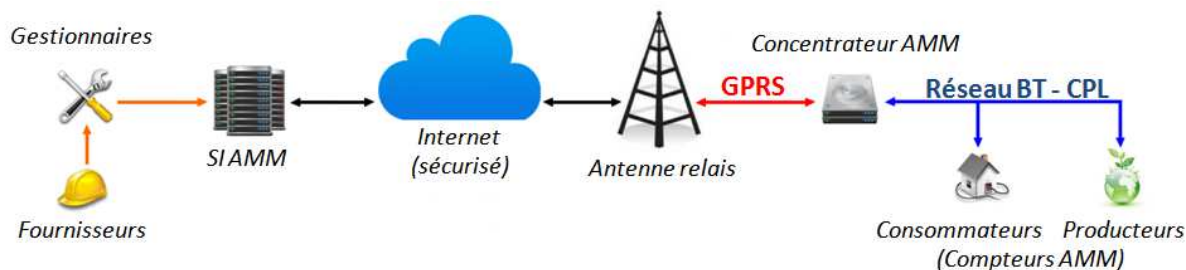


Figure 1.4 : Schématisation du fonctionnement de l'architecture AMM

Le compteur communicant est un compteur évolué disposant de toutes les fonctionnalités de mesure électrique d'un compteur classique auxquelles ont été ajoutées des fonctionnalités informatiques et télécoms. Globalement, il s'agit d'un automate de contrôle connecté avec le SI. Ce compteur est un système « esclave » qui reçoit des ordres qu'il exécute et qui transmet en retour des comptes rendus et des mesures validées. Le concentrateur est un système de type « maître », et est l'élément intermédiaire de l'architecture AMM.

D'un point de vue communication, la liaison radio actuelle entre le système d'information et le concentrateur se réalise majoritairement grâce à la technologie radio GPRS. Elle s'appuie donc sur les réseaux de télécommunication mobile permettant ainsi de couvrir un large territoire du fait que plus de 99% de la population française est couverte par cette technologie. Malgré cette couverture importante, une seconde technologie de communication est utilisée pour réaliser la liaison entre le concentrateur et le compteur. En effet, l'utilisation des réseaux mobiles a un coût non négligeable pour les gestionnaires de réseau du fait du nombre important de données à transiter et du nombre de clients. C'est pour cela que la technologie utilisée pour cette liaison est la technologie CPL. Celle-ci possède l'avantage d'utiliser les réseaux électriques pour transmettre les données informatiques et donc de s'appuyer sur une infrastructure déjà en place permettant d'atteindre l'ensemble des clients et de minimiser les coûts de communication. Toutefois, ces réseaux n'étant pas conçus pour le transit des données dans les hautes fréquences, ceux-ci apportent certaines contraintes de transmission et limitent les performances de communication. Dans certains cas, la technologie CPL ne peut alors être dissociée d'une technologie radio, pour établir la communication sur son ensemble et les performances requises. Le tout est de trouver le bon équilibre selon les besoins, pour maximiser la rapidité et la fiabilité de l'interaction entre les différents acteurs.

En termes d'application et de services, aujourd'hui, l'architecture AMM propose principalement des solutions de comptage par le biais de routine automatique ou de dépannage pour les acteurs tels que les gestionnaires et fournisseurs. De futures améliorations techniques et des évolutions en termes d'offres permettront à l'AMM d'offrir une plus grande quantité d'applications et de services à l'ensemble des acteurs et ainsi avancer dans la modernisation des réseaux de distribution en Smart Grids.

2 Le projet VERDI

C'est dans ce contexte de modernisation des réseaux de distribution et d'expérimentation de l'architecture AMM, que le fournisseur d'électricité du département des Deux-Sèvres, Séolis, a mis en place une politique de Recherche et Développement pour répondre à l'ensemble de ces problématiques. Pour cela, en 2011, Séolis et sa filiale Gérédis Deux-Sèvres mettent en place un projet industriel intitulé VERDI. L'idée générale du projet est de contribuer à la modernisation des réseaux de distribution et de préparer l'insertion des VE et VHR par une supervision des réseaux à l'aide d'une infrastructure de communication, permettant de limiter leur impact d'un point de vue économique et d'un point de vue environnemental.

2.1 Objectifs du projet

De façon générale, le projet VERDI vise :

- à quantifier l'insertion de façon fiable des EnR et des VE/VHR pour un réseau donné ;
- à comparer les coûts et les apports d'une supervision vis-à-vis d'un renforcement du réseau;
- de proposer de nouvelles offres et services par le biais d'une infrastructure de communication ;
- et à démontrer la faisabilité réelle d'une telle structure de fonctionnement.

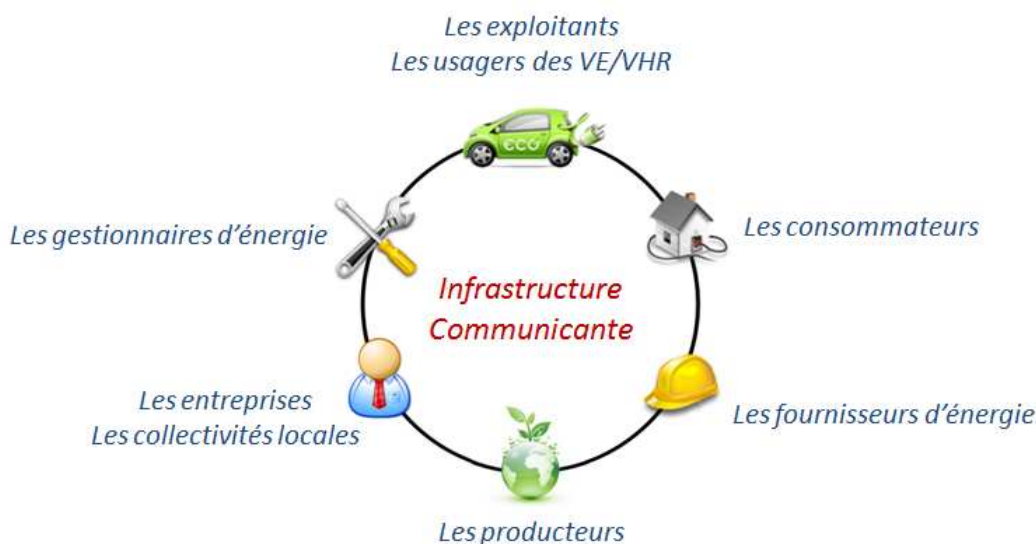


Figure 1.5 : Les acteurs de l'infrastructure VERDI

Pour cela, le projet VERDI doit évaluer la capacité de pilotage d'un réseau de distribution de façon à favoriser l'intégration, d'une part, de la production décentralisée, et d'autre part, des VE et VHR sur les réseaux. Deux types de pilotage peuvent être évalués. Le premier consiste à un pilotage des usages conventionnels, c'est-à-dire de piloter tous les appareils de type chauffage résidentiel, ballon d'eau chaude sanitaire (ECS), Le second pilotage est un pilotage de la charge des VE et VHR par le biais d'un réseau de bornes de recharge publiques et privées contrôlées à distance. Globalement, le pilotage est effectué par le biais d'une infrastructure de communication associé à un système de supervision qui cherchera à optimiser constamment l'équilibre entre l'offre et la demande.

Pour évaluer la mise en place de ces solutions techniques, le projet VERDI a pour vocation d'instaurer des développements théoriques réalisés en partenariat avec des laboratoires de recherche, couplés à des expérimentations sur le réseau géré par GEREDIS Deux-Sèvres en partenariat avec des acteurs

industriels, pour au final mettre en place un démonstrateur de supervision.

Les laboratoires de recherche partenaires du projet VERDI sont le laboratoire XLIM SIC et le laboratoire L2EP. Le premier laboratoire apporte ses compétences dans le domaine du développement et de l'optimisation de la modélisation et de la simulation de couches physiques réalistes en termes de canal de transmission et de communications numériques pour répondre à des objectifs de qualité de services, d'efficacité énergétique et de contraintes temporelles. Le second laboratoire apporte ses compétences dans le domaine de la gestion de systèmes multi-sources – multi-stockages en vue d'optimiser les services fournis aux réseaux électriques, qu'ils soient terrestres, offshores ou embarqués, afin d'en améliorer la fiabilité tout en augmentant l'efficacité énergétique.

Les industriels partenaires du projet VERDI sont l'entreprise Saintronic et Maia Eolis. La première est un équipementier français des secteurs télécom et ferroviaire, proposant son savoir dans la conception de bornes de recharge pour VE et VHR. La seconde entreprise est un professionnel de l'éolien apportant son expérience sur la modélisation et la gestion de parcs éoliens.

L'objectif du projet VERDI est de proposer une infrastructure de communication qui doit offrir un fonctionnement des réseaux de distribution sous certaines conditions :

Condition 1 : Limiter l'impact environnemental du réseau, en évitant la recharge des VE et VHR pendant les heures de pointe qui nécessite des sources de production d'électricité très « carbonées ». L'objectif est alors de favoriser la recharge pendant les périodes de faible consommation ou lorsque la production d'ENR le permet.

Condition 2 : Limiter l'impact économique des recharges en minimisant les renforcements de réseaux de distribution. L'objectif est donc de favoriser la recharge des VE lorsque la charge du réseau le permet et de proposer des applications et services aux acteurs des VE et VHR permettant de répondre aux objectifs précédents, tout en incitant la mobilité électrique.

Pour contrôler à distance l'ensemble des charges conventionnelles, des bornes de recharges publiques et privées, et offrir un certain nombre d'applications et de services aux différents acteurs, l'infrastructure de communication doit disposer d'un système de supervision. Celui-ci s'appuie sur des stratégies de gestion fonctionnant grâce à des algorithmes particuliers prenant en compte l'ensemble des demandes des acteurs et des contraintes des réseaux de distribution. Cet aspect du projet VERDI fait l'objet d'un premier travail de recherche dans le cadre d'une première thèse réalisée en partenariat avec le laboratoire L2EP.

Ensuite, pour acheminer l'ensemble des données, les communications entre ce superviseur et les différentes entités, s'établissent à l'aide de technologies de communication qui peuvent être multiples selon la zone de couverture du service. Cet aspect fait l'objet d'un second travail de recherche réalisé dans la thèse en partenariat avec le laboratoire XLIM-SIC. Ce manuscrit en est le fruit.

Le caractère innovant du projet VERDI réside dans le fait d'appliquer la notion de Smart Grid dès le déploiement d'un réseau de bornes de recharge pour les VE/VHR, par le biais de la proposition d'un business modèle favorisant l'élaboration d'une infrastructure de communication indispensable pour garantir l'équilibre des réseaux suite à l'insertion des VE/VHR.

2.2 Définition d'applications et de services

Dans le cadre de cette thèse et lors de la mise en place du projet VERDI, la première tâche a consisté à proposer des applications et services aux fournisseurs et gestionnaires de réseaux électriques, mais

également aux consommateurs et aux producteurs, comme aux entreprises et aux collectivités locales et aux exploitants des bornes. Une trentaine de services ont été proposés et définis. Toutefois, dans un premier temps, 20 services ont été retenus pour la mise en place d'un premier démonstrateur. Ces services sont divisés en deux catégories. La première catégorie correspond aux services destinés au pilotage de la charge des réseaux de distribution et donc à la supervision de ceux-ci. La seconde catégorie de services est orientée vers les acteurs des VE et VHR et donc à un ensemble d'exploitants de bornes et d'usagers de ces véhicules. Chaque service a été défini et quantifié en termes de performance de communication par deux paramètres que sont la latence et la fiabilité.

La latence représente le temps entre le moment où un utilisateur demande un service et le moment où le service a été réalisé et confirmé. Elle peut être définie comme forte, moyenne et faible.

- Forte : Le service doit s'effectuer dans un laps de temps très court (de l'ordre de la seconde)
- Moyenne : Le service peut s'effectuer dans les minutes qui suivent la demande
- Faible : Le service peut s'effectuer dans les heures qui suivent la demande

Ces ordres de grandeurs de latence peuvent sembler relativement peu contraignants vis-à-vis d'autres systèmes nécessitant de la gestion temps réel, comme dans un véhicule, un avion, ou encore dans le domaine médical. Ceci s'explique par le fait qu'aujourd'hui, la demande en énergie d'un réseau de distribution est estimée la veille pour le lendemain. En effet, cette prévision est réalisée à partir de la consommation issue des années précédentes, de la veille et de la météo. L'utilisation de services avec une contrainte forte vient optimiser cette prévision actuelle, et donc s'adresser principalement au moment où la supervision nécessite d'être optimisée ou pour répondre à des imprévus, comme des incidents.

La fiabilité correspond à la sensibilité des données transmises (sécurisation/protection), à l'impact du service par rapport au fonctionnement du réseau de distribution, et le niveau de gêne occasionnée à l'utilisateur concernant la réalisation ou non du service.

- Très forte : Le service touche à des données sensibles (données personnelles, paiement, ...)
- Forte : Le service impacte le réseau et peut gêner l'utilisateur
- Moyenne : Le service n'impacte pas le réseau, mais peut gêner l'utilisateur
- Faible : Le service n'impacte pas le réseau et risque de ne pas gêner l'utilisateur

2.2.1 Services destinés à une supervision des réseaux de distribution

Le tableau 1.1 regroupe les différents services définis et quantifiés destinés à la supervision des réseaux de distribution.

Référence	Nom du Service	Latence	Fiabilité
S1.01	Optimiser la maîtrise de l'énergie consommée	Forte/Faible	Forte
S1.02	Limiter les pertes sur le réseau de distribution	Moyenne	Forte
S1.03	Favoriser l'insertion de production décentralisée	Forte	Forte
S1.04	Optimisation économique des productions décentralisées	Moyenne	Forte
S1.05	Faciliter l'implantation du VE/VHR	Moyenne	Forte
S1.06	Optimiser les coûts de l'énergie destinée au GRT	Moyenne	Forte
S1.07	Mécanisme d'ajustement destiné au GRT	Forte	Forte

Tableau 1.1 : Services destinés pour la supervision des réseaux de distribution

L'ensemble de ces services nécessite une fiabilité forte, car ils impactent tous le fonctionnement du réseau électrique. Ensuite, selon le service, une tolérance peut être admise sur la latence d'exécution

du service. Les services venant directement modifiés le niveau de charge du réseau demandent une latence forte, alors que les services en lien avec une optimisation économique nécessitent une latence plutôt moyenne. En effet, l'évolution du marché de l'électricité possède une tendance tarifaire qui permet d'anticiper plusieurs minutes, voire heures, à l'avance de cette évolution tarifaire. Le cas particulier est le service S1.01. Celui-ci demande une contrainte faible lorsqu'il s'agit d'une maîtrise de la consommation issue d'une prédiction faite la veille pour le lendemain, mais lors d'un imprévu, que ce soit une demande en énergie plus importante ou un incident sur le réseau nécessitant de modifier l'acheminement de l'énergie, la contrainte de latence est forte.

2.2.2 Services destinés aux acteurs des VE et VHR

Le tableau 1.2 présente l'ensemble des services définis et quantifiés destinés aux acteurs des VE/VHR.

Référence	Nom du Service	Latence	Fiabilité
S2.01	Affichage de l'état de la borne	Moyenne	Moyenne
S2.02	Indicateur de dysfonctionnement de recharge du VE	Forte	Moyenne
S2.03	Arrêt de la charge	Forte	Forte
S2.04	Identification du client/VE	Forte	Très forte
S2.05	Accès aux statistiques de son compte client	Moyenne	Très forte
S2.06	Indicateur de CO ² économisé/consommé	Moyenne/Faible	Faible
S2.07	Indicateur d'énergie soutirée par la recharge	Moyenne/Faible	Faible
S2.08	Information de fin de charge par SMS/Mail	Moyenne	Moyenne
S2.09	Géolocalisation des bornes de recharges publiques	Forte	Forte
S2.10	Guidage vers une borne de recharge publique disponible	Forte	Forte
S2.11	Différents modes de paiement	Forte	Très forte
S2.12	Système de priorisation/réservation de borne	Moyenne	Très Forte
S2.13	Supervision des bornes de recharges	Moyenne	Forte

Tableau 1.2 : Services destinés aux acteurs des VE et VHR

Pour cette deuxième catégorie, les contraintes télécoms sont plus hétérogènes entre les services. En effet, ces services sont principalement des services informatifs, de confort, destinés principalement à un usage « extérieur » au réseau de distribution et aux utilisateurs autres que le fournisseur et le gestionnaire de réseau. Certains de ces services comme l'indicateur de CO² ne demandent pas les mêmes contraintes qu'un service nécessitant une communication sécurisée comme l'identification du client/VE, car l'échec de la réalisation de ces services n'entraînera pas la même gêne chez l'utilisateur.

Il est important de noter qu'un certain nombre de ces services se réalisent ou peuvent se réaliser directement au niveau de la borne de recharge, comme les services : S2.01, S2.03, S2.04, S2.06, S2.07, S2.11.

3 Objectifs de la thèse

Cette troisième partie du chapitre est consacrée à la présentation des objectifs de ces travaux de thèse au sein du projet VERDI, mais également dans le cadre général des réseaux de distribution communicants. Ces travaux s'articulent sur le deuxième niveau des Smart Grid : les technologies de communications. Le premier objectif de la thèse est de proposer une infrastructure à la supervision des réseaux de distribution pour répondre aux besoins de transmission des services VERDI.

3.1 Proposition d'une infrastructure de communication

Pour offrir l'ensemble des services, il est nécessaire de mettre en place une infrastructure de communication reposant sur des technologies de communication offrant des performances suffisantes pour répondre aux contraintes de communication des différents services.

Pour cela, dans le cadre de la thèse, il a été proposé une infrastructure de communication fonctionnant sur la base de deux sous-infrastructures. La première est appelée intra-infrastructure et destinée à couvrir la supervision au niveau des réseaux de distribution, en pilotant les charges conventionnelles et les recharges des VE/VHR, ainsi que de fiabiliser l'insertion des EnR. La deuxième est nommée extra-infrastructure, et destinée à élargir le champ d'action de la maîtrise de l'énergie en lien avec le développement de la mobilité électrique ainsi qu'à la collecte de données supplémentaires. La figure 1.6 illustre le schéma de fonctionnement de l'infrastructure de communication proposée pour VERDI.

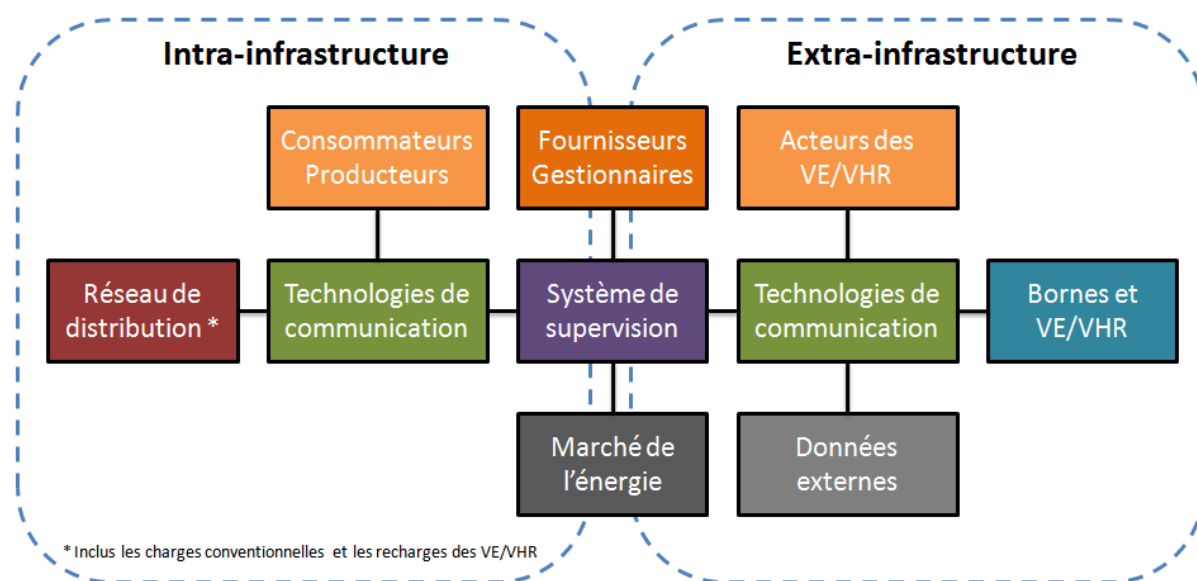


Figure 1.6 : Schéma du fonctionnement de l'infrastructure de communication proposée pour VERDI

La première catégorie de services destinée à superviser le réseau de distribution est donc principalement orientée vers l'intra-infrastructure, l'utilisation de la technologie de communication par CPL semble offrir un certain avantage (cf figure 1.7). En effet, cette technologie s'appuie sur le réseau électrique pour transmettre les données, permettant de communiquer sur l'ensemble du réseau et ainsi toucher l'ensemble des charges à piloter. De plus, l'utilisation du réseau électrique comme support de transmission permet au gestionnaire de réseau de limiter les coûts de déploiement d'une infrastructure de communication du fait d'être le propriétaire du réseau. L'extra-infrastructure a pour vocation de répondre à la seconde catégorie de services destinée aux acteurs des VE et VHR. Le fait que ces acteurs soient des utilisateurs extérieurs au domaine des réseaux de distribution, de la mobilité de ces véhicules, et du souhait que ces services fonctionnent et soient accessibles par le biais d'application

mobile, sont des facteurs qui demandent d'employer des technologies radio comme les technologies GPRS, UMTS et LTE pour mettre en place cette deuxième catégorie de services (cf figure 1.7).

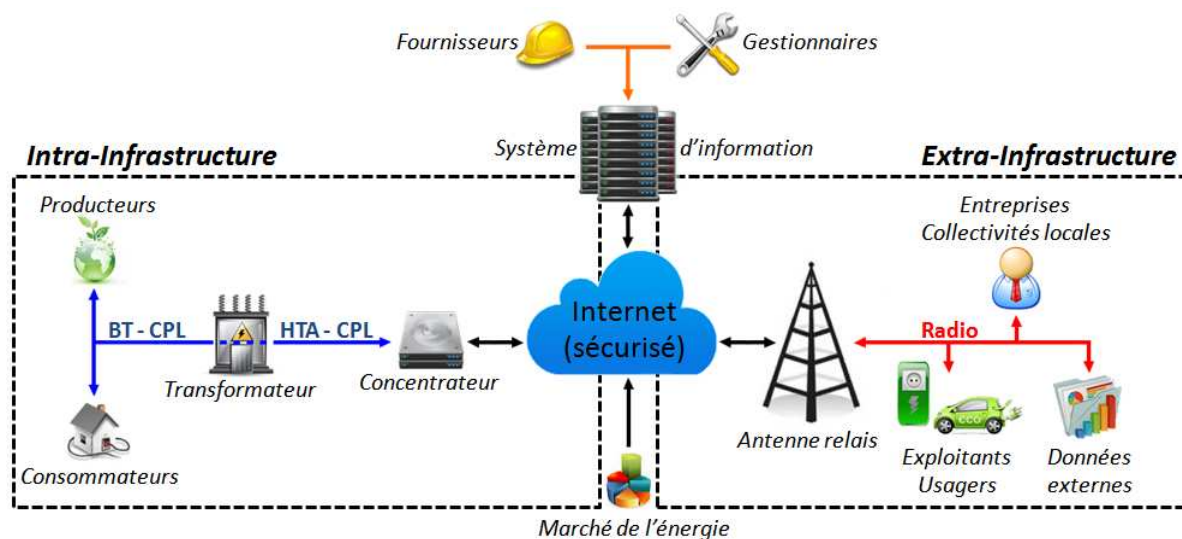


Figure 1.7 : Infrastructure de communication proposée

Pour maîtriser au mieux la circulation de l'énergie sur le réseau de distribution, le fournisseur et le gestionnaire de réseau disposent d'un système de supervision regroupant la supervision des charges conventionnelles et des charges des VE/VHR. L'une des fonctions majeures de ce superviseur sera de permettre un délestage paramétrable par hiérarchisation de la position géographique et par type de charge. Un niveau de priorité pourra être affecté à chaque type de charge. Le superviseur fonctionnera sur la base de règles établies selon la localisation ou le niveau de priorité pour réaliser le délestage. Ces règles de délestage pourront s'appliquer sur du chauffage, de la climatisation, des ECS, de la recharge des VE/VHR, toutes charges non essentielles, Les systèmes de délestage devront alors être installés sur l'ensemble des bornes publiques et privées, ainsi qu'au niveau des charges conventionnelles avec l'accord du propriétaire. Le fournisseur d'électricité pourra proposer des offres avantageuses aux propriétaires pour les inciter à mieux maîtriser l'énergie qu'ils consomment et accepter de décaler la recharge de leur VE/VHR. Une seconde fonction majeure de ce superviseur sera de collecter un ensemble de données réseaux et extérieures pour optimiser en permanence l'estimation à court et moyen termes du niveau de consommation et de production sur le réseau. A partir de ces estimations, des plans d'actions pourront être préparés en avance et exécutés selon le besoin au moment spécifique. Pour l'ensemble des consommateurs, producteurs usagers, le système de supervision grâce à des applications leur permettra de visualiser leur consommations, d'accéder à un certain nombre de statistique, à l'historique des délestages et des gains associés. L'application permettra de paramétrer des notifications d'ordre de délestage aux usagers et également la possibilité de les annuler.

L'infrastructure de communication ne doit pas être figée dans le temps en termes de technologie, de services et d'équipements. Elle doit alors offrir des caractéristiques de conception permettant une facilité d'intégration de nouvelles applications et de services :

- Etre évolutive selon les besoins des fournisseurs, des gestionnaires de réseaux et des usagers
- Etre flexible vis-à-vis des standards de communication
- Etre ouvert à l'ajout d'entités non prévues à l'origine
- Gagner en performance par un ajout, une évolution des algorithmes de supervision et des technologies de communication

Dans le cadre du déploiement du premier démonstrateur VERDI, l'infrastructure de communication retenue, dans un premiers temps, à reposer sur des équipements de communication déjà déployés et/ou en cours de déploiement. La figure 1.8 illustre l'infrastructure retenue pour ce premier démonstrateur.

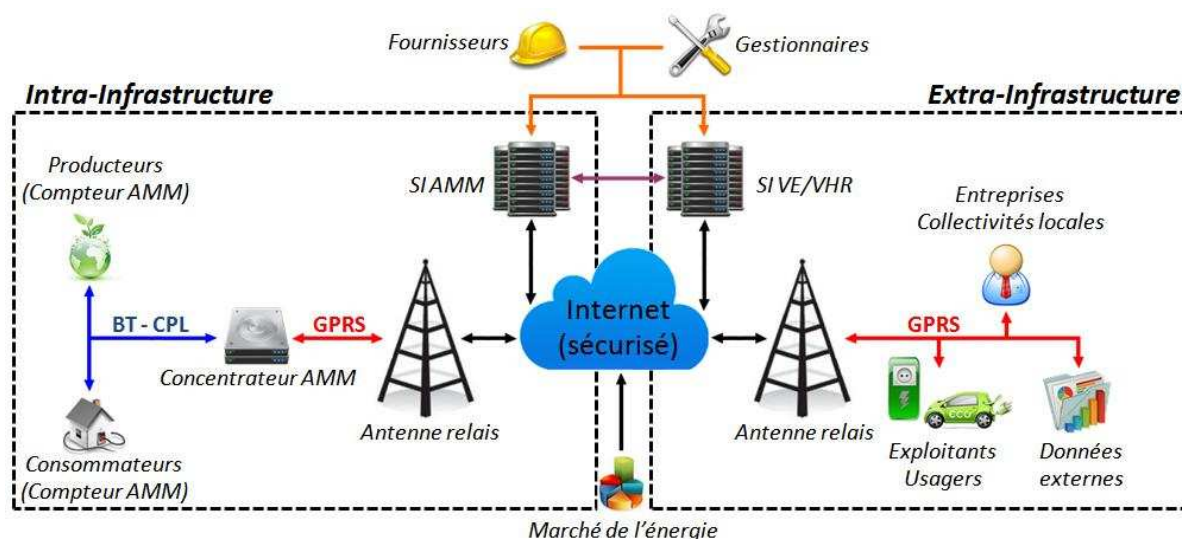


Figure 1.8 : Première infrastructure de communication retenue

L'infrastructure de communication retenue profite ainsi du déploiement de l'architecture AMM pour piloter les charges du réseau électrique et améliorer l'insertion des EnR, ce qui veut dire que la technologie CPL et le standard mobile GPRS seront utilisés dans le cadre de l'intra-infrastructure. Concernant les services destinés aux acteurs des VE et VHR, ceux-ci fonctionneront également à partir du standard mobile GPRS dans un premier temps. En effet, les équipements existants et intégrés dans les bornes de recharge publiques disposent d'un module de communication GPRS. L'ensemble sera piloté par deux systèmes de supervision. Le premier correspond au SI de l'architecture AMM et le second est dédié aux applications et services en lien avec les VE et VHR. Ces deux superviseurs interagiront l'un avec l'autre par une passerelle informatique.

3.2 Positionnement de la thèse

Les travaux de thèse se positionnent sur la partie intra-infrastructure, en grande partie sur une étude du support de transmission qu'est le réseau électrique pour l'acheminement de données par la technologie CPL, et au support de transmission radio pour la définition de règle de déploiement d'équipements de communication GPRS. Ces travaux ont pour objectifs d'estimer les performances de ces technologies pour répondre aux besoins des services de supervision en termes de latence et de fiabilité.

Pour cela une étude préliminaire sur la latence a été réalisée par le biais de l'architecture AMM en cours d'expérimentation sur les réseaux de distribution Gérédis Deux-Sèvres. Les résultats de cette étude ont montré une latence de communication importante de part le fait que cette architecture est toujours en cours de développement d'un point de vue logiciel, et de part le fait d'un faible débit offert par la technologie CPL utilisée (CPL G1). En effet, les équipements GPRS déployés par Gérédis Deux-Sèvres permettent d'offrir un débit brut théorique de 85,6 kbits/s, contrairement au débit brut théorique du CPL G1 qui est de 2,4 kbits/s. De plus, lors de l'application de service de comptage à distance, il a été relevé que le temps de communication était principalement imputé aux traitements logiciels des entités, pouvant représenter 75 % du temps global. Ce constat a été obtenu sur la base de plusieurs tests en laboratoire et des tests de terrain sans répétition CPL. Toutefois, la mise à jour des logiciels du concentrateur et du compteur communicant, ainsi que de la plateforme du système de

supervision, ont permis de réduire les temps de traitement et donc le temps de communication globale. Il peut être considéré que dans le futur ces temps logiciels pourront encore être diminués. La limite sera alors déportée au niveau des technologies de communication, et dans un premier temps, au niveau de la liaison CPL entre le concentrateur et les compteurs. En effet, cette liaison offre un débit brut théorique 36 fois inférieur au débit des équipements GPRS actuellement déployés (2,4 kbit/s contre 85,6 kbit/s). Au niveau de la fiabilité, l'architecture AMM a montré des faiblesses pour les deux technologies. Dans le cadre du GPRS, celle-ci dépend de la zone de couverture des antennes relais et du positionnement des concentrateurs. Le département des Deux-Sèvres étant une région à tendance rurale et vallonnée, des zones se retrouvent avec une qualité de réception faible et impliquent alors des difficultés de communication, nécessitant l'emploi d'antenne déportée. Au niveau du CPL fonctionnant sur les réseaux BT, la fiabilité de communication au niveau des clients est aléatoire. En effet, comme il sera présenté dans la suite de ce premier chapitre, le réseau de distribution est un support de transmission présentant des contraintes de transmission difficilement maîtrisables qui dépendent fortement du réseau électrique et de l'installation électrique des clients.

A partir de cette étude préliminaire de l'architecture AMM, la latence de transmission étant un facteur pour le moment lié à l'optimisation de la partie logicielle des entités, elle n'a pas donc pas fait l'objet d'une étude plus poussée que l'étude préliminaire. L'objectif principal de la thèse porte ainsi sur l'estimation de la fiabilité de la technologie CPL pour la supervision des réseaux de distribution, complété par une étude d'optimisation du déploiement des équipements GPRS.

3.3 Contributions apportées

L'étude des capacités de transmission par CPL sur les réseaux de distribution repose dans un premier temps sur l'analyse de la variabilité du comportement de ces réseaux en fonction de la fréquence et du temps, en particulier due aux perturbations, grâce à des expérimentations sur 24h. Cet aspect est abordé lors de l'état de l'art de la technologie CPL en quatrième partie de ce premier chapitre.

Par la suite, l'étude des réseaux de distribution aux fréquences CPL continue par une contribution majeure de la thèse consacrée à la modélisation des transformateurs de distribution en hautes fréquences et donc à leur impact sur la transmission des signaux CPL qui les traverses pour relier les réseaux HTA et BT. Ce deuxième aspect correspond au chapitre 2.

Ensuite, l'étude du support de transmission réseau est complétée par une contribution à la modélisation des câbles de distribution et aux phénomènes de propagation régissant leur comportement aux fréquences CPL. Ce troisième aspect est présenté dans le chapitre 3.

Enfin, l'estimation des capacités de transmission CPL sur les réseaux de distribution s'appuie sur l'association des modèles élaborées aux chapitres 2 et 3. Pour cela, le comportement du support de transmission simulé est corrélé avec les niveaux de perturbations réseaux mesurés. Cet aspect est exposé au sein du chapitre 4. Pour compléter les contributions de cette étude CPL sur les réseaux de distribution, une étude supplémentaire est intégrée au chapitre 4. Elle est orientée vers la transmission radio GPRS déployée dans le cadre de l'architecture AMM. Cette étude doit permettre de définir une stratégie à l'optimisation du déploiement des équipements GPRS afin d'offrir une qualité de communication optimum afin de fiabiliser les transferts de données entre le superviseur et ces équipements.

4 Etat de l'art sur les technologies CPL

La technologie CPL utilise le réseau électrique comme support de transmission, permettant ainsi de ne recourir à aucun déploiement d'infrastructure supplémentaire pour établir la communication entre deux entités. Le principe du CPL repose dans la superposition au signal électrique 50 Hz, d'un signal de plus faible énergie et de plus hautes fréquences [5, 6]. Toutefois l'utilisation du réseau électrique comme support de transmission présente néanmoins des inconvénients. En effet, celui-ci n'a pas été conçu pour faire transiter des signaux autres que le 50 Hz. La qualité de transmission offerte par le réseau électrique n'est donc pas parfaite [6, 7, 8, 9].

4.1 Principe d'une chaîne de transmission

Cette section a pour objectif de présenter succinctement le principe de fonctionnement d'une chaîne de transmission et des techniques utilisées pour établir au mieux la communication entre deux entités, et ainsi appréhender les évolutions technologiques des standards CPL présentées dans la section suivante 3.2. La chaîne de transmission permet le transfert des informations sous forme de données numériques entre une entité émettrice et une ou plusieurs entités réceptrices par le biais d'un canal de transmission [10, 11]. Ce canal de transmission se compose du support physique de transmission et des perturbations présentes sur celui-ci. Globalement, la chaîne de transmission peut être représentée par la figure 1.9.

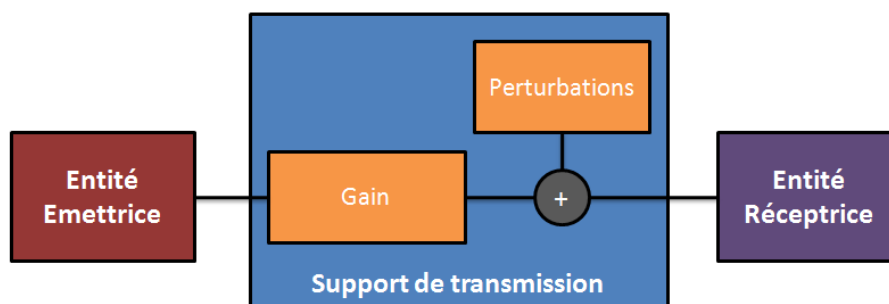


Figure 1.9 : Synoptique global d'une chaîne de transmission

Le support de transmission représente le média utilisé pour véhiculer les données à transmettre. Dans le cas de la technologie CPL, le média correspond aux réseaux électriques, et dans le cas d'une communication radio, comme le GPRS, le média est l'air. Chacun de ces supports de transmission entraîne des phénomènes de propagation qui ont pour effet de modifier l'amplitude et la phase du signal émis. A cela s'ajoutent des perturbations qui peuvent altérer les données et provoquer des erreurs de réception. Pour diminuer le risque d'erreurs de transmission, les entités émettrice et réceptrice doivent offrir une fiabilité de communication suffisante pour obtenir une qualité de communication optimale entre ces entités.

Les entités de communication peuvent être représentées selon le modèle OSI (Open Systems Interconnection) en un système en 7 couches. Dans ce modèle, chaque couche utilise un protocole différent des autres. Cependant, la couche doit fournir un service à la couche supérieure et en demander un autre à la couche inférieure [11]. Les standards CPL se situent généralement sur les deux premières couches (couche physique et couche de liaison) pour les plus anciennes. Les standards plus récents intègrent la troisième couche (couche réseau).

La couche physique est en charge de la transmission des signaux entre l'émetteur et le récepteur. Elle intègre des techniques permettant de fiabiliser la communication. Pour cela dans un premier temps,

elle applique un codage correcteur d'erreurs sur les données à transmettre FEC (Forward Error Correction) [14, 15, 16]. Les codages les plus courants sont les codes convolutifs, le code Reed-Solomon, le code LDPC (Low-Density Parity Check) et les turbos-codes. Pour extraire les données, le récepteur applique l'opération inverse, un décodage. Ensuite, dans un second temps, la couche physique applique des techniques de modulation permettant ainsi d'adapter au mieux les données aux caractéristiques du canal de transmission [17, 18, 19, 20, 21]. On distingue les modulations analogiques (amplitude (AM), fréquence (FM) et de phase (PM)) et les modulations numériques (élémentaires et complexes). Aujourd'hui, la majorité des systèmes utilise des modulations numériques.

La couche de liaison peut être divisée en deux sous-couches. La première se définit par la sous-couche LLC (Logical Link Control) qui offre des méthodes contribuant à la robustesse de la transmission, comme la méthode ARQ (Automatic Repeat reQuest). La seconde sous-couche dite MAC (Media Access Control) fournit les procédures d'accès pour le transfert des données entre les entités. Les techniques d'accès peuvent être du type FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access), ou encore CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection) et le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) [12, 13].

La couche réseau a pour fonction de définir le chemin de communication à partir de ses voisins directs pour atteindre le destinataire. Elle prend donc en considération la topologie du réseau. Elle contribue à l'établissement d'une table de routage, d'une retransmission et au contrôle des flux. De plus, par le biais du protocole IP, la couche 3 permet à l'équipement d'être connecté à l'internet et d'offrir une gamme de services plus larges.

4.2 Les standards CPL

Historiquement, l'utilisation des réseaux électriques comme moyen de communication remonte aux années 1950. Débutant sur les réseaux de transports et de distribution « Outdoor », la technologie CPL fonctionnait dans la bande de 100 Hz à 1 kHz pour établir des communications unidirectionnelles mono-porteuses pour commander l'allumage et l'extinction à distance des éclairages publics ou encore pour effectuer des changements de tarifs. En France, elle est apparue sous l'impulsion de RTE pour gérer son réseau à distance. Dans la même démarche, EDF déploie un CPL à la fréquence de 175 Hz PULSADIS (TCFM). Il s'agit d'un dispositif positionné au niveau du poste source permettant de réaliser des changements de tarif chez les clients des réseaux de distribution. Au niveau des réseaux domestiques « Indoor », les premiers CPL sont apparus au milieu des années 70 avec le protocole X10 destiné à des applications de domotique et de sécurité. Il repose sur des techniques de modulation basique mono-porteuse, fonctionne de façon unidirectionnel dans la bande de fréquence de 1 kHz à 148 kHz, et permet un débit de transmission de 20 bits/s. Au fil des années, la technologie CPL, que ce soit dans le domaine des applications « Indoor » et « Outdoor » (cf figure 1.10), a subi plusieurs évolutions. Aujourd'hui, les CPL peuvent être séparés en deux catégories de standards : les CPL Broadband (BB) représentant les CPL fonctionnant au-delà du mégahertz (MHz) et les CPL Narrowband (NB) fonctionnant en dessous de 500 kHz [5, 6].

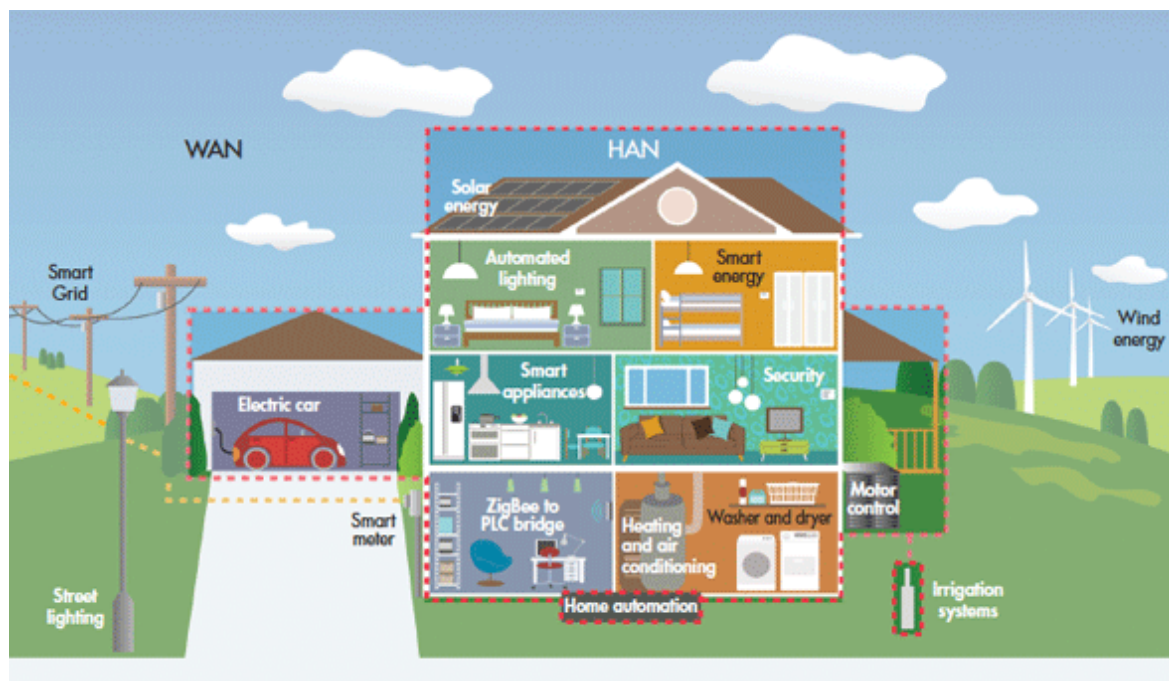


Figure 1.10 : Les réseaux CPL (Outdoor - WAN) et (Indoor - HAN)" et leurs applications [22]

Les CPL BB correspondent aux standards CPL offrant des débits importants de l'ordre du mégabit par seconde mais dont la portée est réduite de plusieurs dizaines de mètres. Ils sont principalement déployés dans le domaine « Indoor » afin d'offrir un accès à internet, du partage de fichier volumineux, des services de télévision grâce aux décodeurs et équipements associés (Les offres Triple Play). Les CPL NB offrent des débits de transmission de l'ordre du kilobit par seconde, mais fonctionnent sur des distances de quelques kilomètres. Ils sont utilisés dans le domaine « Outdoor » pour des applications de comptage et de Smart Grid, et dans le domaine « Indoor » pour des applications nécessitant peu de débit comme la domotique, la surveillance et la sécurité.

4.2.1 Les CPL Broadband

Le standard le plus répandu dans la catégorie des CPL Broadband est le HomePlug (HP) appuyé par l'alliance HomePlug [23, 24]. La première version à voir le jour, fut durant les années 90. Par la suite est apparue la version 2.0, le HomePlug AV (HP AV), qui fut largement déployée dans les applications de partage de l'internet dans les bâtiments professionnels et particuliers. Cette version est capable d'offrir un débit de transmission brut de 200 Mbits/s à travers les réseaux d'électricité. Ce standard s'appuie sur la technologie de Windowed-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permettant une transmission multi-porteuses, selon des modulations BPSK et QAM. Il fonctionne dans la bande de fréquence de 2 MHz à 30 MHz, et dispose d'une partie codage par l'intermédiaire d'un turbo-code convolutif.

Largement répandu, l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a publié le standard IEEE 1901.1 [24, 25] reposant sur la couche physique du standard HP AV. Une première extension HP AV2 permet d'agrandir la plage de fréquences disponible jusqu'à 86 MHz, permettant d'utiliser plus de porteuses et ainsi atteindre un débit de 500 Mbits/s à 1 Gbits/s dans de bonnes conditions de transmission. Une deuxième extension s'appuyant sur les mêmes spécifications que HP AV, le HomePlug Green PHY (HP GP) est orientée vers des applications de gestion de la consommation, de la recharge des VE et de domotique, et est interopérable avec le standard IEEE 1901.1 (HP AV).

De son côté, le géant Panasonic a développé lui aussi un standard CPL haut débit, HD-PLC, destiné à offrir des services de télévision. D'un point de vue conception, ce standard repose sur la Wavelet-OFDM. Ce standard de Panasonic est également inclus dans la norme IEEE 1901.1 qui permet la coexistence de HD-PLC et HP AV.

L'organisme DLNA (Digital Living Network Alliance) particulièrement présent dans le partage de données entre les nouveaux appareils multimédia, a certifié le HD-PLC comme la méthode de communication pour créer un réseau d'échange entre ces équipements multimédia [26].

En parallèle, une société espagnole DS2 (Design of Systems on Silicon) a développé un CPL haut débit fonctionnant avec la technique Windowed-OFDM et à l'origine de l'UPA (Universal Powerline Association) regroupant plusieurs industriels en 2004. En 2005, le Projet Européen OPERA a sélectionné la technologie développée par DS2 pour répondre à l'objectif de définir un standard européen CPL. Ce standard DS2 n'a pas été retenue par l'IEEE contrairement au HomePlug. DS2 a fait l'objet d'un rachat par Marvell Technology Group en 2011, pour des raisons financières. L'UPA cessa alors ses activités de spécifications, mais est toujours intégré dans certains équipements multimédia.

Au vue de la multiplication des standards dans les réseaux « Indoor », CPL, Ethernet, téléphone, télévision, ..., l'ITU (International Telecommunication Union) en lien avec Home Grid Forum (HGF) [27] et d'autres organisations a pour objectif de promouvoir le standard ITU G.hn. L'objectif de ce standard est d'augmenter l'adoption d'une technologie unique par les consommateurs. La variété des standards pour le CPL, la télévision, l'internet, et donc des produits présents sur le marché, ne permet pas une adoption rapide de ces nouvelles technologies et des services associés. De plus, cela entraîne des soucis de compatibilité entre les équipements. Pour cela, l'idée est donc d'avoir une communication à la fois sur les paires torsadées des lignes téléphoniques, les coaxiaux de la télévision et des lignes électriques. Les spécifications sont définies dans les recommandations G.9960 (2009) et G.9961 (2010). Comme pour les standard précédents, le G.hn s'appuie également sur l'OFDM permettant d'atteindre un débit jusqu'à 1 Gbits/s. La bande passante varie entre 25, 50 et 100 MHz. Ce standard est également compatible avec l'ITU G.hn LCP (Low-Complexity Profile) pour les équipements à faible débit pour les applications de comptage, de surveillance et de sécurité en lien avec le Smart Grid. L'ITU G.hn/HomeGrid repose sur plusieurs techniques permettant d'augmenter la fiabilité de la communication, comme l'utilisation du codage LDPC (Low-Density Parity Check), d'une répétition sélective améliorée ARQ-based (Automatic Repeat Request), et d'un mode de communication robuste spécifique pour les environnements très perturbés. Le standard définit automatiquement le maillage du réseau pour que des entités non connectées directement puissent communiquer. La sécurité est effectuée par un chiffrement 128-bits AES CCMP.

Des extensions ont été ajoutées afin toujours d'augmenter la fiabilité de la communication, en s'appuyant sur des transmissions MIMO (Multiple-Input and Multiple Output) [28]. Contrairement à la technique de transmission SISO (Single-Input and Single-Output), la technique MIMO consiste à utiliser deux ou plusieurs antennes radio pour séparer la communication et ainsi optimiser la qualité de transmission. Dans le cas du CPL, le MIMO peut correspondre à une transmission sur le conducteur de phase et de neutre du câble électrique dans le domaine « Indoor », avec un retour par le conducteur de terre. Ceci permet d'avoir deux chemins de transmission pour augmenter le débit et la fiabilité. La transmission sur le neutre est possible si celui-ci n'est pas relié à la terre. La technique MIMO est également applicable sur les réseaux « Outdoor ».

Le G.hn est en concurrence avec plusieurs standards : le HP AV de HomePlug et le MOCA standard (Multimedia over Coax Alliance) [29] adopté par plusieurs compagnies. Ce dernier se positionne au niveau de la téléphonie et de l'audiovisuel. Le fournisseur américain AT&T a adopté le HomePNA [30] pour la distribution de la vidéo sur les lignes téléphoniques. Il est l'équivalent du HomePlug sur les lignes électriques. Home Grid Forum et Home PNA ont fusionné représentant ainsi une organisation de plus de 70 membres supportant les deux standards G.hn et Home PNA.

Un dernier standard, qui n'est pas encore publié, l'IEEE 1905 [31], a pour vocation de définir un réseau « Indoor » hybride permettant aux différents standards WiFi, HD-PLC, Ethernet et MOCA de fonctionner ensemble. Il intègre des fonctionnalités permettant de rendre plus simple la mise en place du réseau au sein de son domicile et de bénéficier simplement des services de télévision et d'internet. Les standards G.hn et HomePNA ne sont pour le moment pas inclus dans le standard.

4.2.2 Les CPL Narrowband

Les CPL bas-débit les plus connus sont basés sur les standards IEC 61334 [32, 33], IEEE P1901.2 [34], Home Plug Green PHY de l'alliance Home Plug, CPL G3 [35], PRIME [36] et ITU G.hnem [37]. La majorité de ces standards utilisent les bandes de fréquence CENELEC (Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique), qui définit plusieurs bandes de fréquences allant de 3 kHz à 148.5 kHz, et le niveau de tension maximum des signaux CPL (cf tableau 1.3) [5, 6].

Les bandes de fréquences CENELEC		
Dénomination	Fréquences	Niveau
Band A	3 kHz – 95 kHz	134 dB μ V – 120 dB μ V
Band B	95 kHz – 125 kHz	120 dB μ V
Band C	125 kHz – 140 kHz	120 dB μ V
Band D	140 kHz – 148.5 kHz	120 dB μ V

Tableau 1.3 : Les bandes de fréquences CENELEC

La bande (3 kHz -95 kHz) doit uniquement être utilisée pour les applications de surveillance et de pilotage du réseau de distribution BT, y compris l'utilisation de l'énergie des équipements et des locaux connectés (comptage à distance).

La bande (95 kHz – 148.5 kHz) doit être uniquement employée soit pour des applications analogiques ou numériques des équipements installés dans les locaux d'habitation, commerciaux ou industriels (domotique), soit pour de la surveillance ou du pilotage d'appareils installés sur ou raccordés au réseau BT à l'extérieur des locaux (éclairage public et véhicule électrique). L'utilisation des sous-bandes B et D ne nécessite pas de protocole d'accès contrairement à la sous-bande C qui nécessite d'utiliser la technique d'accès CDMA.

En Amérique du Nord, la bande de fréquences allouée pour les CPL a été définie par la FCC (Federal Communications Commission) allant de 10 kHz à 490 kHz. En Asie et au Japon, c'est l'ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) qui limite la bande de 10 kHz à 450 kHz.

Les transmissions CPL dans ces bandes de fréquences ne permettent pas d'obtenir des débits importants. Toutefois, ce n'est pas un inconvénient, car ces faibles débits offrent des erreurs de transmission moindres sur de longue distance vis-à-vis des CPL Broadband et donc une fiabilité plus importante pour offrir des services tels que la relève des compteurs à distance.

Défini dans les années 90, le standard IEC 61334 (International Electrotechnical Commission) est principalement utilisé dans la relève des compteurs électriques, d'eau et dans la supervision SCADA

(Supervisory Control and Data Acquisition). Il fonctionne dans la bande CENELEC A, entre les fréquences 60 kHz et 80 kHz offrant un débit compris entre 1,5 kbit/s et 2,8 kbit/s. Ce standard utilise la modulation S-FSK (Spread - Frequency Shift Keying) utilisant deux fréquences porteuses pour transmettre les bits « 0 » et « 1 » espacées de 10 kHz, ce qui permet une bonne robustesse face aux perturbations à bande étroite. La transmission des données se synchronise avec le passage à zéro du signal électrique 50 ou 60 Hz. Un détecteur de passage à zéro détermine le moment pour transmettre les 24 ou 48 bits par cycle. Cela permet alors d'obtenir des débits de 1,2 kbit/s à 50 Hz et 1,44 kbit/s à 60 Hz avec un cycle de 24 bits, et un débit de 2,4 kbit/s à 50 Hz, puis de 2,88 kbit/s à 60 Hz. Le paquet est composé de 42 octets, dont 4 pour le préambule, 38 pour les données et 3 pour la pause utilisée pour la réception ou la transmission d'alarme.

Pour remplacer PULSADIS et la TCFM, en France, EDF et ERDF ont mis en place un CPL baptisé CPL G1 fonctionnant sur le standard IEC 61334 pour le déploiement de l'architecture AMM [38, 39].

Pour améliorer les performances de communication de l'AMM, ERDF travaille depuis 2008 sur le développement d'un nouveau standard : le CPL G3. Ce standard s'appuie sur les technologies utilisées dans les standards « Indoor ». Différentes versions existent et permettent de fonctionner sur l'ensemble des bandes de fréquences définies par CENELEC, la FCC et l'ARIB, permettant ainsi respectivement des débits de 44 kbit/s dans la bande CENELEC A, et de 225 kbit/s dans la bande FCC. Ce CPL G3 s'appuie sur la Windowed-OFDM et peut fonctionner selon deux modes de transmission, un mode normal et un mode robuste. Le premier utilise soit une modulation DBPSK, DQPSK ou D8PSK pour chacune de ses 36 sous-porteuses. Il intègre une correction d'erreurs par un codage convolutif et un codage Reed Solomon. Le mode robuste fonctionne de façon identique sauf qu'il applique en plus une répétition du bit à transmettre 4 fois, pour augmenter la fiabilité de transmission, mais limitant fortement le débit utile. Ces deux modes intègrent le cryptage des données (AES-128) et fonctionnent avec des topologies de type point à point, en étoile ou encore maillée. Le CPL G3 supporte le protocole IPv6. La couche MAC est similaire au standard IEEE 802.15.4, et utilise la technique d'accès au média CSMA/CA. Ce standard est soutenu par l'alliance G3 composé de plus de 45 membres.

En parallèle, à partir de 2007, le fournisseur d'électricité espagnol Iberdrola a développé un standard CPL baptisé PRIME. Celui-ci fonctionne dans la bande CENELEC A entre 42 kHz et 90 kHz et permet d'obtenir des débits de transmission compris entre 21 kbit/s et 128 kbit/s. Il utilise la technologie Windowed-OFDM avec les modulations BPSK, QPSK et 8PSK. Au niveau de la correction d'erreurs, il intègre un codage convolutif et un contrôle de redondance cyclique (CRC). Comme pour le CPL G3, il dispose de la technique d'accès CSMA/CA.

Par la suite, ERDF et Iberdrola ont décidé de travailler ensemble afin de proposer un standard CPL mondial intégrant les points forts des deux standards précédents. Cette collaboration a abouti au standard IEEE 1901.2. Il repose essentiellement sur le standard G3, c'est à dire qu'il est basé sur la technique de Windowed-OFDM fonctionnant dans la bande de fréquences de 10 kHz à 490 kHz. La modulation peut être DBPSK, DQPSK ou D8PSK. Le débit maximum dans de très bonnes conditions de transmission avoisine les 500 kbit/s. Ce standard est défini pour fonctionner sur le réseau BT, mais également sur le réseau HTA. Il intègre un codage convolutif et Reed Solomon, ainsi qu'un mode robuste de par une répétition des bits pour augmenter la fiabilité de transmission. La portée est de plusieurs kilomètres. La technique d'accès est toujours le CSMA/CA, exploite le standard IEEE 802.15.4 pour la couche MAC, et dispose du protocole IPv6.

4.3 Les contraintes des réseaux électriques à la transmission CPL

Les technologies CPL disposent d'un avantage certain de coût et de déploiement vis-à-vis d'autres technologies, en s'appuyant sur les réseaux électriques comme support de transmission. Toutefois, le dimensionnement des réseaux électriques étant conçu pour optimiser l'acheminement de l'énergie électrique à une fréquence de 50/60 Hz, n'offrent forcément pas de bonnes conditions de transmission en hautes fréquences. La présentation des standards CPL Broadband et Narrowband a démontré qu'ils étaient conçus pour être robustes aux perturbations de par l'utilisation de la technique OFDM et de correcteur d'erreurs pour accroître la fiabilité de la transmission. En effet, comme tout support de transmission, les réseaux électriques entraînent un facteur d'atténuation sur les signaux transmis. De plus, comme tout environnement de propagation, celui-ci est bruité par des signaux parasites d'origines diverses.

4.3.1 Phénomènes d'atténuation

Les propriétés de propagation des réseaux de distribution sont fortement induites par la topologie mise en œuvre pour répondre au besoin d'acheminement de l'énergie électrique. L'affaiblissement des réseaux dépend alors des propriétés physiques des équipements réseaux employés, ainsi que des propriétés de raccordement et de comportement des différents clients. Chaque topologie réseau présente alors des atténuations propres.

4.3.1.1 Les pertes liées aux équipements réseaux

La transmission de signaux HF dans les câbles a pour conséquence d'observer un phénomène de courants de Foucault qui a pour répercussion d'entraîner l'effet de peau et l'effet de proximité [40]. Plus la fréquence sera élevée, plus ces effets seront présents. L'effet de peau se définit par la propagation du signal en surface du conducteur. Il a pour résultat d'augmenter la résistance linéique du conducteur du câble et donc d'accroître ses pertes linéiques. On retrouve également ce même phénomène pour les transformateurs de puissance au niveau de leurs enroulements. L'effet de proximité dépend de la position des différents conducteurs les uns par rapport aux autres, ce qui aura pour conséquence d'influer sur la circulation du courant au sein des conducteurs. Au final, l'augmentation de la fréquence aura pour conséquence d'entraîner un affaiblissement plus important au sein des réseaux électriques. Ce phénomène sera plus approfondi dans le chapitre 2.

4.3.1.2 Le phénomène de multitrajets

Une des principales causes de l'affaiblissement des réseaux électriques s'explique par le fait que les impédances localisées (terminales) sont généralement désadaptées avec les câbles électriques, ce qui a pour effet de réaliser des réflexions des signaux CPL. Les réseaux électriques se présentent alors comme un canal de transmission à multitrajets pouvant ainsi entraîner des évanouissements (atténuations plus importantes) à certaines fréquences [5, 6, 7, 8, 9]. Le réseau électrique présente alors un comportement similaire aux transmissions radio de par sa sélectivité en fréquence. Dans le cas des réseaux « Indoor », les impédances localisées correspondent aux appareils électriques raccordés à l'installation. Au niveau des réseaux « Outdoor », il s'agira de l'ensemble de ces équipements électriques représentant ainsi l'impédance du client vue par le réseau HTA ou BT. Toutefois, la mise en fonctionnement/arrêt d'un appareil électrique à l'intérieur du logement, ou de bâtiments n'entraînera pas toujours la modification de l'impédance équivalente du client vue par le réseau. En effet, selon le type d'appareil et son emplacement, l'impact sur la modification de l'impédance peut être négligé. Les équipements électriques étant raccordés en parallèle, l'impédance la plus faible prédominera sur les

plus élevées. La même remarque peut être faite concernant l'impédance équivalente du réseau BT et HTA.

4.3.1.3 Une variation temporelle du réseau électrique

Ensuite, l'impédance des clients reflète leur comportement qui varie au cours du temps. Cette variation a pour résultat de modifier la réponse du support de transmission CPL sur l'ensemble de la journée, mais ces impédances peuvent rester inchangées pendant plusieurs minutes, voire plusieurs heures. De plus, selon la fréquence, elles prennent des valeurs différentes. Les conditions de propagation peuvent par conséquent être considérées comme constantes pendant des périodes temporelles bien supérieures à la durée de transmission des signaux CPL. La connaissance des profils de charges des clients à la fréquence du réseau (50/60 Hz) ne présume en rien de leur impédance aux fréquences CPL. En effet, plus la fréquence est élevée, plus les phénomènes capacitifs et inductifs priment sur l'aspect résistif des équipements électriques. Pour déterminer la valeur de ces impédances localisées, il est alors nécessaire de réaliser des mesures « in-situ ».

4.3.1.4 Les impédances localisées dans la littérature

L'impédance du réseau à 50/60 Hz varie au cours du temps et de l'espace de façon aléatoire, en conséquence de la connexion et déconnexion d'appareils électriques, mais également en fonction de la fréquence [41, 42]. Cette variation d'impédance entraîne une désadaptation d'impédance entre l'impédance du réseau électrique et l'impédance du modem CPL. Dans un premier temps, cette désadaptation entraîne des pertes de qualité de transmission se traduisant par une perte d'insertion du signal sur le réseau et par un gain de réception faible [41]. Dans un deuxième temps, elle implique des difficultés de conception des modems CPL [43]. L'objet des recherches est donc de caractériser le comportement fréquentiel de l'impédance des réseaux électriques étudiés pour optimiser la transmission CPL. Si l'impédance réseau est connue, le phénomène de désadaptation d'impédance pourra être réduit et ainsi la qualité de transmission et de réception pourra être améliorée en minimisant les pertes.

Dans les années 70, les auteurs [44] ont réalisé un certain nombre de mesures d'impédances réseaux dans la bande de fréquences allant de 20 kHz à 30 MHz. Les résultats sont comparés à un circuit appelé « Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne » (RSIL). Cette étude comparative a démontré que ce circuit était une bonne représentation de l'impédance réseau, et que, par conséquent, c'était un bon choix pour la normalisation des équipements CPL entre les différents laboratoires. Dans [45], les auteurs réalisent de même sur des réseaux américains et européens. En France, des travaux ont été réalisés par EDF sur la caractérisation d'appareils domestiques, mais également sur la variation d'impédances dans la bande de fréquences CENELEC [46].

La référence [47] traite de l'impact des appareils ménagers sur l'impédance globale d'un réseau domestique dans la bande de fréquences allant de 5 kHz à 20 kHz. L'auteur [48] a réalisé des études de perturbations de 10 kHz à 100 MHz, et d'impédances, de perte de transmission dans la bande de fréquence de 10 kHz à 20 MHz au sein de bâtiments au Japon. Dans un autre papier [49], l'auteur traite des variations significatives de l'impédance réseau et propose par le biais d'une impédance adaptative du modem CPL une amélioration de la transmission. Des études sur des impédances de charges et d'appareils électriques utilisés au sein des réseaux domestiques sont exposées dans [50, 51, 52, 53]. Dans [52, 53] un travail important a été effectué sur la caractérisation des charges électriques des réseaux domestiques dans la bande de fréquences de 100 kHz à 500 kHz. Les données observées illustrent que chaque charge possède son propre comportement en fonction de la fréquence.

Dans [54], des mesures d'impédances de réseaux de distribution de type rural, urbain et industriel ont été réalisées en Turquie dans la bande de fréquences allant de 10 kHz à 170 kHz. De plus l'auteur, à partir d'une ligne non chargée, a mesuré l'impédance de charge de plusieurs appareils domestiques. Globalement, les résultats montrent que l'impédance équivalente d'un réseau industriel est plus faible (1-8 Ohms) qu'un réseau urbain (1-14 Ohms) qui est plus faible qu'un réseau rural (3-16 Ohms). Chaque réseau étant différent, le nombre et le type de clients impacteront sur le niveau de l'impédance équivalente différemment d'un réseau à un autre.

L'auteur [55] a réalisé des mesures d'impédance sur plusieurs réseaux de distribution illustrant l'impact du type d'habitation sur la valeur de l'impédance et sa variation au cours du temps, et de la fréquence. Ensuite dans [56], à la suite des premiers travaux dans [57], l'auteur expose une méthodologie assistée par ordinateur permettant de concevoir un adaptateur d'impédance large bande au réseau électrique. La référence [58] réalise un état de l'art et les tendances vis-à-vis des CPL à bande étroite. Les sujets abordés exposent les principes de base de la transmission CPL, dont les problématiques de conception et les challenges à la mise en place de cette technologie, de par sa gestion de l'énergie et sa qualité de transmission. En 2013, l'auteur [59] aborde la technologie CPL à bande étroite sur les réseaux de distribution chinois. Les atténuations, les interférences et la variation des impédances sont abordées par des mesures d'un réseau urbain composé de lignes souterraines dans la gamme de fréquences allant de 30 kHz à 500 kHz.

Dans [60], l'auteur propose un modèle stochastique basé sur un modèle déterministe dans le domaine fréquentiel qui a pour vocation de proposer un modèle réseau destiné à l'étude des CPL MIMO au sein des réseaux domestiques. Enfin, plus récemment dans [61], des simulations ont été réalisées dans divers scénarii afin d'obtenir des caractéristiques d'impédance de réseau, pour être exploitables par les concepteurs de système CPL.

4.3.2 Phénomènes de perturbation

Comme tout support de transmission, les réseaux électriques présentent des perturbations qui varient au cours du temps. Elles trouvent principalement leur origine au sein de la grande variété d'équipements raccordés aux réseaux, ainsi que par couplage entre les conducteurs en hautes fréquences. Les équipements électriques sont soumis à des réglementations « anti-perturbation », mais néanmoins, le nombre et la diversité d'équipements présents aujourd'hui dans les foyers sont la principale cause des perturbations. Les perturbations peuvent être classifiées en trois grandes catégories suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité. On distingue les perturbations permanentes, apériodiques et périodiques synchrones à la tension secteur [5, 6, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69]

4.3.2.1 Les perturbations permanentes

Ces perturbations correspondent aux bruits présents du début à la fin de la communication CPL entre les entités concernées. Il est possible de distinguer le bruit de fond coloré, à bande étroite, et impulsionnel périodique asynchrone

Bruit de fond coloré

Il correspond à une superposition de bruits d'origines diverses demeurant sur l'ensemble du réseau électrique à des niveaux de puissance variables selon la proximité des équipements et du temps. Par opposition au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance (DSP) uniforme, le bruit de fond des réseaux électriques est un bruit coloré qui présente une décroissance avec l'augmentation de la fréquence. Cette décroissance s'explique par les propriétés d'atténuations des réseaux électriques en

hautes fréquences. Le bruit de fond limite la dynamique, et par conséquent, la portée globale de la transmission des signaux CPL.

Bruit à bande étroite

Ce bruit est souvent issu de la captation par les lignes électriques des émissions de radiodiffusion. Il s'agit donc de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes. L'amplitude de ce bruit varie lentement au cours de la journée et devient plus importante la nuit lorsque les propriétés de l'atmosphère sont les plus propices à la réflexion des ondes. La faible variation de l'amplitude au cours temps permet d'appréhender ces bruits et de les compenser en utilisant intelligemment la bande de fréquences de transmission (cf figure 1.11).

Bruit impulsionnel périodique asynchrone

Les impulsions de ce type de bruit se composent généralement d'une fréquence de répétition comprise entre la dizaine de kilohertz à plusieurs centaines de kilohertz. Dans le domaine fréquentiel, ces impulsions apparaissent sous la forme de raies spectrales espacées de la fréquence de répétition (cf figure 1.12). Ce type de bruit est le plus souvent engendré par les blocs d'alimentation rencontrés dans les équipements domestiques d'aujourd'hui (alimentation à découpage). A cause de la forte occurrence des impulsions, les fréquences occupées sont proches et constituent des groupements de raies qui peuvent être assimilées à une forme de bruit à bande étroite. La durée et le temps réduit entre chacune des impulsions ont pour conséquence de définir ce bruit comme une perturbation stationnaire.

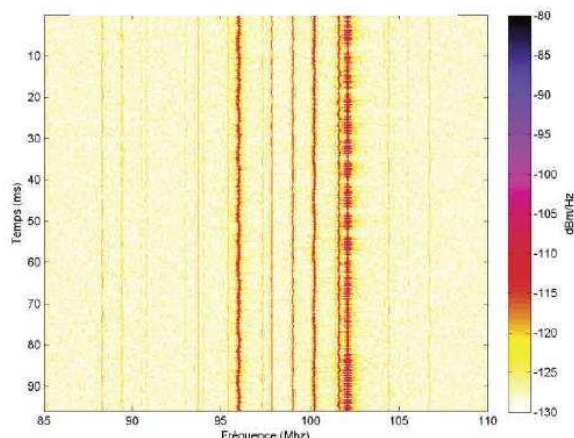


Figure 1.11: Spectrogramme de bruits à bande étroite [67]

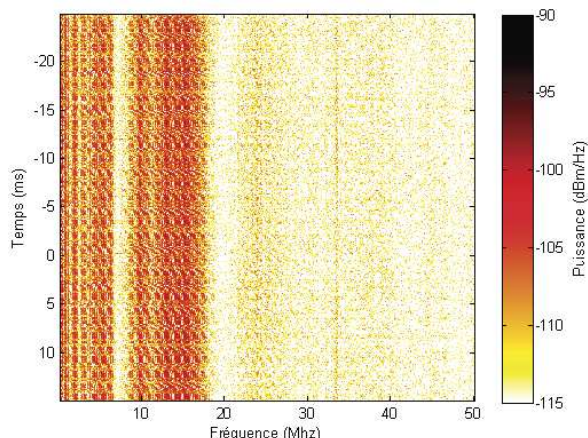


Figure 1.12 : Spectrogramme d'un bruit impulsionnel périodique asynchrone [67]

4.3.2.2 Les perturbations apériodiques

Cette deuxième catégorie de perturbations représente les bruits venant modifier de façon non périodique le bruit stationnaire. Il est possible de distinguer le bruit impulsionnel apériodique, la variation apériodique du bruit stationnaire, ainsi que la variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones.

Bruit impulsionnel apériodique

Ce bruit trouve son origine lors du branchement ou pendant le fonctionnement d'un appareil électrique. Celui-ci peut générer une impulsion électromagnétique sur le réseau par une étincelle lors du branchement d'un appareil, ou bien provenir de l'extérieur du réseau, lors d'un orage par exemple. Ces impulsions interviennent de manière aléatoire selon le type d'environnement dans lequel se trouve le

réseau. La durée des impulsions peut varier de plusieurs microsecondes à quelques millisecondes. Les impulsions présentent une amplitude élevée vis à vis des autres bruits impulsionnels. Toutefois, celles-ci ont un taux d'apparition relativement faible. En effet, elles proviennent principalement d'une action manuelle de l'utilisateur ou bien par un déclenchement automatique d'un appareil, comme le ballon ECS. Cette donnée se veut rassurante, compte tenu du fait que la période temporelle pendant laquelle interviennent de telles impulsions entraîne généralement de forte dégradation de la qualité du réseau et donc de la transmission.

Variation apériodique du bruit stationnaire

Les bruits impulsionnels présentés ont démontré que leur origine pouvait venir de l'allumage d'appareils électriques. Il est également possible que cet allumage vienne générer une variation du bruit stationnaire. En effet, en se focalisant sur le moment de transition du réseau, c'est-à-dire à l'allumage d'un appareil électrique où celui-ci vient ajouter un bruit impulsionnel périodique asynchrone, ce moment de transition sera perçu comme une variation du bruit stationnaire (cf figure 1.13). D'un point de vue conception du modem CPL, celui-ci devra intégrer un système d'estimation de la qualité du réseau électrique de façon régulière pour garder une fiabilité de communication élevée.

Variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones

La présentation des bruits périodiques synchrones à la tension secteur se fera dans la section suivante. Comme précédemment, en se focalisant sur un moment de transition, lorsque l'on regarde l'impact de ce bruit impulsionnel synchrone sur le bruit stationnaire, la figure 1.14 illustre une variation apériodique du bruit stationnaire, avec une périodicité de 10 ms du bruit de l'appareil tant que celui-ci est en fonctionnement.

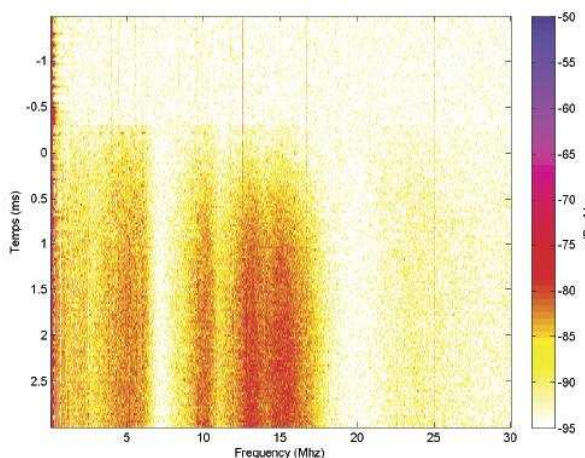


Figure 1.13 : Spectrogramme d'une variation apériodique du bruit stationnaire [67]

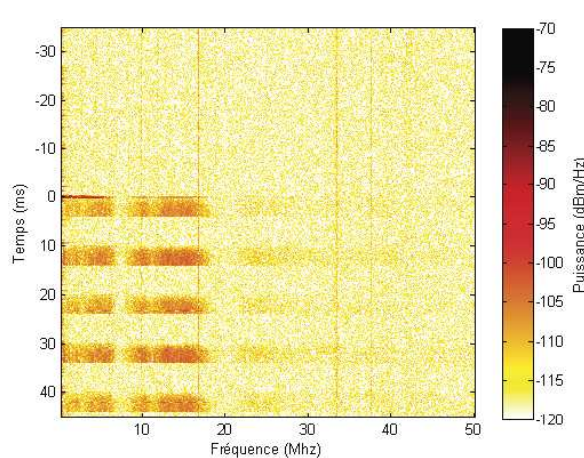


Figure 1.14 : Spectrogramme d'une variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones [67]

4.3.2.3 Les perturbations périodiques synchrones à la tension secteur

Ces perturbations représentent les phénomènes qui se produisent à une fréquence correspondant à la fréquence de la tension secteur ou à un multiple de celle-ci.

Bruit impulsionnel périodique synchrone

Ce bruit se compose d'une impulsion et d'une série d'impulsions qui se produisent de façon périodique et synchrone avec la fréquence du réseau. Ces impulsions ont une durée courte de l'ordre de la microseconde et ont une densité spectrale de puissance qui décroît avec la fréquence. Elles sont pour

l'essentiel induites par les redresseurs de tension présents au sein des blocs d'alimentation à tension continue et par les appareils utilisant des triacs ou des thyristors tels que les variateurs de lumière.

Variation périodique synchrone du bruit stationnaire

La présence d'appareils réalisant des bruits impulsionnels périodiques synchrones et asynchrones aura pour conséquence d'engendrer des variations du bruit stationnaire périodique avec le 50/60 Hz. Pour illustrer ces phénomènes, la figure 1.15 représente la variation du bruit stationnaire par la combinaison d'un bruit impulsionnel périodique synchrone avec la tension secteur 50 Hz et un bruit périodique asynchrone de la tension secteur de 40 kHz.

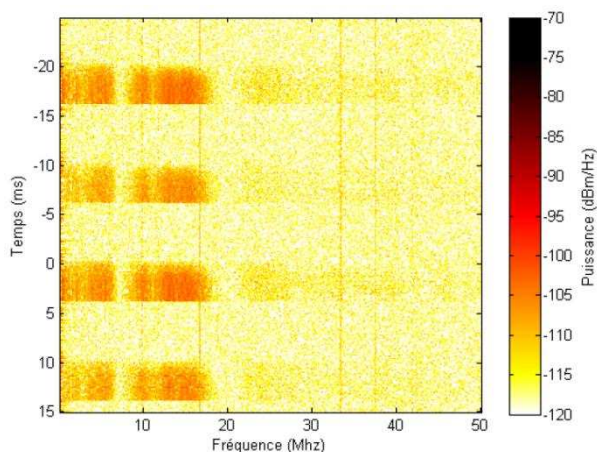


Figure 1.15 : Spectrogramme d'une variation périodique synchrone du bruit stationnaire [67]

4.3.3 Des perturbations mesurées sur des réseaux BT

Dans le cadre de cette thèse, pour visualiser les phénomènes de perturbations sur des réseaux de distribution, des mesures terrains ont été réalisées à l'aide d'un équipement HF, un analyseur de spectre portatif d'Agilent, N9340B, permettant de faire des mesures de spectrogramme. Les spectrogrammes qui vont être présentés correspondent à des mesures de plus ou moins 24h avec un pas d'une minute, réalisées en tête de l'installation électrique de plusieurs clients BT. Le raccordement de ce type d'équipement HF aux réseaux électriques est possible par l'intermédiaire d'un coupleur BT. Ce dispositif n'étant pas neutre, une compensation sur les mesures obtenues doit être prise en compte.

La bande de fréquences mesurée est de 10 kHz à 150 kHz, avec l'amplitude de référence réglée à 130 dB μ V. Le bruit de fond de l'analyseur dans cette configuration débute à un niveau de 80 dB μ V à 10 kHz et décroît pour arriver en dessous de 60 dB μ V à 150 kHz.

Trois mesures vont être présentées. Celles-ci représentent les profils avec les perturbations les plus importantes observées. Ces mesures ont été effectuées sur une période estivale (fin mai - début juin). Sur les autres mesures des clients BT, le profil observé correspondait principalement au bruit de fond de l'analyseur de spectre, ce qui veut dire que les perturbations éventuelles chez ces clients n'étaient pas supérieures à ce bruit de fond. Pour chacune des mesures chez les trois clients BT, sur l'ensemble des figures, a été ajouté un encadré délimitant la bande de fréquences utilisée par les standards CPL « Outdoor » G1 et G3 ainsi que le niveau de tension maximum d'injection à 120 dB μ V et le niveau de sensibilité des équipements CPL actuels 60 dB μ V.

Le profil de perturbation du premier client est illustré par la figure 1.16. Elle représente les perturbations mesurées étalées sur 2 jours : début à 15h le premier jour, pour se terminer à la même

heure le second jour. La perturbation la plus importante se situe aux environs de 68 kHz. A première vue, il peut s'agir d'une perturbation de type bande étroite, mais sa discontinuité au cours du temps pendant la présence de celle-ci, indiquerait plutôt une correspondance avec une perturbation de type impulsif périodique asynchrone. En effet, après analyse, il s'agirait de l'alimentation d'un ordinateur est donc d'une alimentation à découpage qui est à l'origine de ce type de cette perturbation.

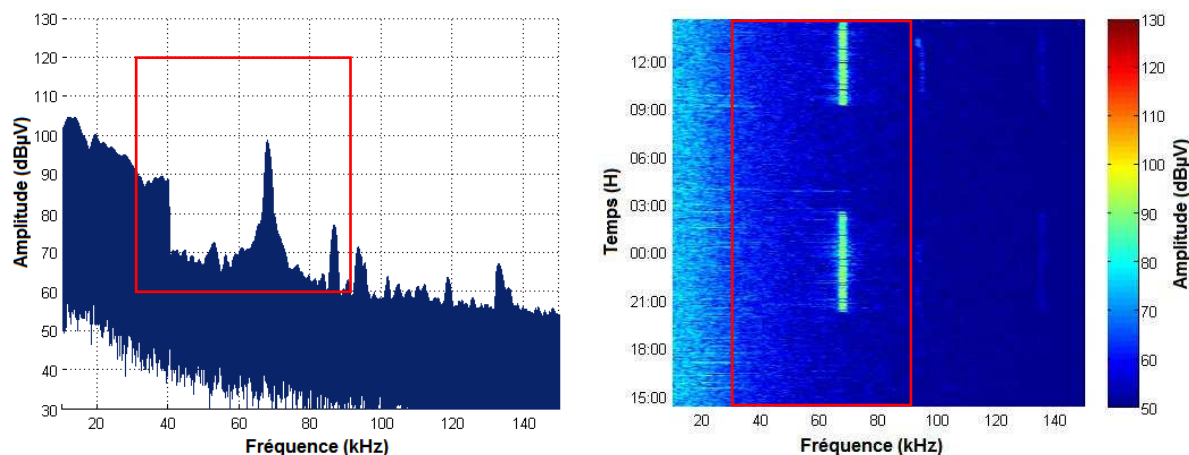


Figure 1.16 : Spectrogramme du premier client sur 24h

Ensuite, une perturbation de 10 kHz à 40 kHz est facilement visualisable sur la figure de gauche, mais difficilement perceptible sur la figure de droite. L'apparition de cette perturbation se situe autour de 21h et de 9h, c'est-à-dire au moment des repas. Cette perturbation peut donc provenir d'un équipement ménager et être de type impulsif. Pour définir plus précisément le type de cette perturbation, une mesure plus fine doit être mise en place. Enfin, comme exposé dans la présentation des perturbations, le bruit stationnaire, vu à l'échelle d'une journée, présente une variation aperiodique. Cela se confirmera avec les deux clients suivants.

Le profil de perturbation du second client est illustré par la figure 1.17. Elle présente une mesure de perturbation étalée sur deux jours : débutant à 12 h le premier jour et se finissant à 13h le second jour.

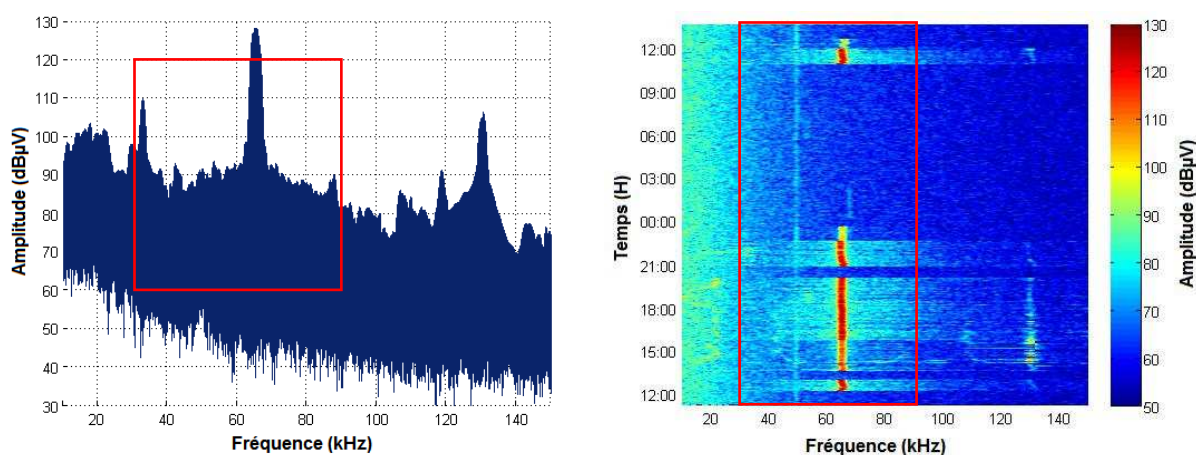


Figure 1.17 : Spectrogramme du second client sur 24h

Comme pour le client 1, une perturbation est présente autour de la fréquence de 64 kHz. Elle correspond également à une perturbation de type impulsif périodique asynchrone, du fait de sa provenance d'une télévision écran plat et d'un vidéoprojecteur lorsque l'amplitude de celle-ci est plus faible (avant 0h le jour 1 et après 12h le jour 2). Cette perturbation issue de la télévision présente un

niveau d'amplitude proche de 130 dB μ V. La fréquence à laquelle elle apparaît, risque de poser des problèmes pour la technologie CPL G1 transmettant une partie des données à la fréquence de 63,3 kHz.

Des perturbations sur la bande de 10 kHz à 30 kHz sont perceptibles sur la tranche horaire du premier jour de 14h à 20h. Le client ayant effectué des travaux durant cette période, il s'agit probablement de plusieurs perturbations provenant de différents appareils de bricolage. Ensuite, une perturbation est présente à la fréquence de 50 kHz, qui, a priori, possède les particularités d'une perturbation de type bande étroite, mais présente les caractéristiques d'une perturbation de type impulsionnel de part sa discontinuité au cours du temps. Présent pendant toute la durée de la mesure, cette perturbation peut trouver son origine dans un appareil fonctionnant toute la journée, comme un radioreveil, un téléphone fixe, un gestionnaire d'énergie, ...

Tout comme le client 1, le client 2 présente également une variation du bruit stationnaire, mettant en évidence la partie jour et la partie nuit.

Le profil de perturbation du dernier client est illustré par la figure 1.18. Elle correspond à une mesure étalée sur 2 jours, dont le début se situe à 12h le premier jour pour se finir à 10 h le second jour.

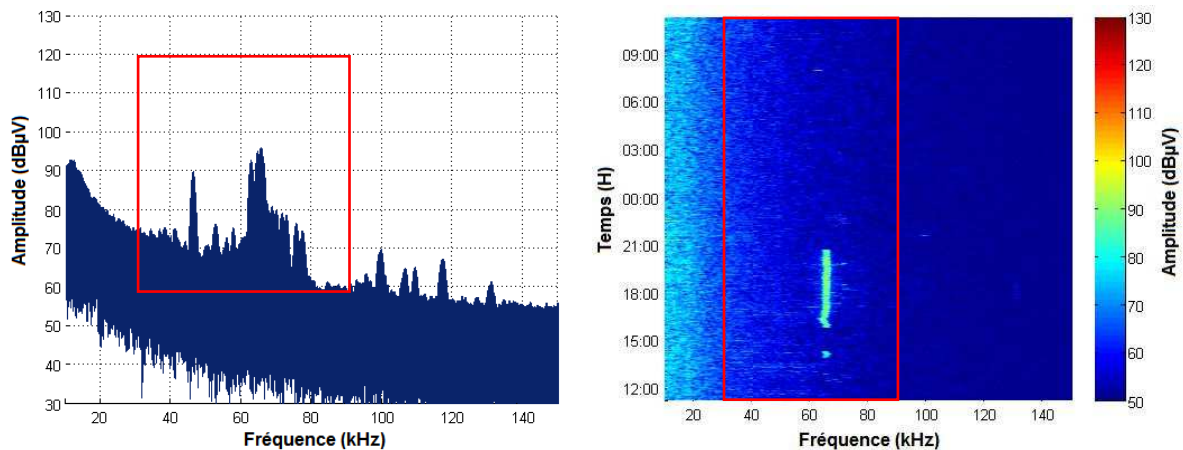


Figure 1.18 : Spectrogramme du troisième client sur 24h

La seule perturbation majeure présente est similaire aux deux clients précédents. Une perturbation de type impulsionnel périodique asynchrone à la même fréquence de 64 kHz. Toutefois, cette perturbation ne provient pas d'un téléviseur du client 3. En effet, les téléviseurs étaient en fonctionnement le matin de la deuxième journée, et aucune perturbation n'est visible sur le spectrogramme. Ceci s'explique par le fait que le client 3 est le voisin du client 2, et que la perturbation observée doit être celle provenant du client 2, mais atténuée de 35 dB.

Pour conclure, les mesures de spectrogramme sur 24h ont montré que le profil de perturbations diffère d'un client à un autre. Il est difficile à partir de ceux-ci de définir le type et l'origine de la perturbation. Le fait d'avoir réalisé ces mesures chez des clients BT avec un accès à leur installation électrique, a permis d'approfondir les mesures afin de déterminer plus précisément le type et l'origine de la perturbation. De plus, ces mesures ont montré la variation aperiodique du bruit stationnaire au cours de la journée en tête de l'installation d'un client. La partie jour correspond à la partie de la journée présentant le plus de perturbations, et la partie nuit est la moins perturbée. Au final, pour réaliser les services demandant une fiabilité de transmission élevée, nécessitant une quantité importante de données, et donc un temps de communication conséquent, il serait plus judicieux de réaliser les transmissions durant la partie nuit.

4.4 Les approches de modélisation des réseaux électriques

La présentation des différents standards CPL a mis en avant que selon l'application et le type de CPL Broadband et Narrowband, la bande de fréquences utilisée diffère. De plus, la présentation des contraintes de transmission CPL illustre que l'un des points clés à la caractérisation des réseaux électriques et donc à la modélisation, est la mise en place de mesures terrains. Dans le cas des réseaux « Outdoor », les hautes tensions et l'accès à ce type de réseau sont un frein à la mise en place de mesures et au développement de modèles pour ces réseaux, contrairement aux réseaux « Indoor » facilement accessibles. C'est pour cette raison que la plupart des recherches [70-83] se positionne sur ces derniers.

Dans la littérature, deux grandes tendances à la modélisation des réseaux électriques peuvent être distinguées, à savoir l'approche « Top-Down » [7, 8, 9, 70, 79, 81, 82, 84, 86] et l'approche « Bottom-Up » [72-76, 87-92, 94].

La première correspond à une approche descendante, c'est-à-dire que l'on part d'une vision globale obtenue à partir de mesures, et que l'on décompose ensuite en plusieurs paramètres permettant de représenter l'ensemble des phénomènes du système étudié. La seconde fonctionne dans le sens inverse, c'est une approche ascendante. Elle consiste à partir des éléments de base constituant le système pour en sortir une vision globale. Cette approche repose majoritairement sur la théorie des lignes de transmission.

Bien que différents modèles soient présents dans la littérature, un modèle CPL « généraliste » n'existe pas. L'explication repose sur le fait que les bandes de fréquences utilisées par les CPL divergent entre les pays, régions du monde, ainsi que la diversité des équipements réseaux, du comportement des clients, et de la topologie des réseaux de distribution. Cet ensemble a pour conséquence d'offrir des conditions de transmission CPL différentes à travers le monde.

4.4.1 L'approche « Top-Down »

Cette approche consiste à traiter le réseau électrique comme une « boîte noire ». Pour cela, un grand nombre de mesures est mis en place, représentant le comportement du réseau dans le domaine temporel ou fréquentiel, respectivement par sa réponse impulsionnelle ou fréquentielle. A partir de ces mesures, un algorithme d'approximation est appliqué afin de déterminer un modèle « boîte noire » qui s'adapte au mieux aux mesures. Ce modèle correspond alors à une équation mathématique composée de plusieurs paramètres.

Cette approche possède l'avantage d'être simple et facile à utiliser. Toutefois l'inconvénient le plus important de celle-ci est son manque de flexibilité. En effet, le modèle déduit à partir des mesures n'est valide que pour le réseau mesuré et dans la plage de fréquences de mesure. Par conséquent, afin de développer un modèle de type « Top-Down » applicable sur un ensemble de réseau, de vastes campagnes de mesures doivent être effectuées afin de définir un modèle reposant sur des paramètres statistiques. Un autre inconvénient est que le modèle « boîte noire » du réseau électrique ne permet pas de faire le lien facilement avec la conception physique du réseau et le comportement qui en ressort.

De nombreuses recherches ont contribué à l'application de cette approche sur différentes topologies de réseaux et bandes de fréquence. Un modèle « top-down » bien connu est celui proposé par Zimmermann et Dostert [7, 8, 9] qui décrit le réseau électrique dans la bande de fréquences de 500 kHz à 20 MHz sur la base d'une équation décrivant le phénomène de multitrajets provenant des multiples désadaptations d'impédances se produisant dans un réseau électrique. La première approche

consiste donc à représenter ce comportement par l'équation 1.01 qui définit la fonction de transfert $H(f)$ du réseau électrique.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \cdot e^{-\alpha(f) l_i} \quad (1.01)$$

avec g_i un nombre complexe qui représente la réflexion du trajet dépendant de la topologie du réseau, $\alpha(f)$ le coefficient d'atténuation du trajet qui prend en compte à la fois l'effet de peau et les pertes diélectriques, τ_i le retard associé au trajet i , l_i la longueur du trajet i et N le nombre de trajets non négligeables à prendre en considération pour reconstruire le plus fidèlement possible la réponse impulsionnelle/fréquentielle du lien de communication CPL.

Sur la base de leurs propres mesures, Zimmermann et Dostert ont défini plusieurs réseaux de référence en termes de distance. En outre, le projet OPERA [92] a proposé 9 réseaux de référence pour les réseaux BT et MT basés sur cette équation multitrajet dans la bande de fréquence allant de 500 kHz à 20 MHz. La figure 1.19 montre la réponse fréquentielle de ces réseaux de référence.

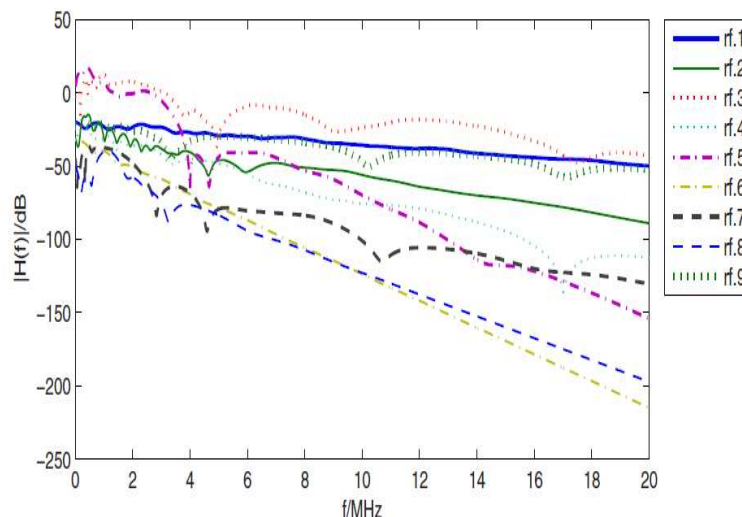


Figure 1.19 : Réponse fréquentielle des 9 canaux de référence du projet OPERA [74]

La quantification du nombre de trajets non négligeables à la représentation du comportement électrique dépend de la topologie du réseau. Les multitrajets provenant d'une réflexion du signal CPL émis, de telle sorte qu'une partie du signal se déplace d'avant en arrière dans le temps, ne sont pas à négliger, tout particulièrement dans les réseaux « Indoor » avec les faibles distances des câbles. Il est alors important de souligner que ce modèle nécessite de connaître avec précision les propriétés de propagation des signaux CPL dans le réseau étudié et tout particulièrement le gain de chacune de ces réflexions. L'augmentation du nombre de dérivations, de désadaptations d'impédances influera considérablement sur le nombre de trajets supplémentaires à prendre en compte en plus du trajet direct. La considération de ces multitrajets sera difficile à évaluer et à mettre en place lorsque le réseau électrique devient vaste et complexe.

La figure 1.20 illustre le cheminement du trajet direct et d'un trajet indirect sur un réseau simple.

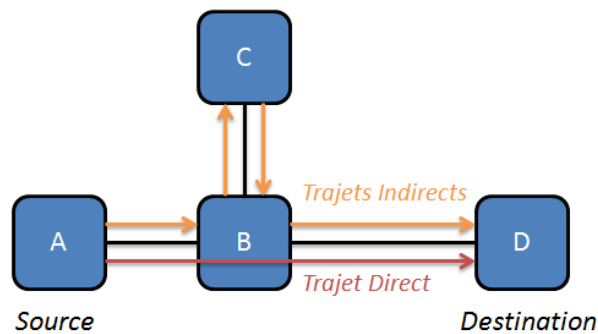


Figure 1.20 : Réseau électrique simple exposant le phénomène de multitrajets

Dans cette configuration, le point de destination D reçoit le trajet direct correspondant à $A \Rightarrow B \Rightarrow D$, et un nombre pratiquement infini (en théorie) de trajets indirects provenant des différents points du réseau. Le nombre complexe g_i et la longueur du trajet l_i sont donnés par les expressions suivantes :

$$\text{Trajet direct } (i = 0) \begin{cases} l_0 = L_{AB} + L_{BD} \\ g_0 = 1 + p_{BA} \end{cases} \quad (1.02)$$

$$\text{Trajets indirects } (i > 0) \begin{cases} l_i = L_{AB} + 2i \cdot L_{BC} + L_{BD} \\ g_i = (1 + p_{BA})(1 + p_{BC})(p_{CB} \cdot p_{BC})^{i-1} \cdot p_{CB} \end{cases} \quad (1.03)$$

avec L_{XY} correspondant à la longueur du segment $[XY]$, et p_{XY} représentant le coefficient de réflexion du point X et Y .

Depuis les travaux de Zimmerman et Dostert, de nombreuses autres propositions de modèle « Top-Down » peuvent être citées. Sur la base d'un nombre important de mesures, les auteurs [62] ont proposé un modèle aléatoire dans la bande de 1 MHz à 100 MHz par l'analyse de propriétés statistiques de l'amplitude et de la phase de la réponse fréquentielle mesurée. A l'opposé, le modèle réseau proposé par Galli [83] de 2 MHz à 30 MHz, est basé sur l'analyse statistique de la réponse impulsionnelle du réseau électrique. Dans [93], Tonello a développé un générateur de modèle réseau aléatoire basé sur le modèle de Zimmermann. Récemment, il a amélioré son modèle fonctionnant dans la bande de 2 MHz à 100 MHz en y incluant de nouvelles données statistiques.

Depuis peu, des nouveaux modèles « Top-Down » apparaissent dans la littérature. Ceux-ci intègrent la notion de transmission MIMO [70, 81] principalement orientés vers les réseaux « Indoor ».

4.4.2 L'approche « Bottom-Up »

Contrairement à l'approche « Top-Down », cette seconde approche nécessite d'avoir une connaissance détaillée de l'ensemble des liens du réseau électrique étudié : la topologie, les impédances localisées, les propriétés des câbles électriques, etc. Cette connaissance permet d'établir une expression analytique de leur comportement. Cette approche se base principalement sur la théorie des lignes de transmission, en se plaçant généralement dans l'hypothèse TEM (Transversal Electromagnetic) [40], c'est-à-dire que les réseaux électriques sont considérés comme une cascade de segments réseaux (matrices), dont l'impact de chaque trajet individuel dans le domaine temporel est automatiquement compris dans la réponse fréquentielle du réseau, permettant ainsi d'intégrer l'ensemble des multitrajets.

Dans la littérature, il est possible de distinguer trois méthodes issues de la théorie des lignes de transmission. Il s'agit de la méthode de rapport tension [40, 74-79, 87-89], de matrice ABCD [40, 77] et de paramètres S [90-92]. Les deux premières méthodes sont similaires mais exprimées de façons

différentes. En effet, toutes deux représentent les tensions et les courants au niveau des nœuds du réseau. L'approche des paramètres S est différente. Elle décrit la propagation des ondes dans un réseau en utilisant les coefficients de transmission et de réflexion. Bien que cette approche soit plus complexe, elle est directement liée à la propagation du signal dans un réseau.

La figure suivante représente une matrice ABCD établissant le rapport entre les tension et courants en entrée et sortie du quadripôle.

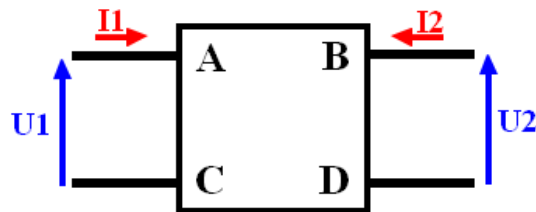


Figure 1.21 : Quadripôle ABCD

Les tensions et les courants aux bornes de la matrice ABCD sont alors définis par l'équation suivante.

$$\begin{pmatrix} \bar{U}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{U}_2 \\ -\bar{I}_2 \end{pmatrix} \quad (1.04)$$

$$\begin{pmatrix} \bar{U}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma} \times l) & \bar{Z}_C \times \sinh(\bar{\gamma} \times l) \\ \frac{\sinh(\bar{\gamma} \times l)}{\bar{Z}_C} & \cosh(\bar{\gamma} \times l) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{U}_2 \\ -\bar{I}_2 \end{pmatrix} \quad (1.05)$$

Les coefficients \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} et \bar{D} sont fonction de la fréquence et représentent les caractéristiques du système étudié, où $\bar{\gamma}$ et \bar{Z}_C correspondent aux paramètres secondaires de la ligne. Ces paramètres seront présentés plus en détails dans le chapitre 3 traitant de la modélisation des câbles de distribution en hautes fréquences.

En outre, cette approche en matrice permet de diviser les réseaux électriques en plusieurs segments indépendants, facilitant son application à différentes topologies réseaux et le suivi des évolutions futures éventuelles. Dans une configuration de transmission sur réseau « indoor » monophasé entre la phase et le neutre, à partir du réseau simple (cf figure 1.20), celui-ci peut être représenté par une succession de quadripôles ABCD (cf figure 1.22).

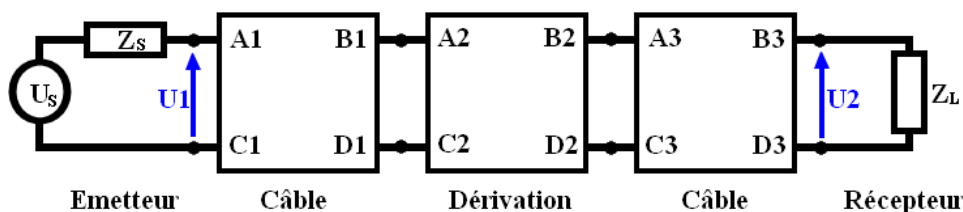


Figure 1.22 : Représentation du réseau simple en quadripôle ABCD

La réponse fréquentielle de la chaîne de transmission est calculée à partir de la matrice ABCD totale déduit du résultat de la multiplication des matrices $ABCD_i$, i correspondant au numéro d'un élément de la chaîne de transmission.

$$\begin{pmatrix} \bar{A}_{tot} & \bar{B}_{tot} \\ \bar{C}_{tot} & \bar{D}_{tot} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_1 & \bar{B}_1 \\ \bar{C}_1 & \bar{D}_1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \bar{A}_2 & \bar{B}_2 \\ \bar{C}_2 & \bar{D}_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \bar{A}_3 & \bar{B}_3 \\ \bar{C}_3 & \bar{D}_3 \end{pmatrix} \quad (1.06)$$

La réponse fréquentielle du système global de la figure 1.22 peut alors s'écrire selon la formule suivante.

$$\bar{H}(f) = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} \quad (1.07)$$

$$\bar{H}(f) = \frac{\bar{Z}_S}{\bar{A}_{tot} \cdot \bar{Z}_S + \bar{B}_{tot} + \bar{C}_{tot} \cdot \bar{Z}_S \cdot \bar{Z}_L + \bar{D}_{tot} \cdot \bar{Z}_L} \quad (1.08)$$

L'approche « Bottom-Up » possède l'avantage de pouvoir être appliquée à différentes situations dans le contexte où les informations du réseau électrique sont parfaitement connues. Cette approche est donc étroitement liée à la topologie des réseaux. En effet, comme présenté avec l'exemple du réseau simple, le modèle est dérivé de l'interprétation physique du réseau électrique. De plus, le fait de s'appuyer sur la théorie des lignes de transmission et donc sur la propagation des ondes de courant/tension dans les câbles, le modèle permet de prendre en compte l'ensemble des trajets sur la plage de fréquences étudiée, contrairement à l'approche « Top-Down ».

Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette approche réside dans la connaissance exacte de l'ensemble des liens du réseau électrique à analyser. Une connaissance imparfaite de ces liens peut nuire à la précision du modèle et nécessitera alors de mettre en place des mesures « in-situ » afin d'obtenir ces données manquantes. De plus, celle-ci est bien plus complexe à appliquer dans le cadre des réseaux de distribution avec des câbles d'énergie triphasés et dans le cadre de réseaux électriques avec une topologie complexe et imposante. Cependant, l'approche « Bottom-Up » semble appropriée pour réaliser une étude préliminaire sur l'analyse comportementale de l'affaiblissement des réseaux électriques.

Conclusion

Pour répondre aux nouveaux enjeux de la maîtrise de l'énergie, les fournisseurs et les gestionnaires de réseaux ont pour vocation de moderniser les réseaux de distribution par l'intermédiaire d'infrastructures de communication en lieu et place d'un renforcement massif des réseaux. Celles-ci permettent ainsi de rendre le réseau électrique plus communicant, Smart Grid, par une automatisation de l'équilibre entre l'offre et la demande. L'union européenne a également mis en place des dispositions incitant les gouvernements européens à développer la mise en place des actions pour limiter la consommation énergétique et promouvoir les énergies renouvelables. En France, plus d'une centaine de projets nationaux et régionaux ont vu le jour, dont le projet VERDI lancé par Ségolène Royal en 2011 dans lequel la thèse s'inscrit. Ce projet a pour vocation de moderniser les réseaux de distribution et de préparer l'insertion des VE et VHR par une supervision de ceux-ci à l'aide d'une infrastructure de communication, permettant de limiter leur impact d'un point de vue économique et d'un point de vue environnementale.

Les travaux de la thèse se positionnent au niveau de la partie intra-infrastructure de l'infrastructure de communication globale proposée pour le projet VERDI. Pour fonctionner, cette sous-infrastructure repose, dans l'idéal, de façon complète sur la technologie CPL de par ses atouts, mais actuellement complétée par une transmission radio en GPRS. Les contributions majeures de la thèse sont focalisées sur l'étude de fiabilité de transmission des CPL sur les réseaux de distribution. Dans un premier temps, par un ensemble d'expérimentations démontrant la variabilité au cours du temps et de la fréquence des réseaux de distribution, en terme de perturbations. Dans un second temps, à la modélisation des transformateurs de distribution et des câbles de distribution en hautes fréquences. Enfin, dans un troisième temps, par une association des modèles élaborées sous forme d'une plateforme de simulation CPL.

Dans la littérature, l'étude du comportement des réseaux électriques en hautes fréquence se fait sous deux approches. La première correspond à l'approche « Top-Down » représentant le comportement du réseau par un modèle de type « boîte noire » et la seconde « Bottom-Up » à partir de formule analytique reposant sur la théorie des lignes de transmission. Pour établir des modèles largement exploitables et généralistes, la communauté CPL très active propose aujourd'hui des modèles statistiques. Toutefois la majorité de ces travaux est portée sur les réseaux « Indoor ».

Pour compléter les travaux sur le CPL, une étude sur les communications GPRS actuelles est entreprise pour contribuer à la définition de règles d'ingénierie pour le déploiement des équipements radio GSM/GPRS à la supervision des réseaux.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] J. Gao, Y. Xiao, J. Liu, W. Liang, C.L. Philip Chen, « A survey of communication/networking in Smart Grids », Future Generation Computer Systems, Elsevier, 2012
- [2] L. Negre, « Livre Vert sur les infrastructures de recharge ouvertes au public pour les véhicules décarbonés », Rapport du Gouvernement Français, 2011
- [3] Les réseaux intelligents, <http://www.smartgrids-cre.fr/>
- [4] P. Gagnol, « Mobilité électrique : les expérimentations de véhicules électriques et des infrastructures de charge en cours », Présentation EDF, 2010
- [5] H. Hrasnica, A. Haidine, R. Lehnert, « Broadband powerline communications: network design », Edition John Wiley and Sons, 2004
- [6] H. C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury, T. G. Swart, « Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines », Edition John Wiley and Sons, 2010
- [7] H. Philipps, « Modeling of power line communications channels », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp.14–21, 1999
- [8] M. Zimmermann, K. Dostert, « A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range », IEEE International Symposium Power-Line Communications and its Applications, vol., no.1, pp., 1999
- [9] M. Zimmermann, K. Dostert, « A multipath model for the power line channel », IEEE Transactions on Communications, vol.50, no. , pp.553–559, 2002
- [10] K. Wesolowski, « Introduction to digital communication systems », Edition John Wiley and Sons, 2009
- [11] T. N. Saadawi, M. H. Ammar, « Fundamentals of Telecommunication Networks », Edition John Wiley and Sons, 1994
- [12] D. Gerakoulis, E. Geraniotis, « CDMA : Access and Switching », Edition John Wiley and Sons, 2001
- [13] Kamil Sh. Zigangirov, « Theory of code division multiple access communication », Edition John Wiley and Sons, 2004
- [14] A.M. Michelson, A.H. Levesque, « Error-control techniques for digital communications », Edition John Wiley and Sons, 1985
- [15] R. H. Morelos-Zaragoza, « The Art of Error Correcting Coding », Edition John Wiley and Sons, 2002
- [16] J. G. Dumas, J. L. Roch, E. Tannier, S. Varrette, « Foundations of Coding: Compression, Encryption, Error Correction », Edition John Wiley and Sons, 2015
- [17] R. C. Dixon, « Spread spectrum systems », Edition John Wiley and Sons, 1984

- [18] J. A. C. Bingham, « ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation », Edition John Wiley and Sons, 2000
- [19] K. Fazel, S. Kaiser, « Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems », Edition John Wiley and Sons, 2003
- [20] H. Schulze, C. Lüders, « Theory and Applications of OFDM and CDMA », Edition John Wiley and Sons, 2005
- [21] H. Smaini, « RF Analog Impairments Modeling for Communication Systems Simulation: Application to OFDM-based Transceivers », Edition John Wiley and Sons, 2012
- [22] L. E. Frenzel, « Power-Line Communications Emerge as a core networking technology », Technology Report, Electronic Design, 2012
- [23] HP, Home Plug Alliance, <http://www.homeplug.org/>
- [24] H. A. Latchman, S. Katar, L. Yonge, S. Gavette, « Homeplug AV and IEEE 1901: A Handbook for PLC Designers and Users », Edition John Wiley and Sons, 2013
- [25] IEEE 1901.1, « IEEE Std 1901-2010, IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications », <http://grouper.ieee.org/groups/1901/>
- [26] HD-PLC, <http://www.hd-plc.org/>
- [27] HGF, Home Grid Forum, <http://www.homegridforum.org/>
- [28] T. Brown, P. Kyritsi, E. De Carvalho, « Practical Guide to MIMO Radio Channel: with MATLAB Examples », Edition John Wiley and Sons, 2012
- [29] MOCA, Multimedia Over Coax Alliance, <http://www.mocalliance.org/>
- [30] Home PNA, <http://www.homepna.org>
- [31] IEEE 1905, « Standard for a Convergent Digital Home Network for Heterogeneous Technologies », <http://grouper.ieee.org/groups/1905/1/>
- [32] T. Schaub, « Spread frequency shift keying », IEEE Transactions on Communications, vol.42, no.234, pp.1056-1064, 1994
- [33] B. Lichtensteiger, V. Guillet, B. Bjelajac, F. Valentin, W. Laflere, P. Lebas, « Seamless evolution of PLAN+ base ARM systems using multicarrier communication technology » IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp.485-490, 2011
- [34] IEEE 1901.2, « Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications », <http://grouper.ieee.org/groups/1901/2/>
- [35] G3 Alliance, <http://www.g3-plc.com/>
- [36] PRIME Alliance, <http://www.prime-alliance.org/>
- [37] V. Oksman, J. Zhang, « G.HNEM: the new ITU-T standard on narrowband PLC technology », IEEE Communications, vol.49, no.12, pp.36-44, 2011

- [38] ERDF, « Spécifications fonctionnelles du profil CPL Linky », 2009
- [39] ERDF, « Spécifications du profil CPL Linky », 2009
- [40] C. R. Paul, « Analysis of Multiconductor Transmission Lines, 2nd Edition », Edition John Wiley and Sons, 2007
- [41] S. Tsuzuki, T. Takamatsu, Y. Yamada, « An estimation method of the transfer function of indoor power line channels for Japanese houses », IEEE International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, vol., no., pp. 55–59, 2002
- [42] H. Phillips, « Modeling of power-line communication channels », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp., 1999
- [43] Z. Mingyue, « Measurements and channel characteristics of LV power line communications networks in China », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp.212–216, 2006
- [44] J.R. Nicholson., J.A. Malack, « RF impedance of power lines and line impedance stabilization networks in conducted interference measurements », IEEE Transaction Electromagnetic Compatibility, vol., no., pp., 1973
- [45] J.A. Malack., J.R. Engstrom, « RF impedance of United States and European power lines », IEEE Transaction Electromagnetic Compatibility, vol., no., pp., 1976
- [46] G. DUVAL, « Analyse et modélisation du réseau basse tension aux fréquences courants porteurs [3 kHz -148.5 kHz] », Thèse, Université de Paris Sud, 1998
- [47] R.M. Vines, H.J. Trussell, L.J. Gale, J.B. O’Neal, « Impedance of the residential power distribution circuits », IEEE Transaction Electromagnetic Compatibility, vol., no., pp., 1985
- [48] M. Tanaka, « High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intra-building power line comms », IEEE Transaction Consumer Electronics, vol., no., pp.321–326, 1988
- [49] P.A.C. Lopes, J.M.M. Pinto, J.B. Gerald, « Modeling and optimization of the access impedance of power line channels », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp. 142-147, 2010
- [50] I.H. Cavdar « Performance analysis of FSK power line communications systems over the time-varying channels: measurements and modeling », IEEE Transaction Power Delivery, vol.19, no., pp.111–117, 2004
- [51] S. Tsuzuki, S. Yamamoto, T. Takamatsu, Y. Yamada, « Measurement of japanese indoor power-line channel » IEEE International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, vol.24, no.4, pp.79–84, 2001
- [52] H. Tian, R. Yuan, « Analysis on impedance related signal attenuation for power line communication » Fourth International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2011

- [53] H. Tian, R. Yuan, F. Li, Z. Huang, S. Wang, S. Li, K. Zhong, « Measurement on narrow band power line communication channel impedance of distribution network », IEEE International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks, vol., no., pp. 454–457, 2011
- [54] I.H. Cavdar, E. Karadeniz, « Measurements of impedance and attenuation at CENELEC bands for power line communications systems », Sensors, 2008
- [55] M. Sigle, L. Wenqing, K. Dostert, « On the impedance of the low-voltage distribution grid at frequencies up to 500 kHz », IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, vol., no., pp.30-34, 2012
- [56] R. Araneo, S. Celozzi, G. Lovat, F. Maradei, « Multi-port impedance matching technique for power line communications » IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, vol., no., pp.96–101, 2011
- [57] A. Rodolfo, C. Salvatore, L. Giampiero, « Design of Couplers for Power Line Communications », IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol., no., pp.64–69, 2009
- [58] B. Baraboi, « Narrowband power line communication - applications and challenges - Part II », Tutorial at EDN networks, Ariane controls Inc, 2013
- [59] C. Guangbin, L. Jianqi; L. Weilin, « Narrow band power line channel characteristics for low voltage access network in China », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp.297-302, 2013
- [60] S. Dubravko, Z. Car, « Stochastic modeling of signal propagation in power-line communication networks ». International Journal Communication Systems, 2013
- [61] R. Bushra, R. Afshan, K. Imdad, « Impedance Characterization of Power Line Communication Networks », Arabian Journal for Science and Engineering , vol.39, no.8, pp.6255-6267, 2014
- [62] M. Zimmermann, K. Dostert. « An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks », IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, vol., no., pp., 2000
- [63] M. Zimmermann, K. Dostert, « Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.44, no.1, pp.249–258, 2002
- [64] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddou, F. Gauthier, P. Degauque, « Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications », IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.48, no.4, pp.913-918, 2002
- [65] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, A. Zeddou, F. Gauthier, « Impulsive noise on indoor power lines: characterization and mitigation of its effect on PLC systems », IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol.1, no., pp.166-169, 2003
- [66] H. Meng, Y. Guan, and S. Chen, « Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no.2, pp.630-637, 2005
- [67] G. Avril, « Étude et Optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique », Thèse, INSA de Rennes, 2008

- [68] N. Andreadou, F.-N. Pavlidou, « Modeling the Noise on the OFDM Power-Line Communications System », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.25, no.1, pp.150-157, 2010
- [69] V. Guillet, G. Lamarque, « Unified background noise model for Power Line Communication », *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, vol., no., pp.131-136, 2010
- [70] D. Veronesi, R. Riva, P. Bisaglia, F. Osnato, K. Afkhamie, A. Nayagam, D. Rende, L. Yonge, « Characterization of in-home MIMO power line channels » *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, vol., no., pp. 42–47, 2011
- [71] F. Canete, J. Cortes, L. Diez, J. Entrambasaguas, « A channel model proposal for indoor power line communications », *IEEE Communications Magazine*, vol.49, no.12, pp.66–174, 2011
- [72] A. M. Tonello, F. Versolatto, « Bottom-Up Statistical PLC Channel ModelingPart II: Inferring the Statistics », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.25, no.4, pp.2356–2363, 2010
- [73] A. M. Tonello, F. Versolatto, « Bottom-Up Statistical PLC Channel ModelingPart I: Random Topology Model and Efficient Transfer Function Computation », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.26, no.2, pp.891–898, 2011
- [74] S. Galli, T. Banwell, « A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.24, no.7, pp.1304–1316, 2006
- [75] S. Galli, T. Banwell, « A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel Part II: Transfer Function and Its Properties », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.20, no.3, pp.1869–1878, 2005
- [76] T. Banwell, S. Galli, A Novel « Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel Part I: Circuit Analysis and Companion Model », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.20, no.2, pp.655–663, 2005
- [77] T. Esmailian, F. R. Kschischang, P. Glenn Gulak, « In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble », *International Journal of Communication Systems*, vol.16, no.5, pp.381–400, 2003
- [78] D. Anastasiadou, T. Antonakopoulos, « Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.20, no.1, pp.90–99, 2005
- [79] A. M. Tonello, F. Versolatto, B. Bejar, S. Zazo, « A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.27, no.3, pp.1477–1484, 2012
- [80] A. Tomasoni, R. Riva, S. Bellini, « Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels », *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, vol., no., pp.286–291, 2012
- [81] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddani, T. Chonave, « A Channel Model for Multiple Input Multiple Output in-home Power Line Networks », *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, vol., no., pp.35–41, 2011

- [82] M. Tlich, A. Zeddou, F. Moulin, F. Gauthier, « Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz Part I: One - Parameter Deterministic Model », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.23, no.3, pp.1392–1401, 2008
- [83] F. Corripio, J. Arrabal, L. del Rio, J. Munoz, « Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.24, no.7, pp.1327–1338, 2006
- [84] S. Galli, « A Novel Approach to the Statistical Modeling of Wireline Channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol.59, no.5, pp.1332–1345, 2001
- [85] S. Guzelgoz, H. B. Celebi, H. Arslan, « Statistical Characterization of the Paths in Multipath PLC Channels », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.26, no.1, pp.181–187, 2011
- [86] F. Versolatto, A. M. Tonello, « An MTL Theory Approach for the Simulation of MIMO Power-Line Communication Channels », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.26, no.3, pp.1710–1717, 2011
- [87] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, « Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks Part II: Multiconductor System », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.24, no.1, pp.124–128, 2009
- [88] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, « Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks Part I: Two- Conductor System », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.24, no.1, pp.118–123, 2009
- [89] T. Sartenaer, 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, no.7, pp.1277–1291, 2006
- [90] H. Meng, S. Chen, Y. Guan, C. Law, P. So, E. Gunawan, T. Lie, « Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.19, no.3, pp.1057–1064, 2004
- [91] E. G. Bakhoun, « S-Parameters Model for Data Communications Over 3-Phase Transmission Lines », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol., no., pp.615–623, 2011
- [92] M. Babic, M. Hagenau, K. Dostert, J. Bausch, « Theoretical postulation of plc channel models », the OPERA IST Integrated Project, Technical report, 2005
- [93] A. M. Tonello, « Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007
- [94] A. Tonello, T. Zheng, « Bottom-up transfer function generator for broadband plc statistical channel modeling », *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, vol., no., pp. 7–12, 2009

Chapitre 2 : Modélisation hautes fréquences des transformateurs de distribution

Sommaire

Introduction	51
1 Présentation des phénomènes physiques internes	52
1.1 Le transformateur de distribution	52
1.2 Les phénomènes physiques en basses fréquences	53
1.3 Les phénomènes physiques en hautes fréquences	57
2 Les Modèles HF dans la littérature.....	61
2.1 Les modèles « boîte noire ».....	61
2.2 Les modèles à constantes localisées	63
2.3 Synthèse et sélection d'une approche de modélisation	68
3 Les transformateurs employés sur les réseaux de distribution	70
4 Mise en place d'un modèle à constantes localisées	72
4.1 Présentation du modèle	72
4.2 Identification de l'impédance magnétisante	72
4.3 Identification de l'impédance de fuite	74
4.4 Identification des capacités parasites.....	76
4.5 Validation du modèle	82
5 Mise en place d'un modèle « boîte noire ».....	85
5.1 Présentation du modèle	85
5.2 Identification de la matrice d'admittance	88
5.3 Validation de la méthodologie d'élaboration du modèle.....	92
5.4 Validation du modèle « boîte noire »	94
6 Synthèse des modèles à constantes localisées et « boîte noire ».....	97
7 Etude de transmission HF à travers un transformateur.....	99
7.1 Mise en place des mesures de validation.....	99
7.2 Configurations des modèles pour les simulations de transmission	100
7.3 Transmission de la HTA vers la BT	101
7.3.1 Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure.....	101

7.3.2	Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties.....	105
7.3.3	Comparaison des trois transformateurs de distribution	105
7.4	Transmission de la BT vers la HTA	107
7.4.1	Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure.....	107
7.4.2	Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties.....	110
7.4.3	Comparaison des trois transformateurs de distribution	110
Conclusion.....		112
Bibliographie du chapitre 2.....		113

Introduction

Dans le premier chapitre, une décomposition des composants des réseaux de distribution électriques ont été exposés. Au sein de ces réseaux, le transformateur de distribution HTA/BT est un élément essentiel réalisant l'abaissement de la tension du réseau HTA (20kV entre phase) en une tension plus faible pour le réseau BT (410V entre phase et 230V entre phase et neutre). Le dimensionnement du transformateur dépend du réseau BT qu'il doit alimenter.

Dans le cas d'une étude de transmission de signaux CPL sur les réseaux de distribution, le transformateur est l'élément permettant de faire la jonction entre les réseaux HTA et BT et donc entre deux réseaux de communication. Dans une optique de superviser les réseaux à travers la technologie CPL, l'analyse du comportement du transformateur sur la transmission des signaux HF à travers celui-ci est capital. Pour cela, il est nécessaire de mettre en place un modèle HF des transformateurs fonctionnant jusqu'à la fréquence de 500 kHz pour englober l'ensemble des technologies CPL « Outdoor ».

Aujourd'hui, la modélisation à 50 Hz d'un transformateur de distribution est parfaitement connue [1]. Pour des fréquences supérieures, c'est plus complexe. En effet, les phénomènes présents à 50 Hz se retrouvent amplifiés en hautes fréquences (HF). Depuis plusieurs années, des recherches ont été réalisées dans le but de proposer un modèle HF. Dans la littérature, il existe principalement trois grandes tendances de modélisation HF des transformateurs. Il y a les modèles dits « détaillés », « à constantes localisées » et « boîtes noires ». Le premier modèle consiste à modéliser le transformateur de façon très précise à partir de ses caractéristiques techniques et géométriques pour étudier des phénomènes internes tels que les surtensions au sein du transformateur. Ce modèle nécessite une connaissance parfaite de la conception du transformateur. Le second modèle repose sur une construction intuitive à base de constantes localisées (résistances, d'inductances et de capacités) représentant le fonctionnement du transformateur vue à ces bornes. Le troisième modèle consiste à considérer le transformateur comme une boîte noire en considérant uniquement les entrées et les sorties de celui-ci. L'avantage des deux derniers modèles est la possibilité d'obtenir un modèle sans grande connaissance physique sur le transformateur. En effet, ces deux modélisations se basent uniquement sur des mesures aux bornes externes du transformateur dans le domaine fréquentiel.

Ce chapitre sera divisé en plusieurs parties. La première partie sera consacrée à la présentation des différents phénomènes physiques internes se produisant lors du fonctionnement du transformateur en basses comme en hautes fréquences. La seconde partie sera dédiée à la description des principaux modèles HF présents dans la littérature. Enfin, dans la troisième partie, la modélisation d'un transformateur de distribution et son impact sur la transmission CPL seront abordés.

1 Présentation des phénomènes physiques internes

L'analyse des phénomènes physiques régissant le fonctionnement du transformateur est essentiel à la mise en place d'un modèle. Cette première partie est consacrée, dans un premier temps, à une présentation générale de la conception d'un transformateur de puissance, dans un second temps, aux phénomènes physiques internes régissant le fonctionnement de celui-ci en basses fréquences, puis dans un troisième temps, en hautes fréquences.

1.1 Le transformateur de distribution

Le transformateur de distribution est un élément essentiel dans l'acheminement de l'énergie sur les réseaux de distribution. Il permet de réaliser la jonction entre les réseaux BT et HTA. Le rôle d'un transformateur de distribution est d'abaisser le niveau de tension des réseaux HTA en un niveau de tension pour le réseau BT. En France, généralement, ces transformateurs sont des transformateurs de puissance triphasés à deux enroulements sur trois colonnes comme sur le schéma de la figure 2.1.

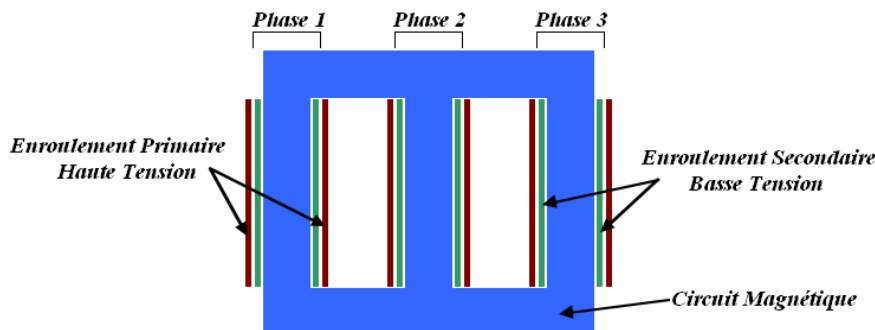


Figure 2.1 : Représentation schématique d'un transformateur triphasé à 2 enroulements

Les colonnes du transformateur représentent le circuit magnétique qui est constitué d'un empilement de tôles magnétiques de faible épaisseur et isolées les unes des autres. Cette conception a pour objectif de limiter l'influence de certains phénomènes comme les courants de Foucault qui dépendent de la fréquence. Ce phénomène sera abordé par la suite. Les enroulements primaire et secondaire sont en cuivre et montés de façon concentrique sur les colonnes du circuit magnétique afin de réduire l'impédance des enroulements et de limiter des pertes, comme les fuites magnétiques [2]. L'enroulement primaire correspond à l'entrée du transformateur, ici le réseau HTA, et l'enroulement secondaire à la sortie du transformateur, ici le réseau BT. Tout comme le circuit magnétique, les enroulements sont isolés entre eux.

En France, deux types de transformateur de distribution sont essentiellement utilisés. Les figures 2.2 et 2.3 illustrent respectivement un transformateur hermétique et transformateur à sec.



Figure 2.2 : Transformateur hermétique



Figure 2.3 : Transformateur à sec

Le transformateur de type hermétique immerge l'ensemble du circuit magnétique et les enroulements dans une cuve qui est hermétique et généralement remplie d'huile minérale permettant l'isolation des composants et le refroidissement de l'ensemble. Le transformateur à sec laisse les composants du transformateur à l'air libre. Les deux transformateurs ne sont pas basés sur les mêmes contraintes de dimensionnement pour répondre aux mêmes besoins de puissance. Sur les réseaux de distribution français, les transformateurs de distribution publics sont majoritairement de type hermétique.

La liaison entre le primaire et le secondaire du transformateur se fait par l'intermédiaire d'un couplage. Il existe plusieurs types de couplage possédant chacun leurs avantages et leurs inconvénients [1]. En France, trois types de couplage sont utilisés : en étoile (cf figure 2.4), en triangle (cf figure 2.5), et en zigzag (cf figure 2.6).

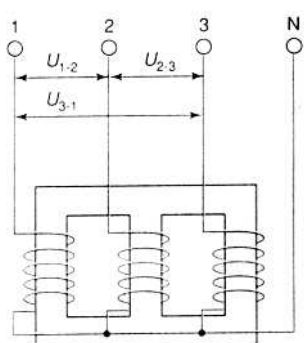


Figure 2.4 : Couplage en étoile

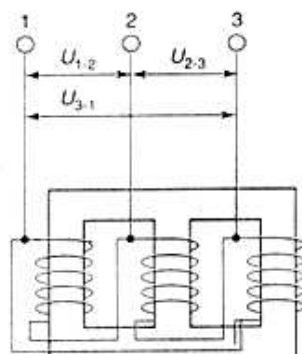


Figure 2.5 : Couplage en triangle

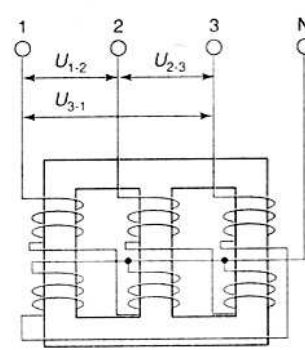


Figure 2.6 : Couplage en Zigzag

Le couplage en étoile est simple, robuste et adapté à une utilisation en haute tension. Le couplage en triangle est plus adapté aux courants forts et le couplage en zigzag plutôt utilisé du côté secondaire pour les transformateurs de distribution. Au final, sur les transformateurs de distribution, on retrouve du côté primaire le couplage étoile et triangle, et le couplage étoile et zigzag pour la partie secondaire du transformateur qui est connecté aux réseaux BT.

Par convention, on utilise des lettres pour désigner ces différents couplages :

- Couplage en étoile : « Y » au primaire et « y » au secondaire
- Couplage en triangle : « D » au primaire et « d » au secondaire
- Couplage en zigzag : « Z » au primaire et « z » au secondaire

A cela, vient s'ajouter la lettre « n » pour indiquer que le secondaire est composé d'un neutre.

Le couplage est généralement accompagné d'un indice horaire compris entre 1 et 12. Il indique le déphasage entre le secondaire et le primaire. Chaque indice correspond à une incrémentation de 30°. Par exemple, un indice horaire de 1 correspond à un déphasage entre le secondaire et le primaire de 30°. Un indice horaire de 12 correspond à un déphasage de 360°.

1.2 Les phénomènes physiques en basses fréquences

L'analyse des phénomènes internes d'un transformateur de distribution est exposée à partir d'une représentation simplifiée, puis en introduisant au fur et à mesure les différents phénomènes physiques qui rendront le modèle plus complexe mais réaliste. Cette démarche est réalisée sur un transformateur monophasé.

La figure 2.7 illustre un transformateur simplifié où la puissance est intégralement transmise du primaire vers le secondaire. L'enroulement primaire est celui qui reçoit la puissance du réseau HTA, et l'enroulement secondaire celui qui restitue la puissance au réseau BT, dans le cas des réseaux de distribution. Ce fonctionnement est en lien avec l'usage du transformateur. En effet la structure de l'appareil est symétrique et permet un fonctionnement inverse

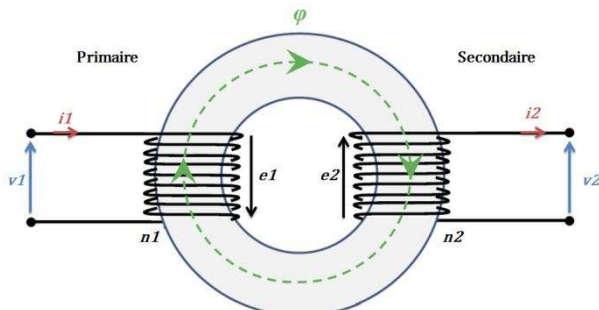


Figure 2.7 : Transformateur monophasé parfait

Un transformateur se caractérise principalement par son rapport de transformation m . Celui-ci se définit par le rapport entre le nombre de spires du coté primaire n_1 et du coté secondaire n_2 , ou bien par les forces électromotrices (f.e.m) e_1 et e_2 .

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{e_2}{e_1} \quad (2.01)$$

avec

$$e_1 = -v_1 = -n_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.02)$$

$$e_2 = -v_2 = -n_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.03)$$

Le transfert de puissance est réalisé par un flux magnétique au niveau des enroulements du primaire et du secondaire provenant du courant i_1 traversant l'enroulement primaire et du courant induit i_2 dans l'enroulement secondaire. Ceci a pour conséquence de générer un flux résultant ϕ . Dans ce cas précis, le transformateur idéal vérifie l'équation 2.04.

$$\mathcal{E} = n_1 i_1 + n_2 i_2 = 0 \quad (2.04)$$

où \mathcal{E} représente la force magnétomotrice (f.m.m).

Introduction de l'inductance magnétisante

Dans la réalité, l'équation 2.04 n'est pas valide. En effet, comme exposé dans la présentation de la conception d'un transformateur, les enroulements sont positionnés autour d'un circuit magnétique constitué d'un empilement de tôles magnétiques qui doit acheminer les champs magnétiques. Ce circuit magnétique n'étant pas parfait, celui-ci a pour conséquence de modifier l'équation 2.04 en l'équation 2.05.

$$\mathcal{E} = n_1 i_1 + n_2 i_2 = \mathfrak{R} \phi \quad (2.05)$$

où \mathfrak{R} correspond à la réluctance définissant la propriété du circuit magnétique à s'opposer à sa pénétration par un champ magnétique. Dans la pratique, celle-ci n'est pas nulle mais le circuit magnétique est conçu de manière à la réduire autant que possible. Pour prendre en compte la

réductance, une inductance L_m est ajoutée au transformateur parfait (cf figure 2.8). Cette inductance se définit comme l'inductance de magnétisation.

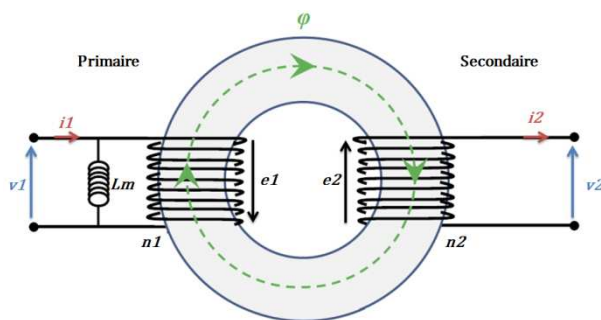


Figure 2.8 : Transformateur monophasé avec l'inductance magnétisante

Introduction des pertes fer

Les pertes fer dépendent de la fréquence et de la tension d'utilisation du transformateur. Elles trouvent leurs origines dans les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis.

Les courants de Foucault sont des courants induits dans le circuit magnétique de par une variation au cours du temps du champ magnétique responsable de la force électromotrice. Pour limiter les courants de Foucault qui génèrent des pertes par effet joule, le circuit magnétique est composé d'un empilage de tôles de faible épaisseur isolées les unes des autres. Cette conception permet de réduire la section offerte pour le passage du flux magnétique et limiter ainsi ces pertes.

Les pertes par hystérésis, également appelé cycle d'hystérésis, représente l'évolution du comportement du circuit magnétique en fonction de l'excitation de celui-ci par l'induction magnétique et du champ magnétique qui s'y produit [3]. Ce cycle peut être décrit par un diagramme avec le champ magnétique en abscisse et l'induction magnétique en ordonnée. Pour réduire ces pertes par hystérésis, des matériaux ferromagnétiques doux sont employés permettant de réduire le cycle d'hystérésis. En effet, ces pertes sont proportionnelles à l'aire du cycle d'hystérésis, qui doit alors être minimisée au maximum.

Les pertes fer se représentent par une résistance R_m en parallèle de l'inductance magnétisante (cf figure 2.9).

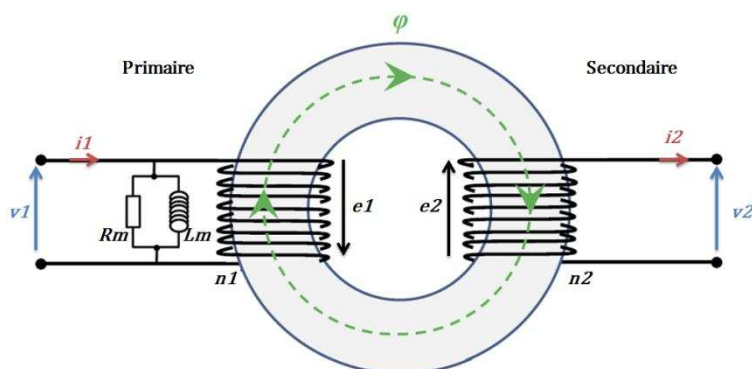


Figure 2.9 : Transformateur monophasé avec les pertes fer

Les pertes fer associées à l'inductance magnétisante représente au final l'impédance magnétisante du circuit magnétique.

Introduction des fuites magnétiques

Dans le cas réaliste, le transfert de puissance induit par un flux magnétique au niveau des enroulements du primaire φ_1 et du secondaire φ_2 provenant du courant i_1 traversant l'enroulement primaire et du courant induit i_2 , n'est pas parfait. En effet, les flux magnétiques peuvent être décomposés en un flux principal et un flux de fuite. Ce flux de fuite correspond au flux qui est réellement perdu et donc ne fait plus partie du circuit magnétique.

$$\varphi_1 = \varphi_{p1} + \varphi_{f1} \quad (2.06)$$

$$\varphi_2 = \varphi_{p2} + \varphi_{f2} \quad (2.07)$$

La prise en compte de ces fuites de flux s'obtient par l'ajout d'inductance supplémentaire au primaire et au secondaire (cf figure 2.10). La représentation séparée des flux de fuites φ_{f1} et φ_{f2} reste une approche artificielle. En pratique ces termes sont regroupés soit du côté primaire soit du côté secondaire.

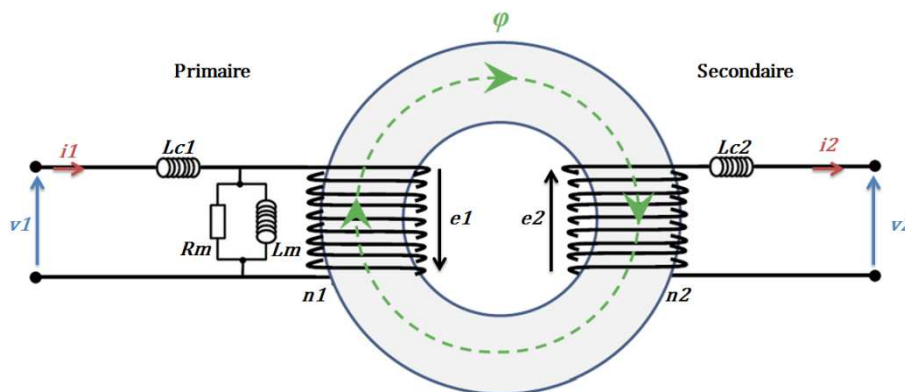


Figure 2.10 : Transformateur monophasé avec les flux de fuites

Introduction des pertes cuivre

Les pertes cuivre correspondent aux pertes se réalisant au niveau des enroulements primaire et secondaire du transformateur qui sont généralement en cuivre. Elles dépendent de la fréquence et trouvent leur origine dans les courants de Foucault. La circulation de ces courants dans les enroulements induit des phénomènes que sont l'effet de peau et de proximité [4].

- L'effet de peau correspond à une circulation du courant en périphérie du conducteur. Plus la fréquence est élevée, plus le courant se concentrera à la périphérie du conducteur.
- L'effet de proximité intervient lors de conducteurs rapprochés influant ainsi sur la circulation du courant au sein de ces deux conducteurs. Ce phénomène agira de façon différente selon la géométrie du conducteur.

Ces deux phénomènes dépendent de la fréquence et auront pour conséquence d'entraîner un accroissement de la résistance des enroulements. A 50 Hz, l'effet de peau est d'environ 1 cm dans le cuivre.

Finalement, l'addition de l'ensemble de ces phénomènes conduit à la figure 2.11 comprenant l'inductance magnétisante, la résistance du circuit magnétique, les résistances et les inductances de fuites des enroulements primaire et secondaire.

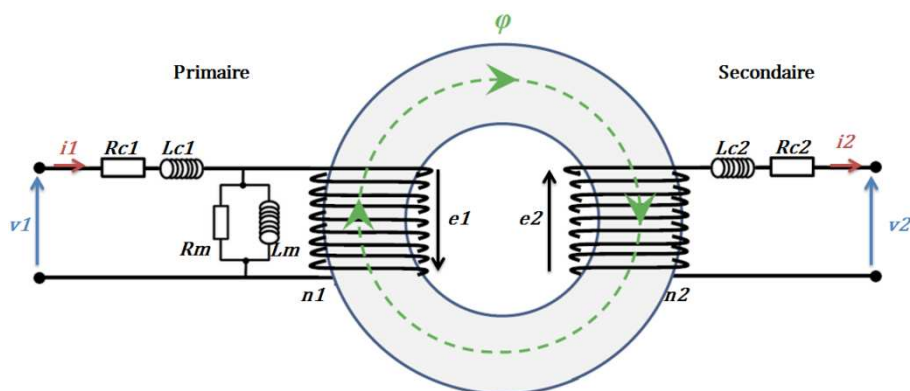


Figure 2.11 : Transformateur monophasé en basse fréquence

1.3 Les phénomènes physiques en hautes fréquences

La représentation en basse fréquence d'un transformateur n'est plus appropriée pour une étude en hautes fréquences, du fait de la dépendance fréquentielle de certains phénomènes. Ces phénomènes sont : les courants de Foucault dans le circuit magnétique et dans les enroulements, les capacités parasites entre les différents composants d'un transformateur, et dans une moindre mesure, les phénomènes de propagation.

La figure 2.12 illustre une mesure d'impédance sur un transformateur de distribution de puissance de 100 kVA au niveau du primaire lorsque le secondaire est court-circuité, dans la plage de fréquence allant de 50 Hz à 1 MHz. Dans cette configuration, l'impédance mesurée représente la résistance des enroulements ainsi que l'inductance de fuite du transformateur.

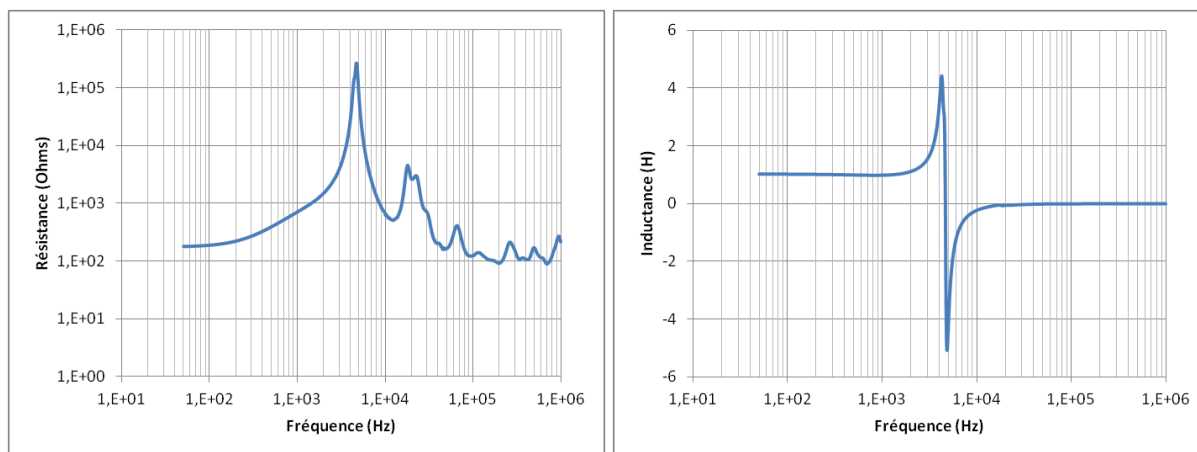


Figure 2.12 : Résistance et inductance déduite à partir de l'impédance de fuite mesurée

L'analyse de cette mesure se fait avant la résonance aux environs de la fréquence de 40 kHz provenant d'un couplage entre une inductance et une capacité parasite du transformateur. Avant cette résonance, la mesure illustre parfaitement l'accroissement de la résistance en fonction de la fréquence et une faible diminution de l'inductance, qui est présente, mais très faible et difficilement visible sur la figure.

Le positionnement en fréquence de ces pics de résonance dépend de la puissance du transformateur. Pour l'illustrer, la figure 2.13 représente dans la même configuration que précédemment les résultats de la résistance et de l'inductance de fuite pour deux transformateurs de puissance 160 kVA.

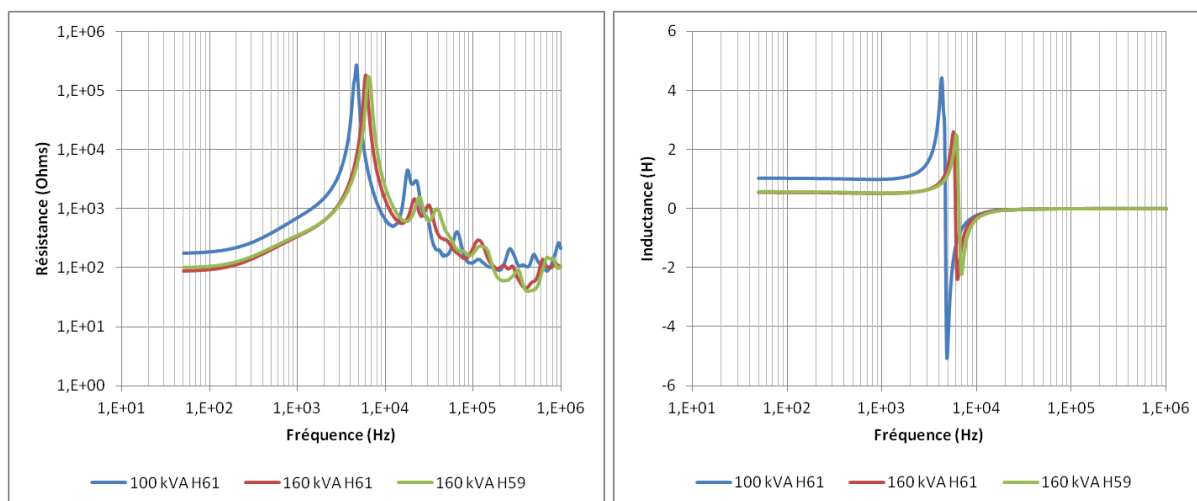


Figure 2.13 : Comparaison de l'impédance de fuite de trois transformateurs de distribution

Sur cette figure, le pic de résonance du transformateur 100kVA se réalise plus bas en fréquence vis-à-vis des deux transformateurs de puissance 160kVA qui se produit à la fréquence de 60 kHz. A partir de ces résultats, il n'est pas possible de généraliser, mais il peut être supposé que plus le transformateur disposera d'une puissance importante, plus les phénomènes de résonance se positionneront haut en fréquence. De plus, à cela s'ajoute une diminution de la résistance des enroulements et de l'inductance de fuite. Cette comparaison met en avant l'impact de la puissance et donc de la conception du transformateur sur son comportement en hautes fréquences.

Les courants de Foucault dans le circuit magnétique

L'évolution des courants de Foucault dans le circuit magnétique a pour conséquence de limiter son impact en hautes fréquences et de rendre ce circuit négligeable à partir d'une dizaine de kilohertz. En effet, dans [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10], une fréquence critique f_c est définie comme étant la fréquence à laquelle le circuit magnétique de par l'augmentation des courants de Foucault ne joue plus leur rôle de générateur de champ magnétique, ce qui a pour conséquence de rendre le circuit magnétique dépourvu de propriétés magnétiques. Cette fréquence dépend de la résistivité ρ , de la perméabilité relative du matériau μ_r et de l'épaisseur de la tôle s .

$$f_c = \frac{8 \times \rho}{\mu_r \times \mu_0 \times s^2 \times 2\pi} \quad (2.08)$$

Par exemple, dans [3], pour une tôle d'épaisseur de 0,35 mm, une perméabilité relative du matériau de 300 avec une résistivité de $60 \mu\Omega/\text{cm}$, la fréquence critique est de 14 kHz. Dans ce cas l'influence du circuit magnétique peut être considérée comme négligeable devant les pertes dues aux enroulements et aux capacités parasites.

Pour illustrer ce phénomène, deux configurations de mesures doivent être mises en place. La première mesure (cf figure 2.14) se fait au niveau du secondaire avec le primaire en circuit ouvert permettant ainsi de mesurer l'impédance magnétisante. La seconde mesure (cf figure 2.15) se fait également au secondaire, mais avec le primaire en court circuit (CC) afin d'inhiber l'influence du circuit magnétique sur la mesure et ainsi ne visualiser que l'impédance liée aux enroulements. La différence entre ces deux mesures permet alors de mettre en avant la limite fréquentielle correspondant à l'impact du circuit magnétique sur le comportement du transformateur.

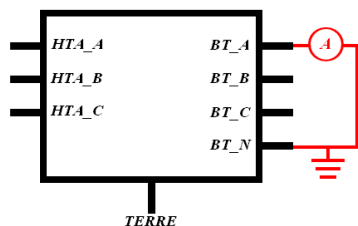


Figure 2.14 : Mesure coté BT avec HTA en CO

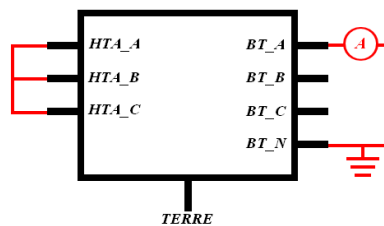


Figure 2.15 : Mesure coté BT avec HTA en CC

La figure 2.16 représente le module et la phase des deux mesures sur un transformateur de distribution de puissance 100 kVA. La courbe bleue correspond à la mesure en circuit ouvert et la courbe rouge en pointillée à la mesure en court-circuit.

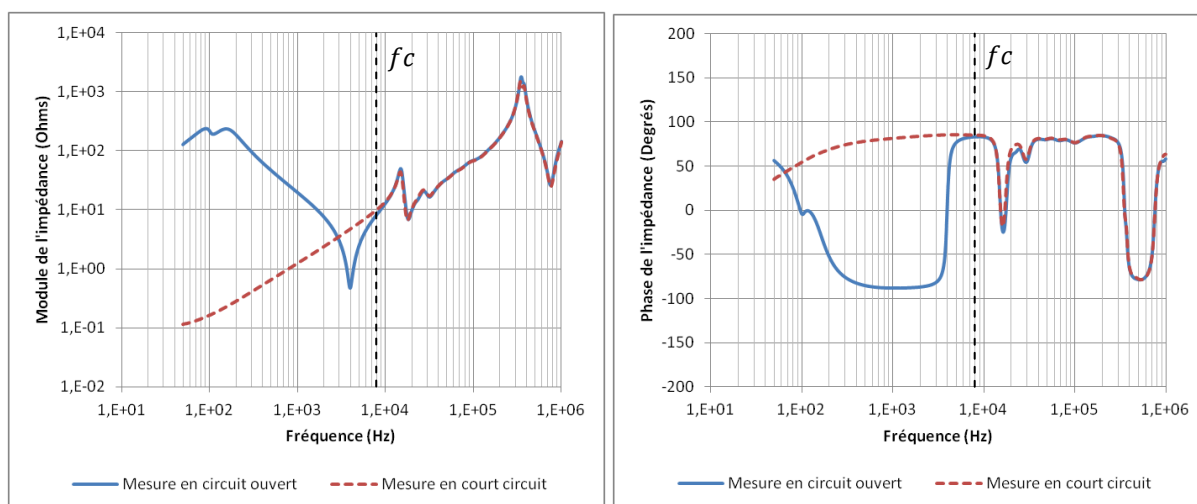


Figure 2.16 : Comparaison des impédances mesurées du côté BT avec la HTA en CO et CC

Cette comparaison permet de mettre en avant la différence de comportement entre les deux mesures jusqu'à la fréquence de 8 kHz puis une similitude par la suite. C'est à partir de ce constat que l'auteur [11, 12] a décidé de développer un premier modèle, appelé moyenne fréquence, prenant en compte le circuit magnétique et un second modèle, dit haute fréquence, sans le circuit magnétique.

Pour les transformateurs de distribution de puissance de 160 kVA, la mesure a montré que cette fréquence critique se positionnait au niveau des 15 kHz.

Les courants de Foucault dans les enroulements

L'évolution des courants de Foucault dans les enroulements ont pour conséquence d'accroître la résistance de ceux-ci tout en diminuant légèrement les inductances de fuites, de part les phénomènes d'effet de peau et de proximité [4]. La modélisation de ces phénomènes peut être effectuée à travers deux méthodes.

La première méthode pour prendre en compte l'évolution fréquentielle de l'impédance de fuite, est de décomposer le bloc R-L série en un sous circuit électrique. Dans la littérature, deux types de sous circuit sont utilisés. Un premier circuit de résistance et inductance en échelle [4], et un second circuit composé de résistance et inductance en parallèle [4]. La mise en place de cette méthode s'effectue à partir de logiciel reposant sur des algorithmes comme les moindres carrés. Ils permettent d'interpoler à partir d'un circuit prédéfini par l'utilisateur des courbes de référence. Cette technique permet d'obtenir une représentation valide en basse comme en haute fréquence. Toutefois, l'augmentation en fréquence

oblige à augmenter le nombre d'éléments R et L dans les circuits pour garder une précision optimale. Ceci a pour désavantage de complexifier le modèle et d'augmenter le temps de simulation.

La seconde solution consiste à partir de la mesure d'impédances de fuites, d'interpoler la résistance des enroulements et l'inductance de fuite par une fonction mathématique représentant ainsi leur évolution en fonction de la fréquence. L'avantage de cette solution est d'éviter une représentation complexe de l'impédance de fuite du transformateur. L'inconvénient réside dans le choix et la complexité de la fonction mathématique à utiliser pour obtenir une interpolation correcte.

Les capacités parasites dans un transformateur

En haute fréquence, un certain nombre de capacités parasites interviennent entre les différents éléments constituant le transformateur. Il est important de les prendre en compte car, associées aux différentes inductances du transformateur, des phénomènes de résonances peuvent être observés.

En effet, sur la base de la représentation du transformateur monophasé basse fréquence, les capacités à considérer sont du nombre de six [13]. Pour un transformateur triphasé à deux enroulements, cela passe à dix-huit. A celles-ci, s'ajoutent les capacités entre phases.

Dans une démarche basée sur la structure physique d'un transformateur triphasé à 2 enroulements par phase, les modèles hautes fréquences prennent en compte quatre types de capacités.

- La capacité entre les enroulements (primaires/secondaires) et la terre
- La capacité équivalente des capacités inter- spires des enroulements (primaires/secondaires)
- La capacité entre les enroulements (primaires/secondaires) d'une même phase
- La capacité entre l'enroulement d'une phase et celui des autres phases

La détermination des capacités parasites repose sur des mesures d'impédances aux bornes du transformateur dans une large bande de fréquences [5, 6]. Selon la configuration de mesure mise en place, il est alors possible de prendre en compte ou non certaines capacités parasites. L'annulation de l'effet capacitif est réalisée en appliquant des courts-circuits bien définis.

2 Les Modèles HF dans la littérature

Evoqués lors de l'introduction, plusieurs types de modélisations HF sont présents dans la littérature. Une première modélisation HF se base sur une discrétisation des enroulements en une cascade de circuits élémentaires composés de résistances, d'inductances et de capacités. Ainsi un enroulement constitué de N spires sera représenté en N circuits cascades. Toutefois pour limiter le nombre de circuit cascades, des hypothèses simplificatrices sont mises en places, comme l'uniformité des enroulements. Ce type de modélisation est adapté pour des études approfondies sur le comportement interne du transformateur, comme des études de surtensions, de contraintes et de déformations. Cette modélisation nécessite une connaissance approfondie des éléments composant le transformateur en termes de matériau et de géométrie [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22].

Dans l'optique de modéliser des transformateurs de distribution en haute fréquences, cette modélisation fine sera difficilement applicable, du fait que la connaissance de leurs caractéristiques physiques internes est limitée aux données générales que sont les tensions primaire et secondaire, ainsi qu'au couplage. De plus, à cela s'ajoute le fait que les transformateurs disposent d'un certain nombre d'heure d'activité à leur actif, ce qui implique des usures de fonctionnement qui ne peuvent être prises en compte dans la modélisation fine.

Une deuxième modélisation HF consiste à modéliser le transformateur de distribution sous forme de boîtes noires. Cette modélisation consiste à considérer uniquement les entrées et les sorties du transformateur. L'avantage de cette approche est la possibilité d'obtenir un modèle sans grande connaissance physique sur le transformateur. En effet, la construction de ce modèle se base uniquement sur des mesures aux bornes externes du transformateur dans le domaine fréquentiel.

Une troisième méthode de modélisation HF des transformateurs de distribution repose sur une construction intuitive à base de constantes localisées (résistances, inductances et capacités). Cette approche se base sur le fonctionnement du transformateur en basses fréquences et tend à y intégrer les différents phénomènes HF. L'identification des paramètres se fait par des mesures aux bornes externes du transformateur dans le domaine fréquentiel.

Ces deux dernières modélisations peuvent être employées pour une modélisation d'un transformateur de distribution. Dans un premier temps, des modèles « boîtes noires » seront présentés, puis dans un second temps, quelques modèles à constantes localisées seront exposés.

2.1 Les modèles « boîte noire »

Le modèle proposé par Morched [23]

Ce modèle représente le transformateur en une boîte noire de n entrées et sorties (cf figure 2.17). Il est utilisé dans le logiciel EMTP pour modéliser un transformateur en HF. Il se base sur la matrice d'admittance Y_o reliant l'intensité I_x à la tension V_x de chacune des bornes en fonction de la fréquence. Cette matrice est supposée symétrique.

$$[I_x] = [Y_o][V_x] \quad (2.09)$$

Les paramètres de cette matrice d'admittance sont complexes et dépendront de la fréquence. Par la suite, chacun des éléments de la matrice est approximé à partir d'une fonction rationnelle ou par un circuit RLC équivalent.

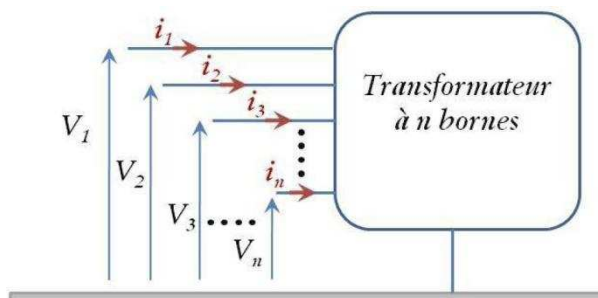


Figure 2.17 : Modélisation boîte noire d'un transformateur à n bornes [23]

L'avantage de ce modèle est qu'il permet de modéliser n'importe quel transformateur. Toutefois l'inconvénient provient de la difficulté d'obtenir cette matrice d'admittance en HF. En effet, la détermination de ces paramètres nécessite des configurations de mesure mettant en place des courts-circuits bien précis caractérisés par une résistance nulle et un coefficient de réflexion de -1. Dans la pratique ce court-circuit est obtenu à l'aide d'un câble d'une certaine longueur mettant en jeu sa résistance et son inductance. Avec l'accroissement de la fréquence, les mêmes phénomènes HF se produisant dans les enroulements que sont les effets de peau et proximité sont également présents dans un câble et vont augmenter l'impédance de ce dernier qui ne peut être négligé dans les mesures d'impédances. Les câbles ne rempliront alors plus leur rôle de court-circuit. Pour réduire cet inconvénient, il convient d'utiliser des câbles de très faibles longueurs et de section importante. Ces problématiques sont principalement vraies pour l'élaboration de modèle HF à partir de quelques mégahertz.

Le modèle proposé par Gustaven [24, 25, 26, 27, 28, 29]

Ce modèle est construit sur le même principe que le modèle de Morched [23], en considérant le transformateur comme une matrice d'admittance. La technique utilisée par Gustaven pour mesurer les éléments de la matrice d'admittance consiste à appliquer une tension unitaire sur la borne j et en annulant la tension sur les autres bornes, nous pouvons déterminer les éléments de la j^{ème} colonne en mesurant les courants sur chacune des bornes. La procédure nécessite un nombre important de mesures et la mise en place d'une plateforme de mesure (cf figure 2.18) développée par Gustaven. La figure 2.19 illustre l'évolution des éléments de la matrice d'admittance déduit à partir des mesures pour un transformateur triphasé de 30 kVA.

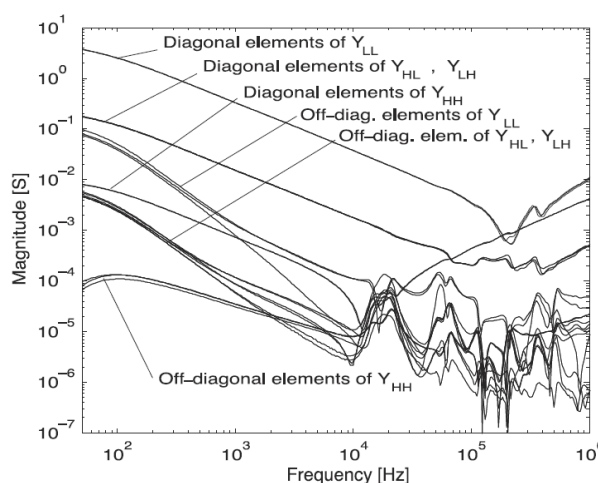
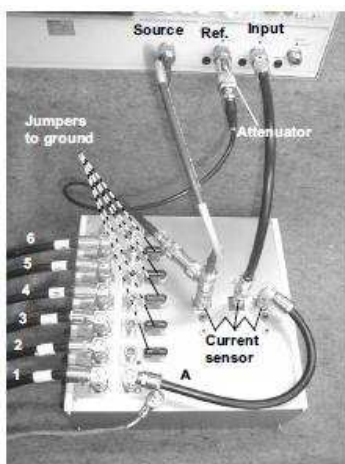


Figure 2.18 : Plateforme de mesure de courant [27] Figure 2.19 : Éléments de la matrice d'admittance mesurée [27]

La différence avec le modèle MORCHED est que Gustaven a développé un algorithme appelé Vector Fitting permettant d'approximer la matrice d'admittance, puis par la suite en déduire un circuit RLC.

Le modèle proposé par Yilu Liu [30, 31]

Ce modèle consiste à représenter le transformateur en plusieurs impédances reliant les différentes bornes du système à étudier. Ce modèle a pour dénomination : Node-to-Node Impedance Function (NIF). La figure 2.20 illustre la représentation d'un transformateur monophasé à 5 bornes en modèle NIF.

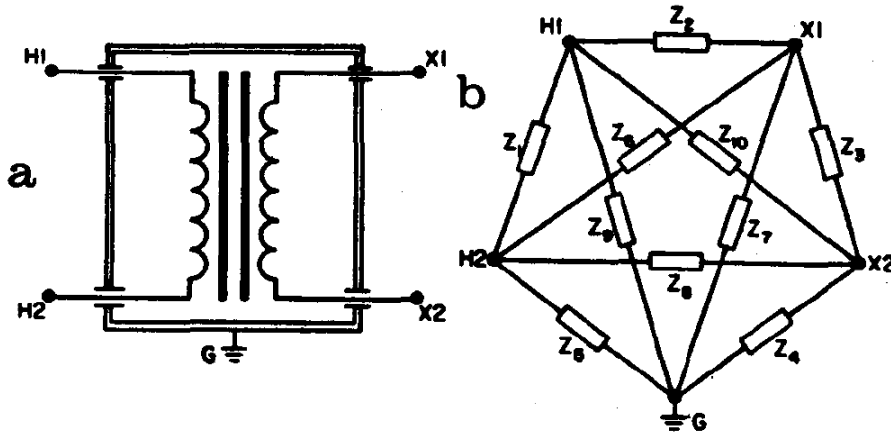


Figure 2.20 : Transformateur monophasé représenté en modèle NIF [21]

Les impédances de cette représentation non pas de sens physique, elles sont fictives et dépendantes de la fréquence. La validité de ce modèle est donc limitée au domaine fréquentiel, ce qui veut dire qu'il ne peut être utilisé dans le domaine temporel pour les simulations.

Ces impédances fictives ne sont pas mesurables directement. L'auteur propose une procédure de mesure permettant de les déduire à partir de mesure d'impédances externes sur la base d'un système d'équations. La complexité des équations à résoudre dépend des mesures effectuées.

2.2 Les modèles à constantes localisées

Le modèle proposé par Chimklai [5]

Ce modèle se base sur le modèle du transformateur basse fréquence pour proposer un modèle HF d'un transformateur de puissance de 10 kVA en y ajoutant les phénomènes HF par un ensemble de capacités et de circuits RLC (cf figure 2.21). Ces paramètres sont déterminés à partir d'un ensemble de mesures dans le domaine fréquentielle jusqu'à 100 kHz.

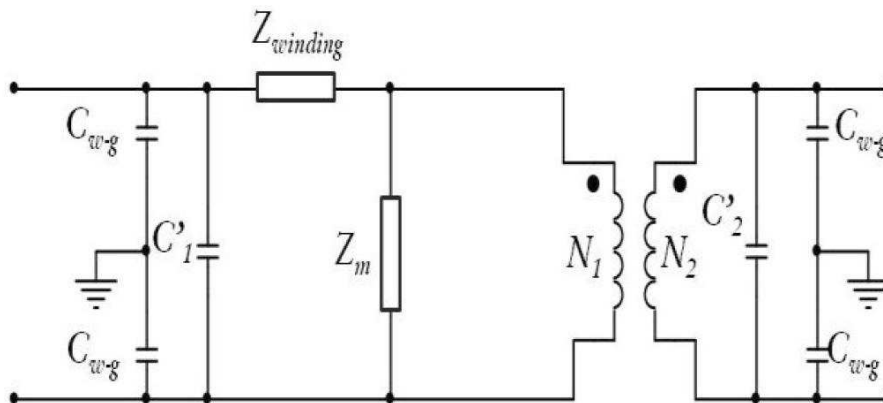


Figure 2.21 : Modèle de CHIMKLAI [5]

Le circuit équivalent de Zwinding est montré sur la figure 2.22.

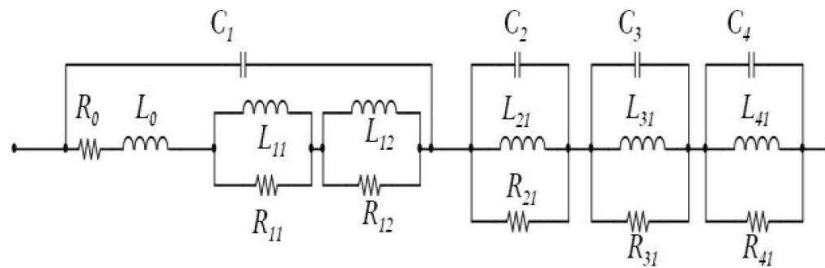


Figure 2.22 : Circuit équivalent de Zwinding du modèle de CHIMKLAI [5]

Ce modèle est une bonne base pour comprendre et développer une modélisation en circuit équivalent d'un transformateur en HF.

Le modèle proposé par Brozio [32]

Le modèle Brozio (cf figure 2.23) propose un modèle composé d'éléments RLC pour représenter les phénomènes HF des enroulements primaires, secondaires, du circuit magnétique ainsi que les capacités parasites. Il a été appliqué sur un transformateur monophasé de 16 kVA dans la gamme de fréquence de 10 Hz à 100 kHz.

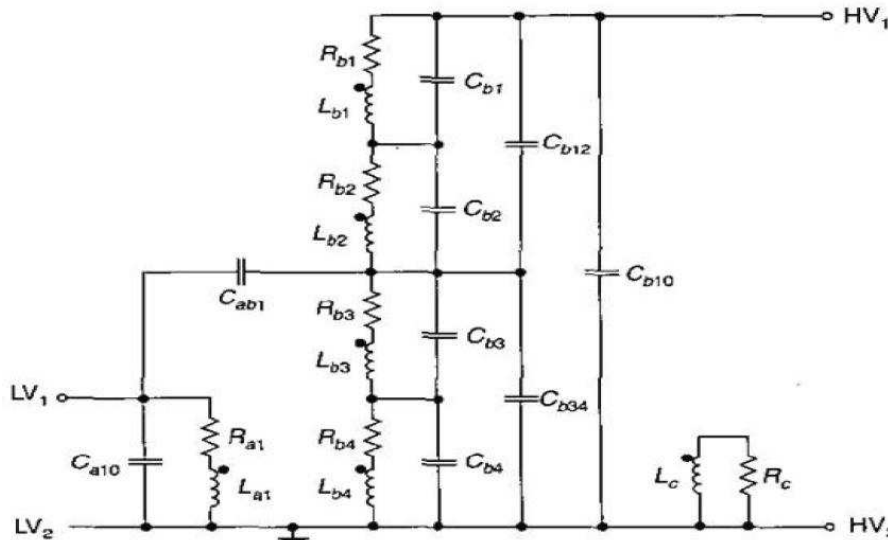


Figure 2.23 : Schéma électrique HF du transformateur proposé par Brozio [32]

L'enroulement primaire (HV sur la figure 2.27) est composé d'un plus grand nombre d'éléments que l'enroulement secondaire (LV sur la figure 227) car l'enroulement primaire possède un plus grand nombre de spires. Il est donc disposé à générer un plus grand nombre de phénomènes de résonance. Ce modèle est déterminé à partir de mesures dans le domaine fréquentiel.

Le modèle proposé par Toshiaki Ueda [33]

L'auteur propose un modèle appliqué à plusieurs transformateur de puissance allant de 8,5 MVA à 50 MVA de type Yd et de 12,4 MA à 20 MVA de type Yy. Le modèle est réalisé pour des mesures jusqu'à la fréquence de 450 kHz (cf figure 2.24). Les résistances, inductances et capacités du modèle sont déterminés par le biais des phénomènes de résonance observés lors des mesures d'impédances aux bornes du transformateur.

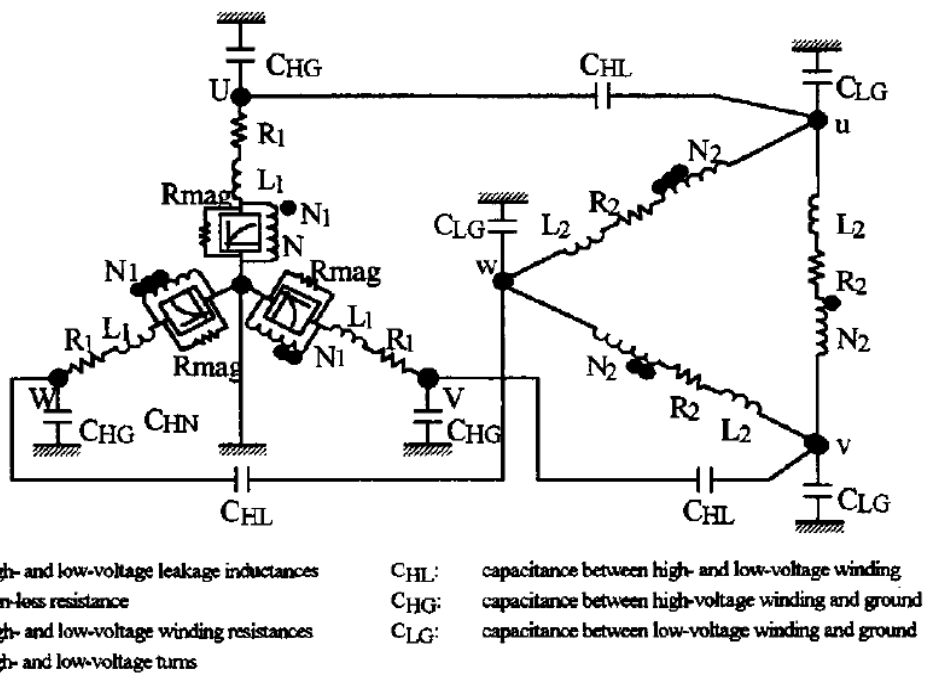


Figure 2.24 : Modèle circuit proposé par Toshiaki Ueda (transformateur Yd) [33]

Le modèle proposé par Andrieu [34]

Le modèle d'Andrieu est basé sur un transformateur triphasé à 2 enroulements (cf figure 2.25). Comme pour les modèles précédents, il est construit sur la représentation BF puis étendu aux hautes fréquences par l'addition de circuit localisé permettant de représenter les phénomènes observés aux bornes du transformateur. L'auteur propose une procédure de mesures pour déterminer l'ensemble des éléments.

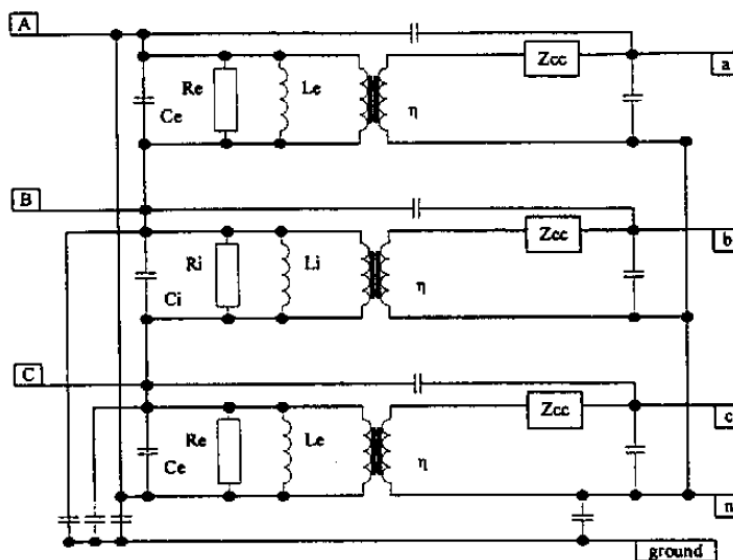


Figure 2.25 : Modèle de transformateur proposé par Andrieu [34]

Le circuit équivalent de Z_{cc} est montré sur la figure 2.26.

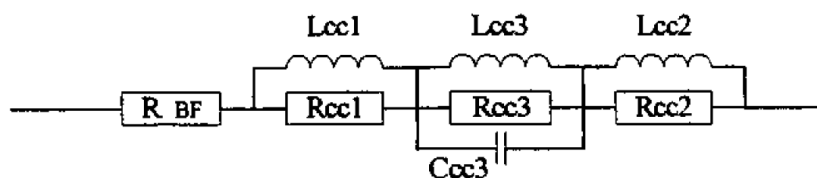


Figure 2.26 : Circuit équivalent de Z_{cc} du modèle d'Andrieu [33]

Le modèle est appliqué sur des transformateurs de 250 kVA à 2500 kVA dans la bande de fréquence de 100 Hz à 1 MHz. Au-delà, l'auteur conseille de faire très attention à l'environnement extérieur du transformateur qui pourrait influencer les mesures.

Le modèle proposé par Noda - 2002 [6]

Tout comme les modèles précédents, le modèle de Noda propose l'élaboration d'un modèle de transformateur HF sur la base d'éléments déterminés dans le domaine fréquentiel à partir d'un analyseur d'impédances (cf figure 2.27) jusqu'à quelques mégahertz.

Ce modèle prend en compte plusieurs phénomènes :

- Les capacités entre les enroulements.
- Les capacités entre les enroulements et la masse.
- L'impédance traduisant l'effet de peau dans les enroulements
- L'impédance et l'admittance représentant les multiples résonances générées par les inductances des enroulements primaires et secondaires couplées aux capacités parasites.
- L'admittance correspondant aux effets de saturation et d'hystérésis dans le circuit magnétique.

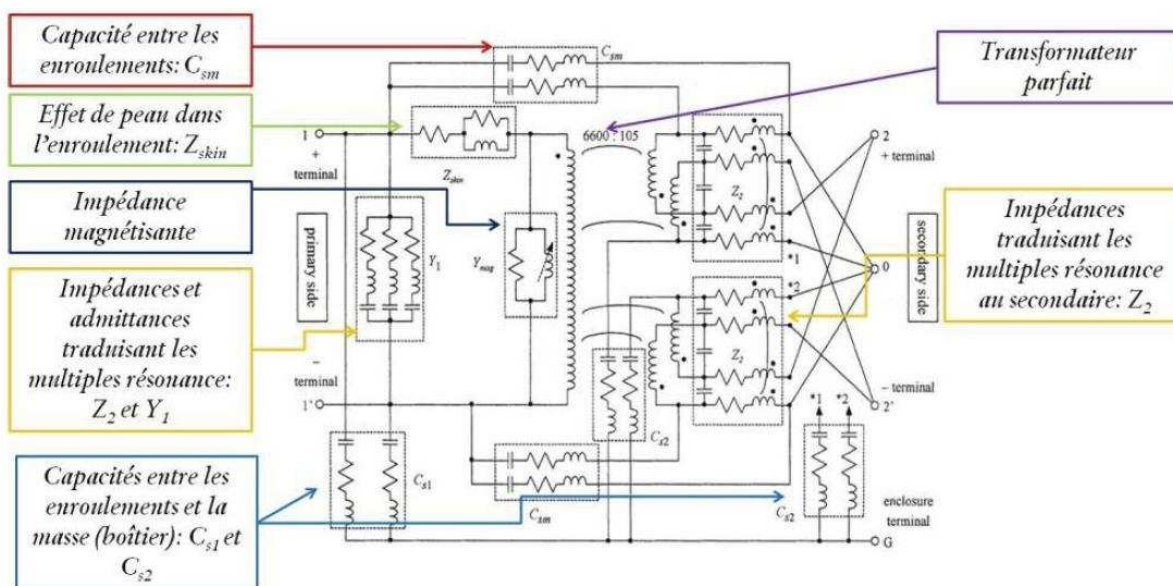


Figure 2.27 : Modèle proposé par NODA [6]

Le modèle proposé par Tran [11, 12]

Le modèle de Tran est construit sur la base du modèle d'Andrieu [33]. Toutefois après des mesures préliminaires, l'auteur a fait le choix de diviser son modèle en deux sous-modèles : un modèle moyenne fréquence (MF) pour la bande de 100 Hz à 100 kHz (cf figure 2.28), et un modèle plus hautes fréquences (HF), de 100 kHz à 10 MHz (cf figure 2.29). Ces modèles sont appliqués sur un transformateur de 160 kVA Dyn de type « à sec » (cf figure 2.3)

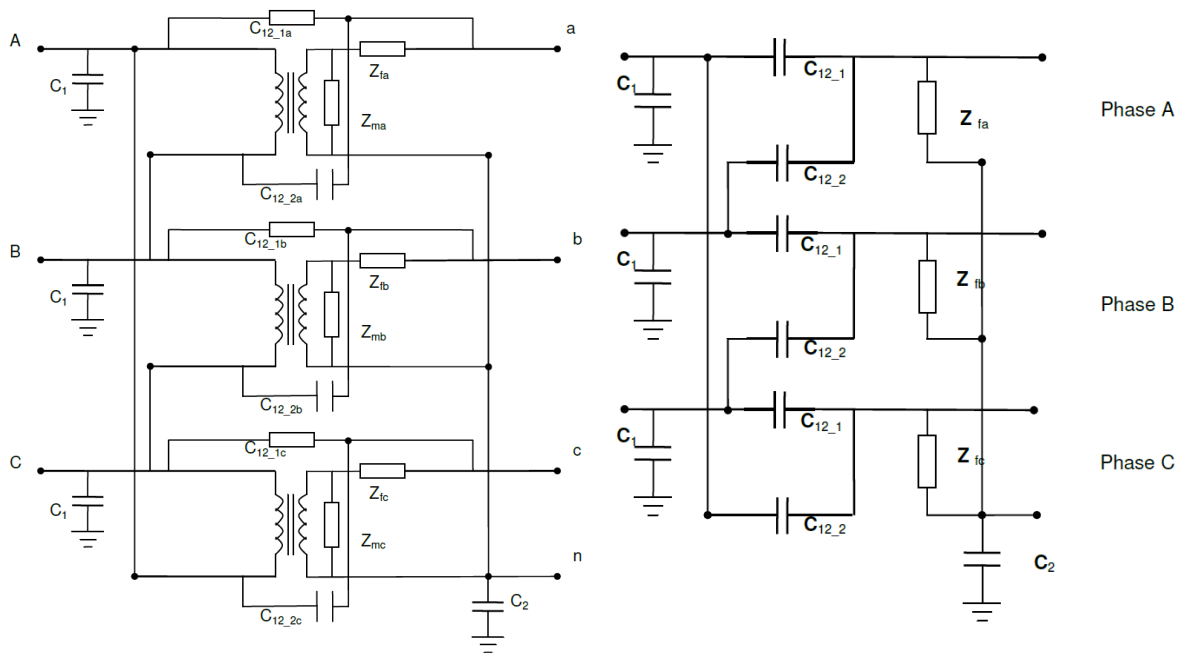


Figure 2.28 : Modèle de TRAN MF (100 Hz-100 kHz) [12] Figure 2.29 : Modèle de TRAN HF (100 kHz-10 MHz) [12]

La justification de la proposition de ces deux modèles est principalement due à la possibilité de négliger le circuit magnétique en hautes fréquences. Comme expliqué lors de la présentation des phénomènes physiques internes du transformateur, en HF, le circuit magnétique de part les courants de Foucault, devient négligeable, ce qui permet de représenter le transformateur avec principalement des capacités parasites, ainsi des impédances de fuite représentant les pertes cuivres évoluant en fonction de la fréquence.

Le modèle proposé par Ouaddi [35, 36]

Tout comme les précédents modèles par circuit équivalent, ce modèle s’appuie sur la représentation BF du transformateur pour venir y ajouter les phénomènes HF à partir de différentes mesures aux bornes du transformateur dans le domaine fréquentiel (cf figure 2.30 et 2.31). Ce modèle basé sur un transformateur de puissance de 15 kVA a été réalisé de 10 kHz à 30 MHz.

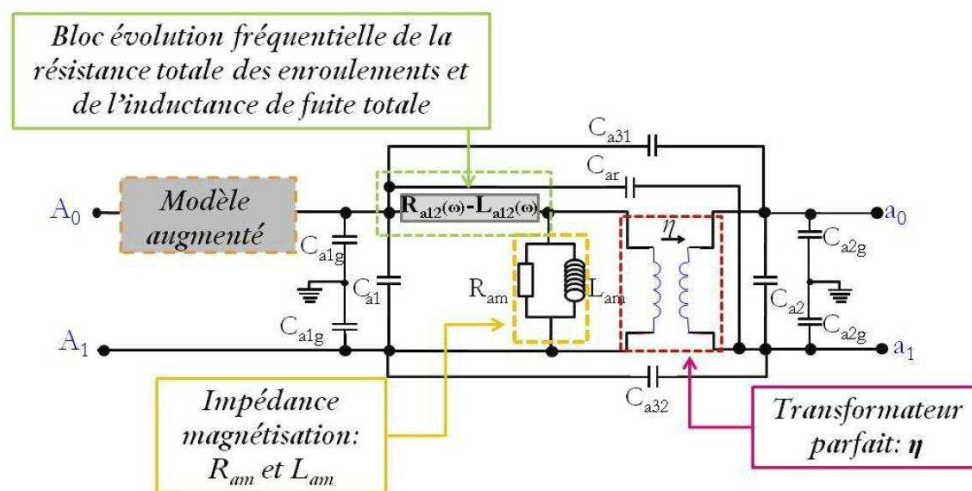


Figure 2.30 : Modèle HF proposé par Ouaddi – partie 1 [36]

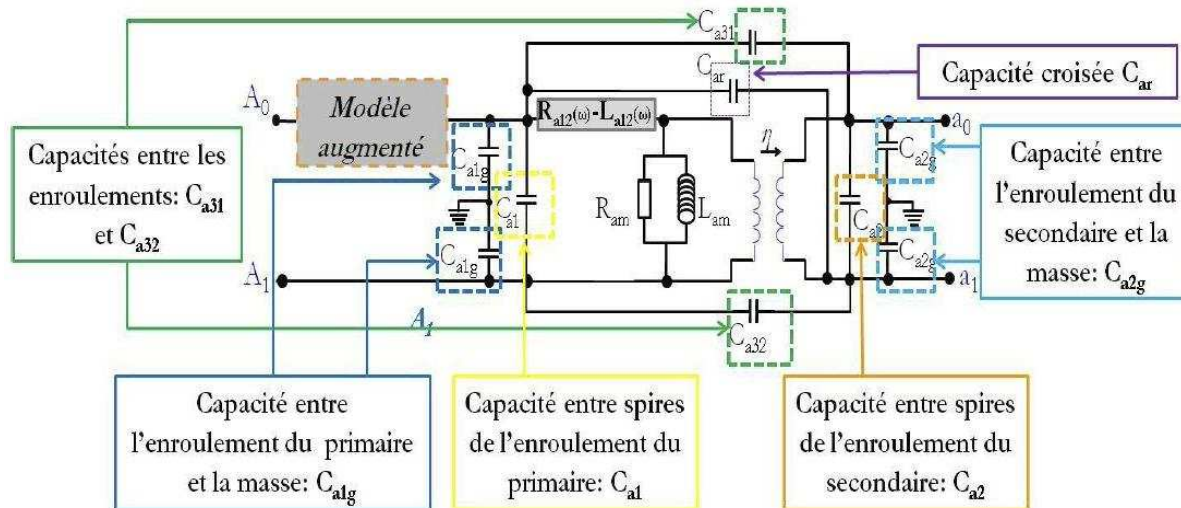


Figure 2.31 : Modèle HF proposé par Ouaddi - partie 2 [36]

2.3 Synthèse et sélection d'une approche de modélisation

Sur les trois approches de modélisation présentées, discrétisation des enroulements, boîtes noires et à constante localisées, les deux dernières sont suffisantes et adaptées à une étude de transmission à travers des transformateurs de distribution. Toutefois, ces deux approches n'offrent pas les mêmes avantages et inconvénients.

En effet, la modélisation boîte noire offre l'avantage de construire un modèle simplement à partir de mesures aux bornes du transformateur et d'intégrer l'ensemble des phénomènes internes en lien avec les mesures mises en place (cf tableau 2.1). L'inconvénient d'un modèle boîte noire est qu'il ne permet pas de comprendre et de définir l'origine des phénomènes observés.

Modèle « boîte noire »	Fréquence maximum de validité
Modèle de Morched	Dépend des mesures
Modèle de Gustaven	Dépend des mesures
Modèle de Yilu Liu	Dépend des mesures

Tableau 2.1 : Fréquence maximum d'utilisation des modèles « boîte noire » présentés

La modélisation à constantes localisées construite également sur des mesures aux bornes du transformateur offre l'avantage de mieux appréhender les phénomènes observés de par une approche intuitive. L'inconvénient de ce modèle est sa précision qui dépend des éléments pris en compte dans le modèle (cf tableau 2.2). Plus la précision doit être importante, et plus la plage de fréquences d'étude est grande, plus le modèle sera complexe et l'indentification des paramètres fastidieuse.

Modèles à constantes localisées	Fréquence maximum de validité
Modèle de CHIMKLAI	100 kHz
Modèle de Brozio	100 kHz
Modèle de Toshiaki Ueda	450 kHz
Modèle d'Andrieu	1 MHz
Modèle de Noda	1 MHz
Modèle de Tran	10 MHz
Modèle d'Ouaddi	30 MHz

Tableau 2.2 : Fréquence maximum d'utilisation des modèles à constantes localisées présentés

Ensuite, un inconvénient pour les deux approches est le fait que le modèle élaboré pour un transformateur de distribution particulier, ne sera pas transposable à un transformateur possédant des caractéristiques différentes. L'ensemble des mesures nécessaires aux paramétrages des modèles doit être de nouveau réalisé pour correspondre au comportement du nouveau transformateur étudié.

A partir de ce constat, il a été décidé de mettre en place un modèle « boîte noire » et un modèle à constantes localisées sur des transformateurs de distribution. L'objectif de ce travail est d'évaluer dans la pratique leur faisabilité de mise en œuvre, d'utilisation, et les résultats offerts dans la bande de fréquences employée par les CPL « Outdoor ».

3 Les transformateurs employés sur les réseaux de distribution

Afin de déterminer les transformateurs de distribution les plus couramment utilisés, un inventaire a été réalisé à partir des réseaux de distribution alimentés par Gérédis Deux-Sèvres. Ces réseaux de distribution sont à tendance rurale, et présentent en moyenne de 19 clients en aval d'un transformateur de distribution. L'ensemble de ces transformateurs de distribution sont des transformateurs triphasés à 2 enroulements avec 3 bornes primaires pour la HTA (15 kV ou 20 kV entre phase-phase) et 4 bornes secondaires pour la BT (410 V entre phase-phase et 230 V entre phase-neutre). La figure 2.32 illustre la répartition des transformateurs de distribution déployés sur les réseaux de Gérédis en fonction de leur puissance.

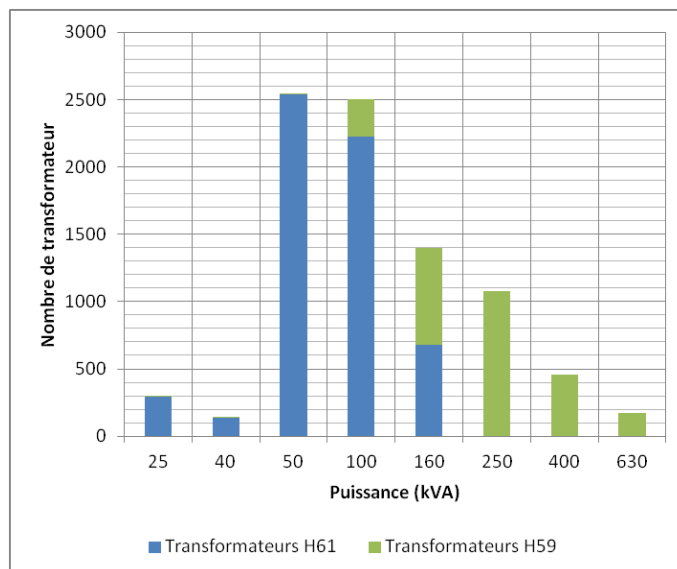


Figure 2.32 : Répartition des transformateurs de distribution

Il en ressort que les puissances des transformateurs déployés sont principalement d'une puissance de 50 kVA, 100 kVA, 160 kVA et 250 kVA. En effet, ces puissances représentent plus de 86 % de l'ensemble des transformateurs.

Ensuite, pour chacune des puissances, il existe globalement deux grandes catégories de transformateur : H59 et H61. Elles définissent le type d'installation des transformateurs de distribution. Un H61 correspond à une installation en haut des poteaux électriques, et un H59 dans des postes de type cabine. Ces deux installations entraînent des contraintes de conception aux niveaux des transformateurs que ce soit en terme de poids ou de taille. Les transformateurs de type H61 sont plutôt destinés à alimenter des réseaux à tendance rurale, alors que les transformateurs H59 à alimenter des réseaux plutôt à tendance urbaine.

Globalement, les transformateurs de puissance de 160 kVA se présentent comme un transformateur de transition entre ceux destinés à alimenter les réseaux de type rural et les réseaux de type urbain. Cette affirmation peut également se justifier par le nombre moyen de clients raccordés à ces transformateurs. En effet, pour un transformateur de 100 kVA se trouve en moyenne 10 clients, alors que pour un transformateur de 160 kVA, cela monte à 20 clients, et pour un transformateur d'une puissance de 250 kVA, il alimente en moyenne 40 clients.

A partir de cet inventaire sur les transformateurs installés sur les réseaux de distribution, trois transformateurs de puissance ont été sélectionnés (cf tableau 2.3 et figure 2.33).

Transformateur	1	2	3
Type	Hermétique	Hermétique	Hermétique
Puissance (kVA)	100	160	160
Type d'installation	Poteau H61	Poteau H61	Cabine H59
Couplage	Dyn11	Dyn11	Dyn11
Tension primaire (kV)	20	20	20
Courant primaire (A)	2,88	4,62	4,62
Tension secondaire (V)	410	410	410
Courant secondaire (A)	140,8	225,3	225,3
Ucc (%)	4	4	4
Enroulement	Cuivre	Cuivre	Cuivre
Perte Fer (kW)	0,21	0,46	0,46
Perte Cuivre (kW)	2,15	2,35	2,35
Refroidissement	ONAN	ONAN	ONAN
Masse totale (Kg)	402	545	595
Masse Huile (kg)	80	108	115
Constructeur	France Transfo	France Transfo	France Transfo
Année de construction	1991	1992	1997

Tableau 2.3 : Transformateurs de distribution sélectionnés

Dans cette sélection, malgré sa présence importante, un transformateur de 50 kVA n'a pas été retenu du fait d'une différence de conception différente des transformateurs de 100 et 160 kVA. En effet, les transformateurs de puissance inférieure ou égale à 50 kVA dispose d'un couplage de type Yzn11, alors que pour les transformateurs avec une puissance supérieure, le couplage est de type Dyn11. Cette différence de couplage associée à la différence de puissance ne permet pas de les comparer sans savoir lequel de ces deux paramètres influera sur la transmission de signaux HF.



Figure 2.33 : Illustration des transformateurs (de la gauche vers la droite: 100 kVA H61, 160 kVA H61, 160 kVA H59)

L'objectif de cette sélection est de mettre en œuvre les deux modèles présentés précédemment afin d'étudier leur impact sur la transmission de signaux HF. A partir de ces trois transformateurs, il sera possible d'analyser l'impact de la puissance entre le transformateur 1 et 2, puis pour les transformateurs 2 et 3, l'impact du dimensionnement d'un H61 et H59 de même puissance.

Dans la continuité de la présentation de la modélisation basse fréquence d'un transformateur, la première approche de modélisation mise en place sera la méthode à constantes localisées afin d'appréhender les différents phénomènes observés lors des mesures. Par la suite, un modèle de type « boîte noire » sera mis en place. Chacun des deux modèles sera validé par rapport à des mesures d'impédances.

4 Mise en place d'un modèle à constantes localisées

La première approche de modélisation HF d'un transformateur de distribution s'appuie sur la représentation d'un transformateur en basses fréquences et des principales capacités parasites prises en compte dans les modèles à constantes localisées présentés dans la partie 2 de ce chapitre. Le modèle est élaboré à partir d'un certain nombre de mesures dans la bande de fréquence allant de 50 Hz à 1 MHz effectué à partir d'un analyseur d'impédance. Le modèle est implémenté dans un logiciel de type circuit, comme le logiciel LTSPICE IV.

4.1 Présentation du modèle

Le modèle (cf figure 2.34) repose donc sur la modélisation basse fréquence d'un transformateur de puissance par son impédance magnétisante et son impédance fuite, en y intégrant un ensemble de capacités parasites et l'évolution fréquentielle de l'impédance de fuite.

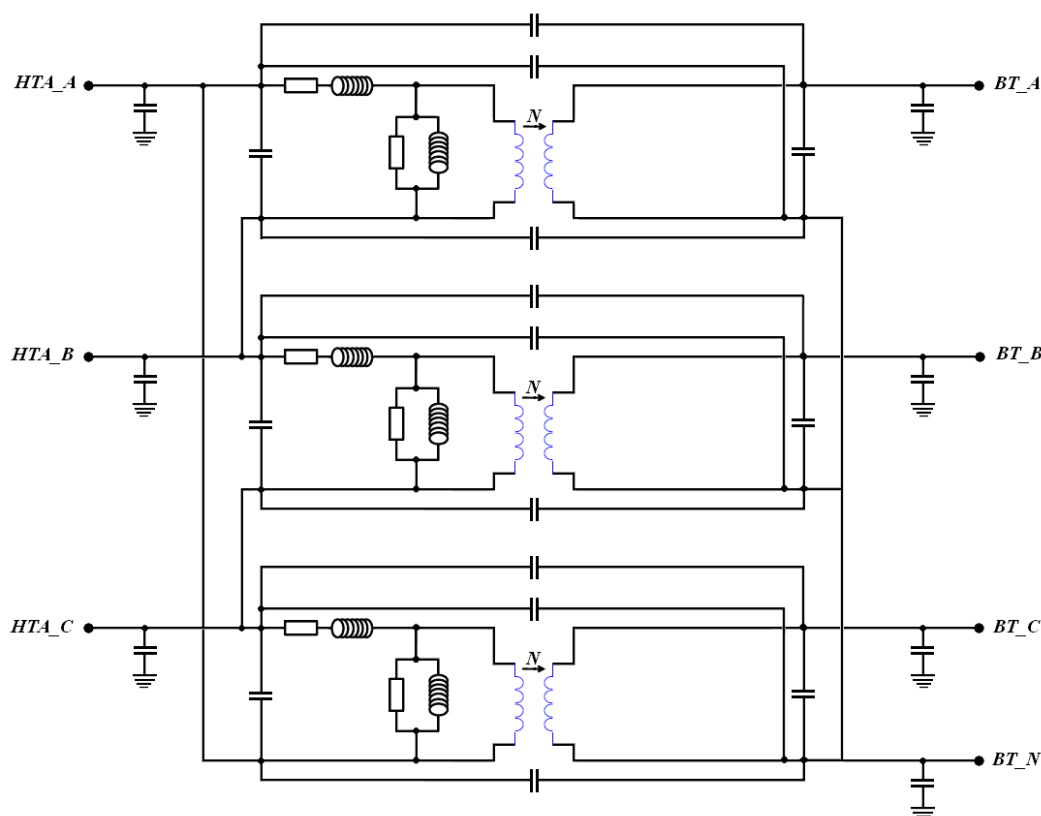


Figure 2.34 : Base du modèle à constantes localisées d'un transformateur pour une étude jusqu'à 1 MHz

Cette représentation n'est valide que pour un transformateur de distribution ou les enroulements primaires sont connectés suivant le couplage triangle, et les enroulements secondaires sont raccordés selon le couplage étoile. Le transformateur se définit au final par un couplage du type Dyn.

4.2 Identification de l'impédance magnétisante

L'impédance magnétisante d'un transformateur entre deux phases est obtenue, dans le cas d'une détermination expérimentale, soit du côté HTA en laissant le secondaire en circuit ouvert comme sur le schéma de la figure 2.35, ou bien à partir du secondaire entre une phase et le neutre avec le primaire en circuit ouvert.

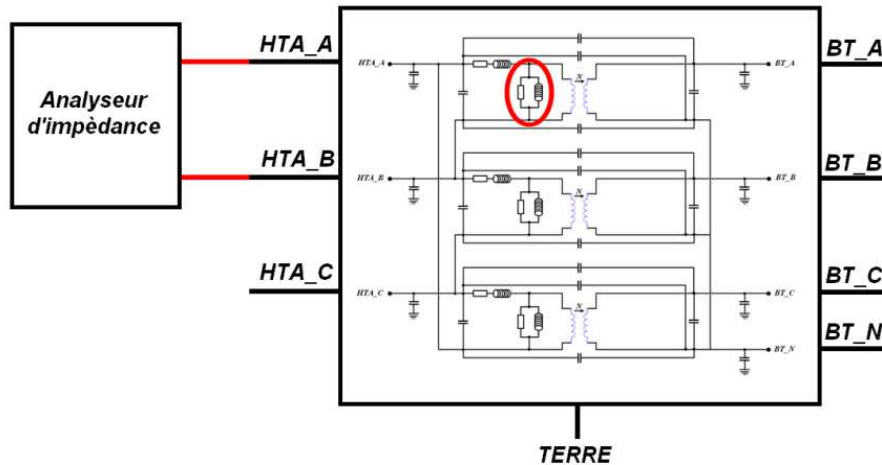


Figure 2.35 : Mesure HTA avec circuit ouvert de la BT

La figure 2.36 illustre le résultat de l'impédance mesurée entre deux phases du primaire du transformateur H61 de puissance 100 kVA.

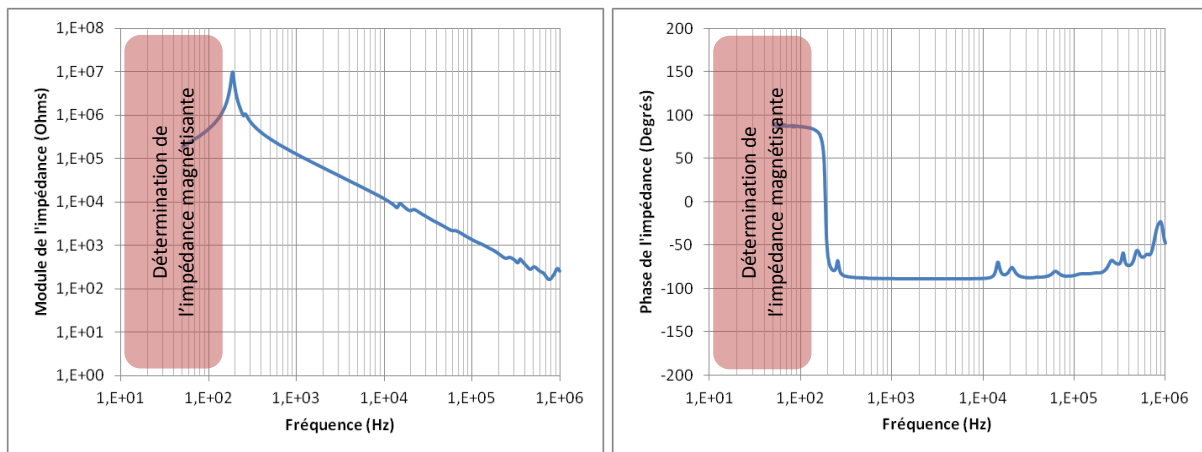


Figure 2.36 : Impédance vue du primaire du transformateur H61 100kVA

La détermination de l'impédance magnétisante se fait au niveau de l'encadré avant le premier pic de résonance. Ce pic de résonance est le résultat d'un couplage entre une inductance du transformateur et une capacité parasite. La déduction du circuit RL parallèle se fait suivant la formule de l'impédance \bar{Z} ci-dessous correspondant à l'impédance d'un circuit RL parallèle, avec R en Ohms et L en Henry.

$$\bar{Z} = \frac{R}{1 - j\left(\frac{R}{\omega L}\right)} \quad (2.10)$$

avec

$$R = \lim_{f \rightarrow \infty} |\bar{Z}(f)| \quad (2.11)$$

$$L = \frac{\Delta |\bar{Z}(f)|}{2\pi \Delta f} \quad (2.12)$$

Δ correspondant à la plage de fréquences (en Hz) avant le premier pic de résonance (encadré).

Au final, l'identification de l'impédance magnétisante est présentée ci-dessous qui regroupe les valeurs obtenues pour la résistance et l'inductance de cette impédance.

Résistance	Inductance
1×10^7 Ohms	975 Henry

La figure 2.37 illustre la comparaison entre l'impédance mesurée précédemment (courbe bleue) et l'impédance magnétisante identifiée (courbe rouge en pointillée).

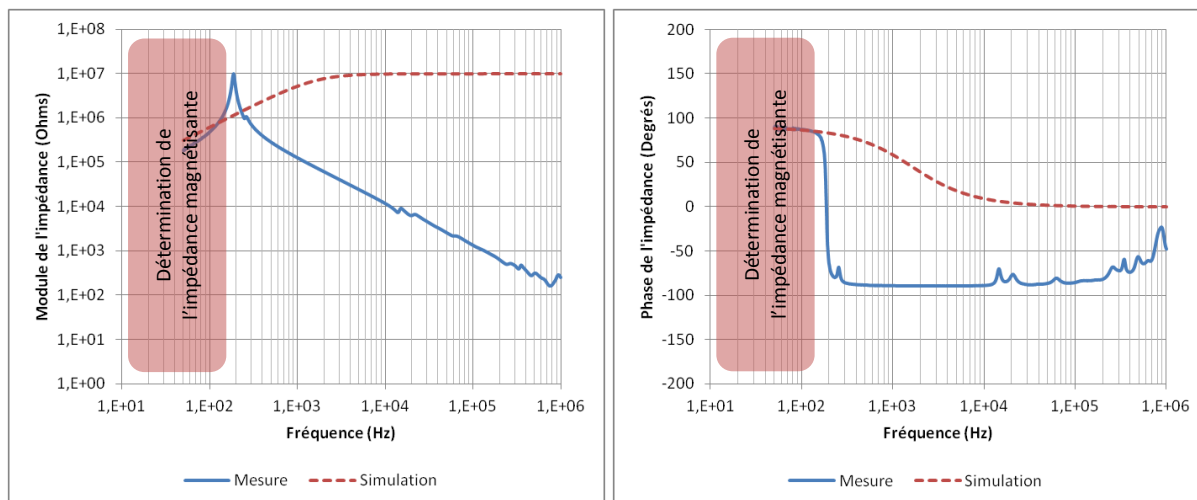


Figure 2.37 : Comparaison entre l'impédance magnétisante calculée et l'impédance vue du primaire

Au final, ce paramétrage permet d'obtenir une représentation proche de l'impédance magnétisante au niveau de l'encadré. En comparant les données de la mesure x et ceux obtenus par l'approximation du circuit RL parallèle x^* à partir de l'équation 2.13, cette dernière donne l'erreur relative de l'approximation en pourcentage.

$$Erreur\ relative = \frac{|x - x^*|}{|x|} \quad (2.13)$$

L'erreur relative est de 41 % pour le module. Cette erreur semble importante, mais se justifie par le fait que les valeurs d'impédances sont importantes. L'erreur relative pour la phase est de 0,5 %.

4.3 Identification de l'impédance de fuite

Comme pour l'impédance magnétisante, dans le cas d'une détermination expérimentale, il est possible de mesurer l'impédance de fuite soit en faisant une mesure entre deux phases du primaire et en court-circuitant le secondaire comme sur le schéma de la figure 2.38, soit à partir du secondaire avec le primaire en court-circuit.

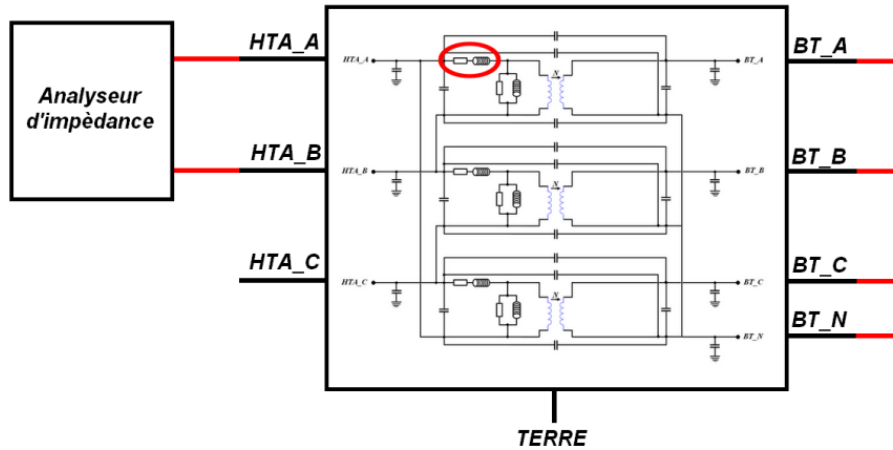


Figure 2.38 : Mesure HTA avec court-circuit de la BT

La figure 2.39 illustre le résultat de l'impédance mesurée entre deux phases du primaire du transformateur H61 de puissance 100 kVA.

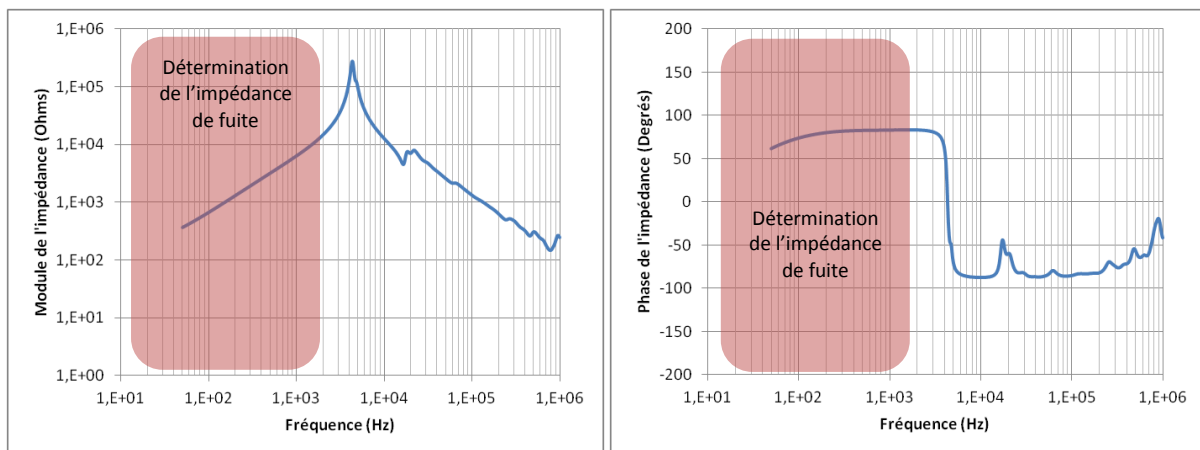


Figure 2.39 : Impédance vue du primaire du transformateur H61 100 kVA

La détermination de l'impédance de fuite se fait au niveau de l'encadré rouge avant le premier pic de résonance. La déduction du circuit RL série se fait suivant la formule de l'impédance \bar{Z} ci-dessous correspondant à l'impédance d'un circuit RL série, avec R en Ohms et L en Henry.

$$\bar{Z} = R + j\omega L \quad (2.14)$$

avec

$$R = \text{Reel}(\bar{Z}) \quad (2.15)$$

$$L = \frac{\text{Imag}(\bar{Z})}{\omega} \quad (2.16)$$

Les évolutions fréquentielles de la résistance et de l'inductance de l'impédance de fuite sont représentées sur la figure 2.40. La partie qui nous intéresse est celle dans l'encadré rouge.

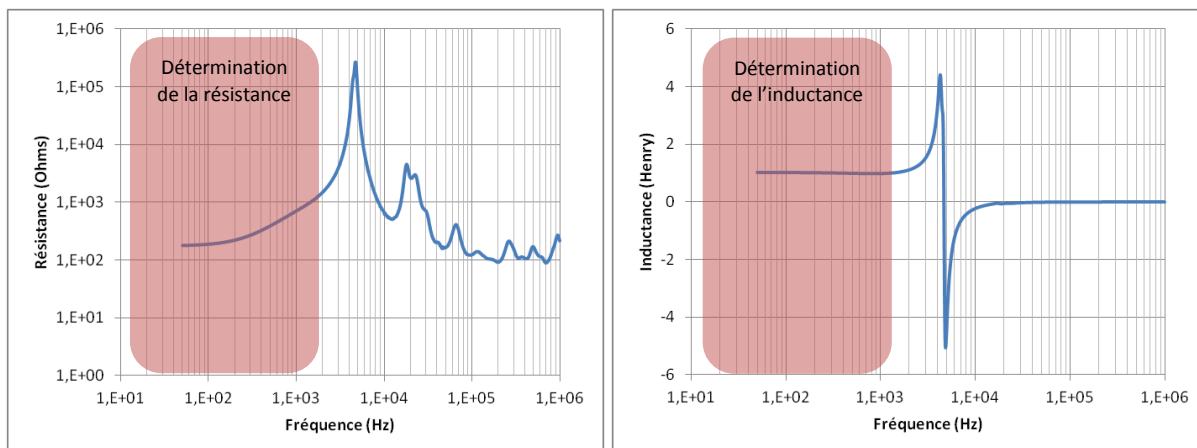


Figure 2.40 : Résistance et inductance déduits à partir de la mesure de l'impédance de fuite

On observe une légère diminution de l'inductance en fonction de la fréquence. Celle-ci est pratiquement stable est égale à 1 Henry. La résistance montre, quant à elle, un accroissement en fonction de la fréquence. Cette évolution a été représentée par une fonction polynomiale d'ordre 2.

$$R(f) = -(1 \times 10^{-7}) \times f^2 + (4,608 \times 10^{-1}) \times f + 171,11 \quad (2.17)$$

La figure 2.41 illustre la comparaison entre la résistance (à gauche) et l'inductance (à droite) déduites précédemment (courbes bleues) et la résistance et l'inductance déterminée (courbes rouges en pointillé).

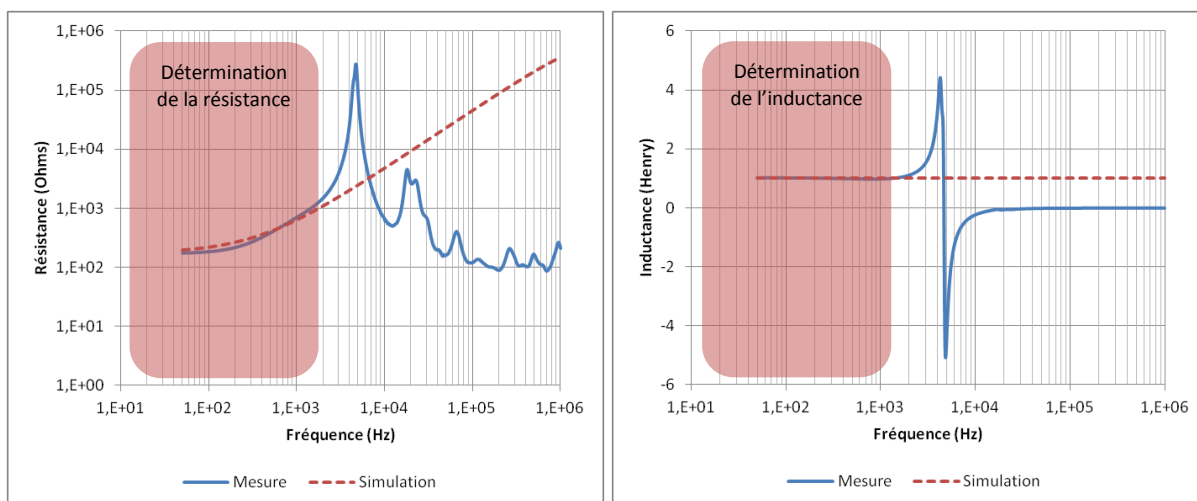


Figure 2.41 : Comparaison entre l'impédance magnétisante calculée et l'impédance vue du primaire

Au final, ce paramétrage permet d'obtenir une représentation correcte de l'impédance de fuite grâce à la fonction polynomiale (équation 2.16). L'erreur relative (au niveau de l'encadré) pour la résistance est de 16 % et pour l'inductance de 2 %.

4.4 Identification des capacités parasites

La détermination des capacités parasites repose sur des mesures d'impédances aux bornes du transformateur. Selon la configuration de mesure mise en place, il est alors possible de prendre en compte ou non certaines capacités parasites. L'annulation de certain effet capacitif est réalisée en appliquant des courts-circuits bien définis. L'identification de l'ensemble des capacités parasites du modèle a été réalisée en trois étapes.

Première étape

La première étape repose sur trois mesures d'impédances permettant de déterminer les capacités entre la terre (carcasse du transformateur) et les enroulements (primaire et secondaire), ainsi que les capacités entre les enroulements du primaire et du secondaire. Elle se base sur la méthodologie de mesure proposée pour déterminer les capacités des modèles d'Andrieu [29] et de TRAN [31, 32]. Les trois configurations de mesures sont exposées sur la figure 2.42.

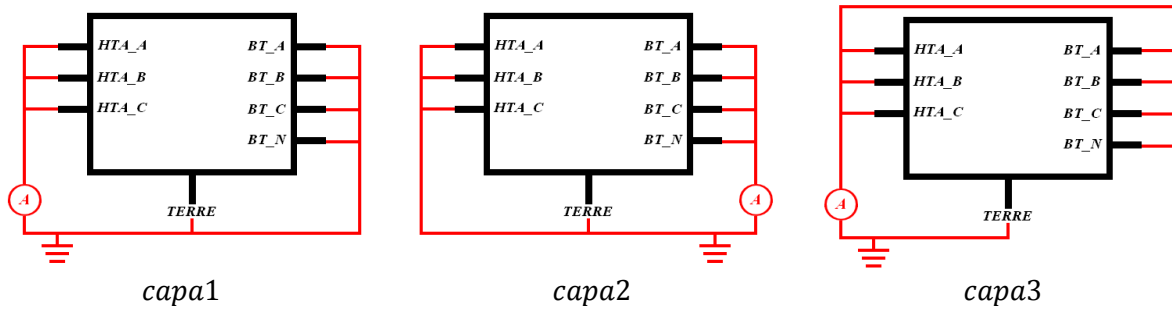


Figure 2.42 : Schéma de mesure des capacités

A partir de ces configurations, il est alors possible de réduire le modèle du transformateur (cf figure 2.34) à un modèle simplifié à 3 capacités comme sur la figure 2.43.

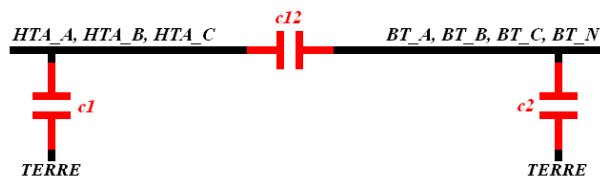


Figure 2.43 : Circuit équivalent des capacités mesurées

La capacité $c1$ correspond aux capacités entre les enroulements primaires et la carcasse du transformateur qui est reliée à la terre. La capacité $c2$ représente les capacités entre les enroulements secondaires et la terre. Puis la capacité $c12$ correspond aux capacités entre l'enroulement d'une même phase et entre une phase et d'autres phases.

A partir du schéma de la figure 2.43 et des trois configurations de mesures de la figure 2.42, la mesure de $capa1$ donnera les capacités $c1$ et $c12$ en parallèle, la mesure $capa2$ les capacités $c2$ et $c12$ en parallèle, et la mesure $capa3$ les capacités $c1$ et $c2$ en parallèle.

$$capa1 = c1 + c12 \tag{2.18}$$

$$capa2 = c2 + c12 \tag{2.19}$$

$$capa3 = c1 + c2 \tag{2.20}$$

La 2.44 illustre les mesures d'impédance des trois capacités. La courbe bleu représente l'impédance de $capa1$, la courbe rouge celle de $capa2$, et enfin la courbe verte celle de $capa3$. A droite de la figure se trouve le module qui décroît de 20 dB par décade, et à gauche la phase. La phase indique bien un comportement capacitif de l'impédance mesurée de par sa valeur proche de -90° . Des fluctuations sont observées à l'approche de la fréquence de 1 MHz. Celles-ci peuvent être générées par les câbles utilisés pour effectuer les mesures.

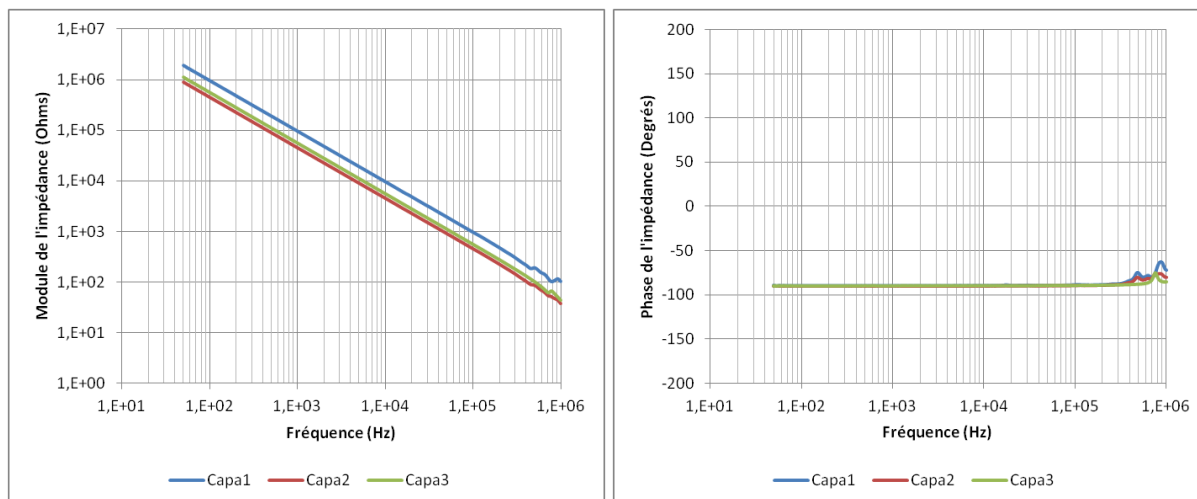


Figure 2.44 : Impédance mesurée pour les trois capacités

Pour déterminer les capacités $c1$, $c2$ et $c12$ à partir des trois mesures de capacités, dans un premier temps, il faut transposer les impédances complexes des $capa1$, $capa2$, $capa3$ en une capacité $capa$ en farad. Pour cela il faut utiliser l'équation 2.21.

$$capa = \frac{1}{2\pi f Z_{mesure}} \quad (2.21)$$

La figure 2.45 représente les capacités calculées.

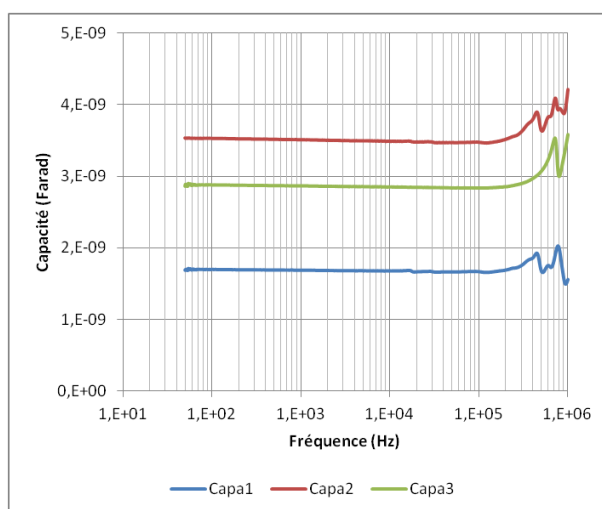


Figure 2.45 : Valeur des trois capacités

Il peut alors en être déduit les valeurs suivantes :

$capa1$	$capa2$	$capa3$
$1,685 \times 10^{-9}$ Farad	$3,502 \times 10^{-9}$ Farad	$2,861 \times 10^{-9}$ Farad

La résolution des trois équations $capa1$, $capa2$ et $capa3$ permet de trouver les valeurs des capacités $c1$, $c2$ et $c12$.

$c1$	$c2$	$c12$
$0,522 \times 10^{-9}$ Farad	$2,339 \times 10^{-9}$ Farad	$1,163 \times 10^{-9}$ Farad

Pour terminer, ces capacités sont ensuite réparties sur le modèle du transformateur (cf figure 2.34). La capacité $c1$ est ainsi divisée en 3 pour représenter les capacités entre les enroulements primaires et la terre. La capacité $c2$ est divisée en 4 pour représenter les capacités entre les enroulements du secondaire et la terre. Puis la capacité $c12$ est divisée en 9 pour paramétrer les capacités entre les enroulements primaires et secondaires.

Ce paramétrage fait l'hypothèse que chacune des « sous-capacités » $c1$, $c2$ et $c12$ sont identiques. Dans la réalité, ce n'est pas forcément le cas. Elles sont proches mais pas équivalentes, du fait que le transformateur n'a pas une conception parfaitement symétrique. Toutefois, cette démarche permet de simplifier le nombre de mesures et offre des résultats très convenables.

Deuxième étape

La deuxième étape consiste à déterminer les capacités entre les spires des enroulements du secondaire. Pour cela, la configuration illustrée par le figure 2.46 est mise en place. Elle met en avant certaines capacités parasites du modèle, dont quelques capacités parasites déterminées précédemment et la capacité inter-spires.

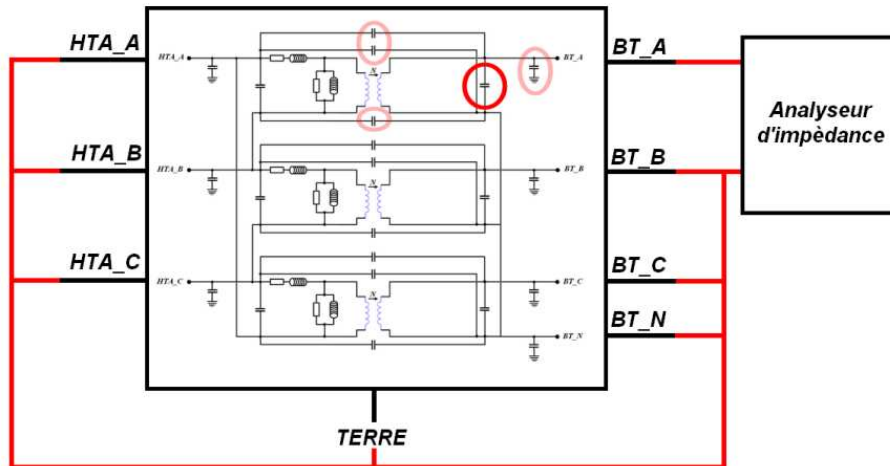


Figure 2.46 : Identification de la capacité entre les spires des enroulements BT

La figure 2.47 montre le résultat (courbe rouge en pointillé) du modèle avec l'identification des éléments déterminés jusqu'à présent par rapport à la mesure d'impédance de la configuration de la figure 2.46.

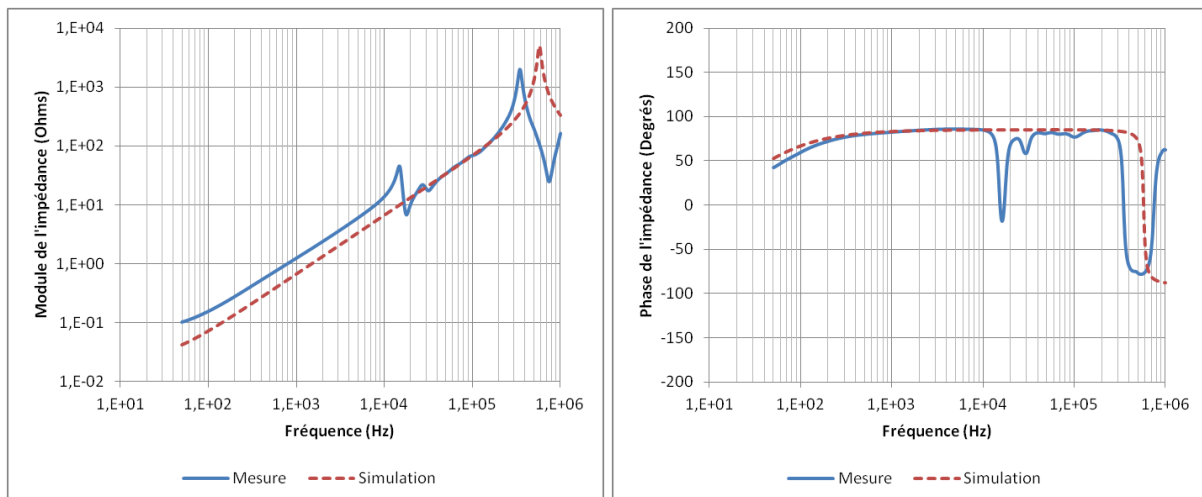


Figure 2.47 : Comparaison entre la mesure et la simulation du modèle sans les capacités inter-spires du secondaire

Le comportement observé est proche mais il peut-être amélioré par l'identification de cette capacité inter-spires. Pour cela, celle-ci est déterminé par une approximation successive permettant de paramétrer cette capacité à $1,5 \times 10^{-9}$ Farad.

Le résultat de simulation (courbe rouge en pointillé) du modèle du transformateur intégrant la capacité inter-spires est visualisable sur la figure 2.48 vi à vis de la mesure d'impédance (courbe bleue).

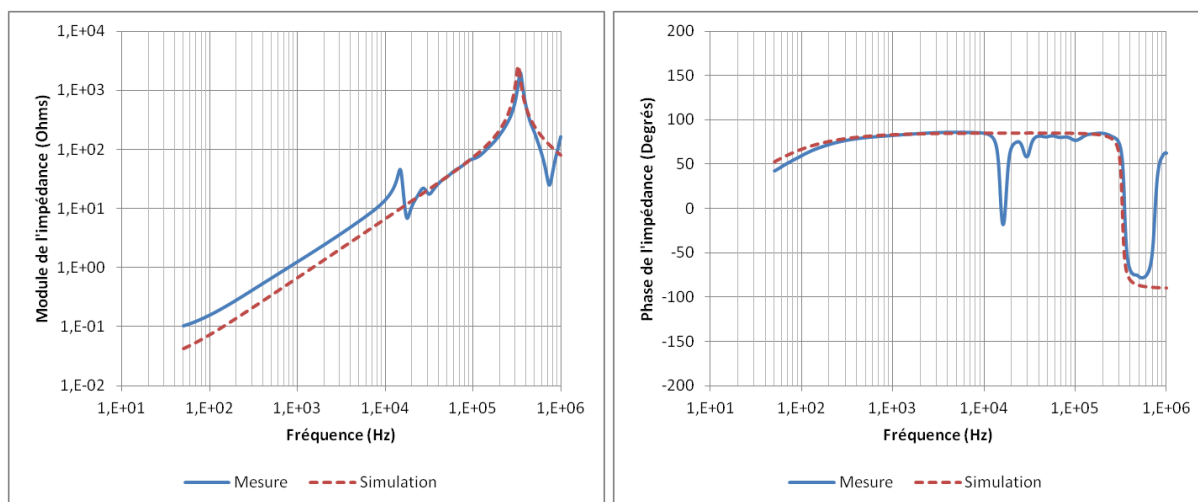


Figure 2.48 : Comparaison entre la mesure et la simulation suite à l'identification de la capacité inter-spires BT

Les résultats de simulation montrent une meilleure cohérence avec la mesure. Toutefois, un pic de résonance aux environs de la fréquence de 15 kHz est observable. Celui-ci est très peu visible du côté HTA (cf figure 2.39). Cette résonance est probablement induite par la propagation du signal HF au sein des enroulements du transformateur, mais cela n'a pu être vérifié. Il est important de la prendre en considération dans le modèle, car celle-ci se produit dans la bande de fréquences CENELEC. Pour modéliser cette résonance, un circuit RLC parallèle est ajouté du côté BT à chacune des phases du modèle (cf figure 2.49).

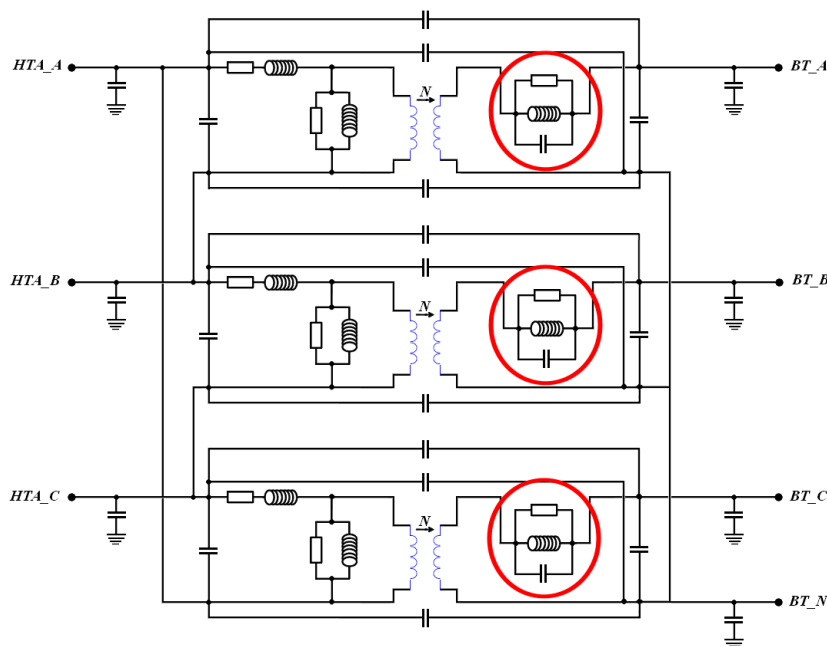


Figure 2.49 : Modification du modèle à constantes localisées par ajout d'un bloc RLC du côté secondaire

L'identification de ce circuit RLC supplémentaire a été déduite à partir de l'analyseur d'impédance. En effet, cet appareil de mesure offre la possibilité de déterminer à partir d'une mesure d'impédance, un circuit équivalent de type RLC parallèle. Les valeurs obtenues sont les suivantes :

Résistance	Inductance	Capacité
40 Ohms	80×10^{-6} Henry	$1,5 \times 10^{-6}$ Farad

La figure 2.50 illustre le comportement du modèle suite à l'ajout de ce circuit RLC (courbe rouge en pointillé) par rapport à la mesure de l'impédance du côté BT (courbe bleue).

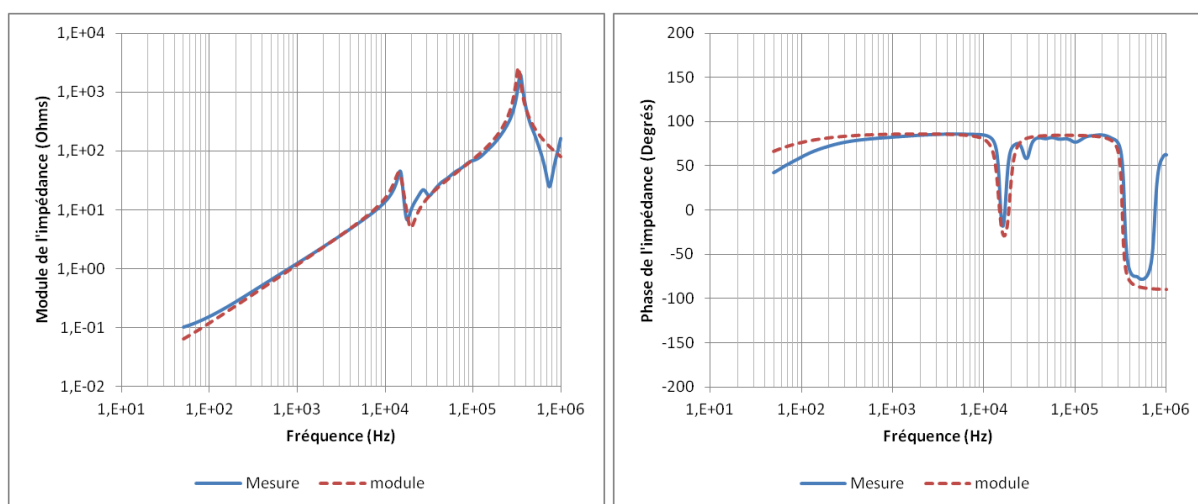


Figure 2.50 : Comparaison entre la mesure et la simulation suite à l'ajout du bloc RLC

Au final, ce paramétrage de la capacité entre les spires de l'enroulement BT et l'ajout du circuit RLC permet d'obtenir une représentation correcte de l'impédance mesurée. L'erreur relative du paramétrage du modèle vis-à-vis de la mesure est de 24 % pour le module et de 6 % pour la phase sur l'ensemble de la plage de fréquences.

Troisième étape

La troisième étape consiste à déterminer les capacités entre les spires des enroulements du primaire. Pour cela, la configuration illustrée par le figure 2.51 est mise en place. Cette configuration met en avant certaines capacités du modèle, dont des capacités parasites identifiées précédemment et la capacité inter-spires du primaire.

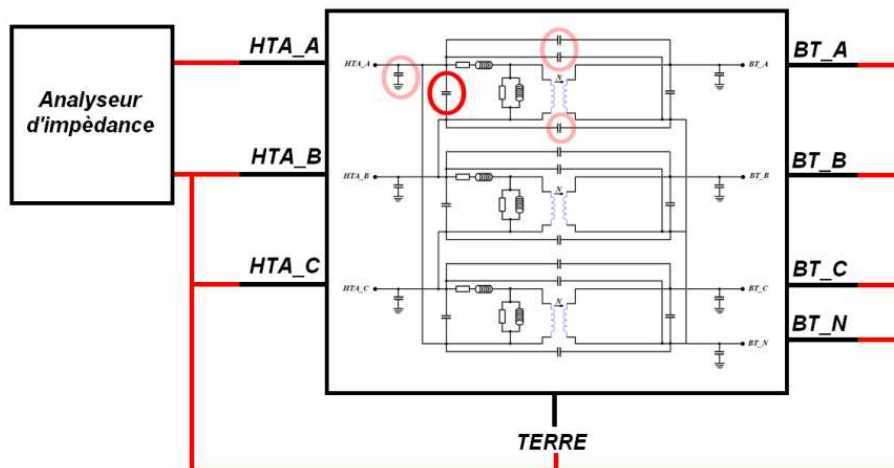


Figure 2.51 : Identification de la capacité entre les spires des enroulements HTA

La méthodologie est identique à celle présentée précédemment. Une approximation successive est mise en place et permet d'identifier la capacité parasite à une valeur de $5,5 \times 10^{-9}$ Farad. La figure 2.52 illustre le résultat de ce paramétrage (courbe rouge en pointillé) à la mesure (courbe bleue).

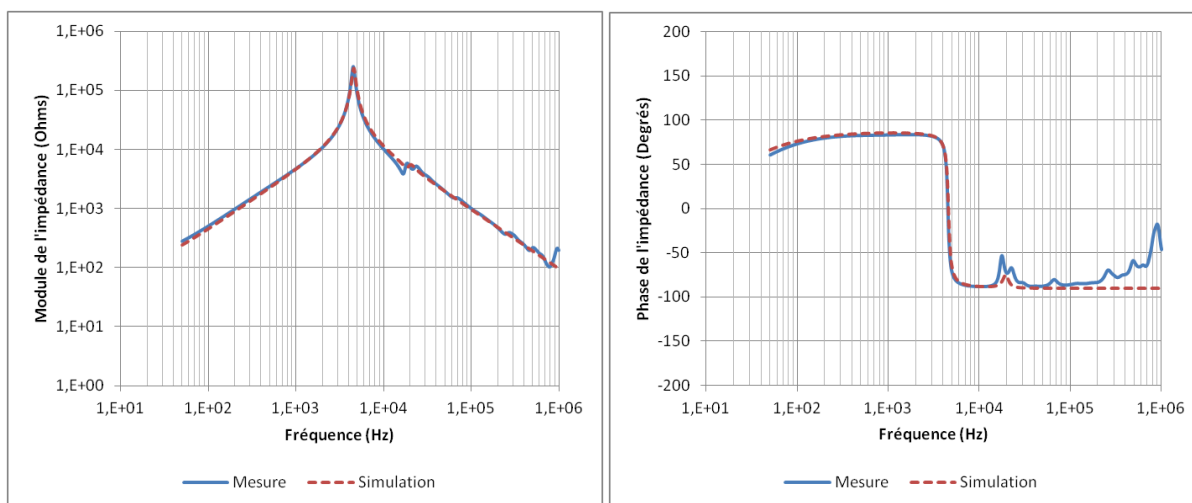


Figure 2.52 : Comparaison entre la mesure et la simulation suite à l'identification de la capacité inter-spires HTA

Au final, ce paramétrage de la capacité entre les spires de l'enroulement HTA permet d'obtenir une représentation correcte de l'impédance mesurée. En effet, l'erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure est de 8 % pour le module et de 6 % pour la phase.

L'ensemble de l'identification des paramètres du modèle étant effectué, la prochaine étape consistera à valider le modèle obtenu.

4.5 Validation du modèle

Bien que le modèle soit issu de mesures, il est important de le valider en le comparant à des mesures d'impédances dans des configurations autres que celles qui ont permis de le paramétrer. Deux configurations de mesure : « test 1 » et « test 2 », sont réalisées sur le transformateur de distribution de 100 kVA. Le modèle est simulé de façon à reproduire les configurations représentées sur les figures 2.53 et 2.54.

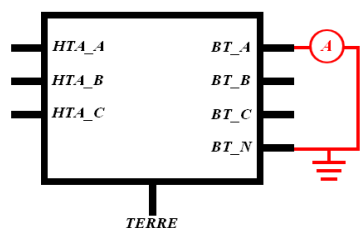


Figure 2.53 : Configuration "test 1"

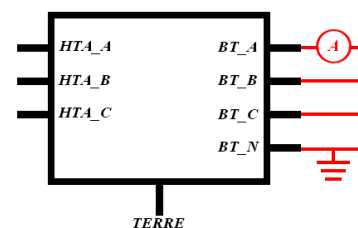


Figure 2.54 : Configuration "test 2"

La figure 2.55 illustre le résultat de la configuration « test 1 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillée la simulation.

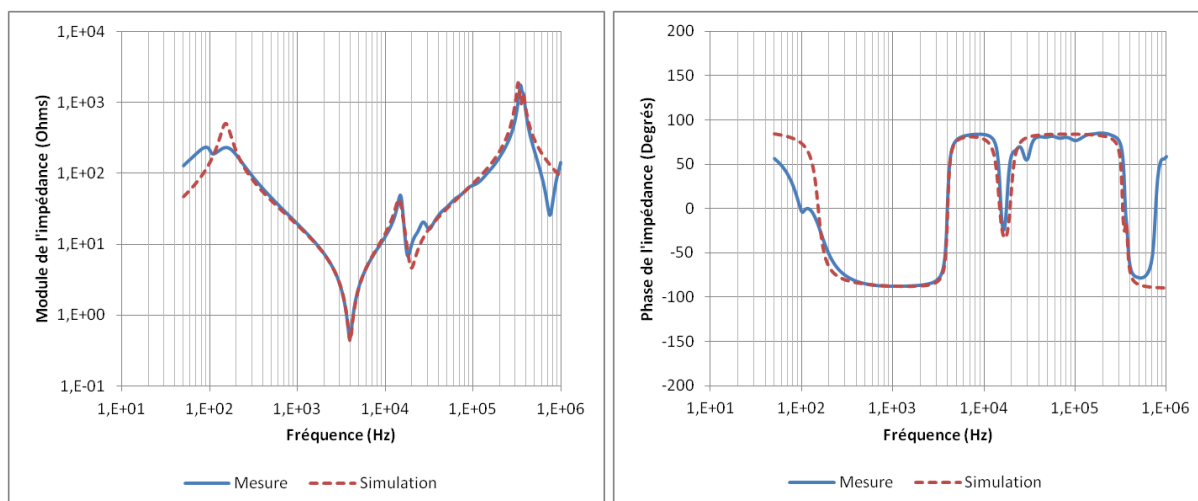


Figure 2.55 : Comparaison entre la mesure et la simulation de la configuration "test 1"

Pour cette première comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 28 % pour le module et de 8 % pour la phase. Toutefois, dans les bandes de fréquences CENELEC (3 kHz – 150 kHz), l'erreur relative diminue à 12 % pour le module et à 3 % pour la phase (cf tableau 2.4).

	50 Hz à 1 Mhz		3 kHz à 150 kHz	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	28 %	8 %	12 %	3 %
Erreur max	891 Ohms	148 Degrés	17 Ohms	52 Degrés
Erreur moyenne	42 Ohms	15 Degrés	3 Ohms	7 Degrés

Tableau 2.4 : Erreurs obtenues par le modèle à constantes localisées pour la configuration "test1"

La figure 2.56 illustre le résultat de la configuration « test 2 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillée la simulation.

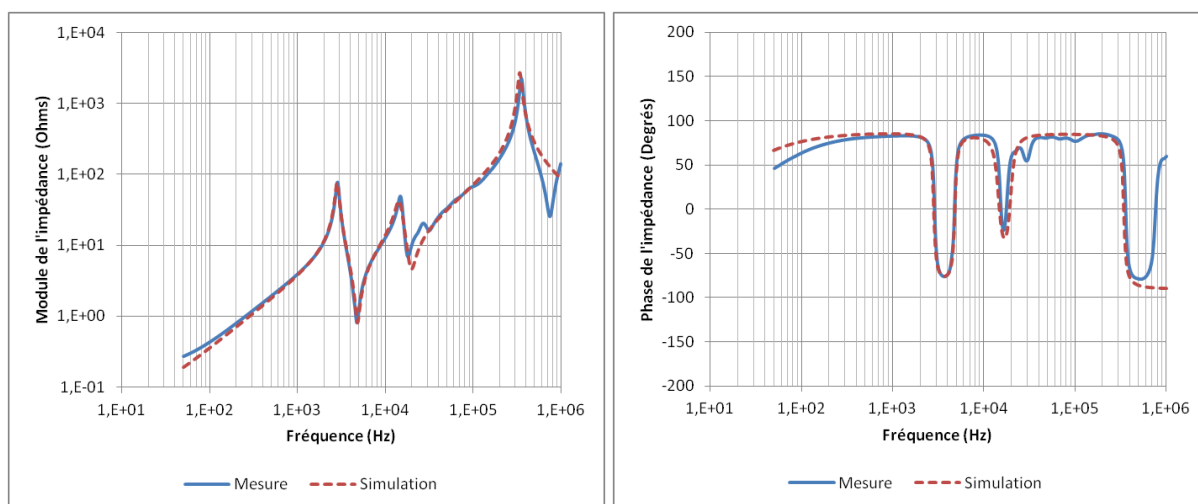


Figure 2.56 : Comparaison entre la mesure et la simulation de la configuration "test 2"

Pour cette deuxième comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 22 % pour le module et de 6 % pour la phase. Dans les bandes de fréquences CENELEC (3 kHz – 150 kHz), l'erreur relative pour le module diminue à 11 % pour le module et à 4 % pour la phase (cf tableau 2.5)

	50 Hz à 1 MHz		3 kHz à 150 kHz	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	22 %	6 %	11 %	4 %
Erreur max	1300 Ohms	149 Degrés	17 Ohms	52 Degrés
Erreur moyenne	28 Ohms	12 Degrés	3 Ohms	8 Degrés

Tableau 2.5 : Erreurs obtenues par le modèle à constantes localisées pour la configuration "test2"

En conclusion, le modèle mis en place reproduit en grande partie les résonances principales ainsi que les pertes induites dans les enroulements du transformateur H61 de puissance 100kVA sur la gamme de fréquences de 50 Hz à 1 MHz. Le modèle offre un comportement assez fidèle dans les bandes de fréquences CENELEC.

D'un point de vue de mise en œuvre, le modèle à constantes localisés se réalise de façon assez simple et intuitive. Toutefois, le nombre et la complexité des mesures à mettre en œuvre sont en lien direct avec les éléments pris en compte dans le modèle. Pour augmenter la précision du modèle élaboré, des capacités parasites doivent être ajoutées, et il serait nécessaire de faire abstraction de l'hypothèse de symétrie du transformateur par un paramétrage plus rigoureux de chacun des éléments du modèle. L'inconvénient de cette précision accrue serait alors une complexification du modèle qui nécessiterait de définir au mieux les mesures à réaliser pour l'identification de l'ensemble de ces éléments.

Au niveau du temps de calcul pour les simulations, celui-ci est de plusieurs secondes pour ce modèle dans la gamme de fréquence étudiée. Ce temps peut varier selon le nombre de point souhaité par l'utilisateur dans la gamme de fréquence d'étude.

La prochaine partie du chapitre est consacrée à l'élaboration d'un modèle « boîte noire ».

5 Mise en place d'un modèle « boîte noire »

La seconde approche de modélisation HF mise en place permettra d'obtenir un modèle « boîte noire » du transformateur H61 de puissance 100 kVA. La contribution à l'élaboration de ce type de modèle est de s'appuyer sur la représentation NIF du modèle Yilu Liu [21, 22], pour en déduire la matrice d'admittance du transformateur. Ensuite, afin d'utiliser cette matrice d'admittance dans les simulations, celle-ci sera interpolée par un algorithme numérique.

5.1 Présentation du modèle

La représentation proposée par Yilu Liu, appelé NIF « Node to Node Impedance Function », consiste à définir un système par « n » nœuds, où chaque nœud est relié à tous les autres nœuds par l'intermédiaire d'impédances fictives « m » dépendantes de la fréquence. La figure 2.57 illustre la représentation NIF d'un transformateur triphasé à 2 enroulements avec 3 bornes coté primaire, 4 bornes coté secondaire et une borne de terre.

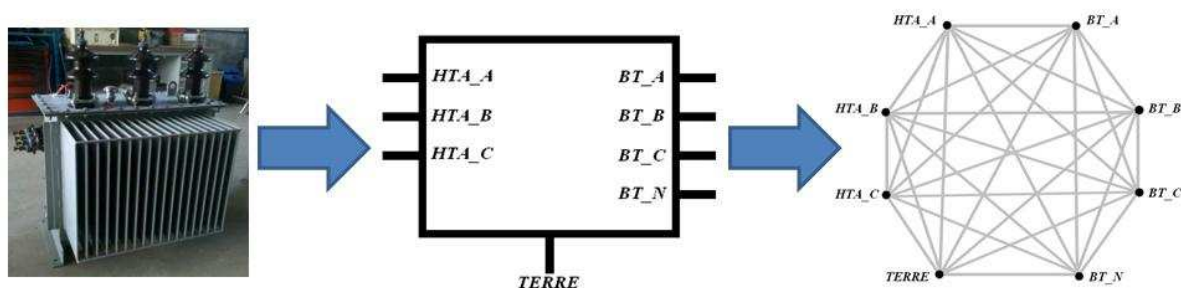


Figure 2.57 : Représentation d'un transformateur de distribution en modèle NIF

Ces impédances fictives entre chaque nœud peuvent être déterminées en résolvant un système d'équations simultanées. Ces équations se définissent avec des impédances externes mesurées en tant que données d'entrée, et les impédances nœud à nœud comme les inconnues. Un système de « m » équations est nécessaire pour résoudre les « m » impédances nœud à nœud. La complexité de ces équations dépend des mesures d'impédances externes effectuées. En effet, pour obtenir un système d'équations linéaires, et par conséquent simple à résoudre, ces mesures doivent être réalisées avec les nœuds non excités, mis à la terre. En laissant des nœuds en circuit ouvert, la complexité des équations augmente faisant intervenir des équations non linéaires plus complexes à résoudre que des équations linéaires. Celles-ci peuvent être résolues par la méthode de Gauss-Newton ou encore l'approximation des moindres carrés.

Dans le cas où les mesures d'impédances externes sont réalisées de telle sorte à obtenir un ensemble d'équations linéaires, une matrice de passage [C] doit être construite manuellement afin d'établir le lien entre les impédances externes mesurée [Z_d] et les impédances nœud à nœud [Z_n]. Pour cela, elle est uniquement composée de « 1 » et de « 0 », et leur ordonnancement dépend de la numérotation des impédances nœud à nœud.

$$[Z_d]_{n \times 1} = [C]_{n \times n} \times [Z_n]_{n \times 1} \quad (2.22)$$

Pour obtenir les impédances nœud à nœud, il suffit de multiplier l'inverse de la matrice de passage par les impédances externes mesurées.

$$[Z_n] = [C]^{-1} \times [Z_d] \quad (2.23)$$

Dans ce cas, pour déterminer le modèle NIF à partir d'un système d'équations linéaires, l'auteur [21] précise que deux configurations de mesures d'impédances externes Z_d sont suffisantes.

- Configuration 1 : Une borne est excitée et les autres sont mises à la terre.
- Configuration 2 : Deux bornes sont excitées et les autres sont mises à la terre.

Exemple sur le transformateur triphasé à 2 enroulements à 8 bornes :

Nombre de bornes	$n = 8$	(2.24)
Nombre d'impédance nœud à nœud	$m = n(n - 1)/2 = 28$	(2.25)
Nombre de mesure de configuration 1	$(n - 1) = 7$	(2.26)
Nombre de mesure de configuration 2	$(n - 1)(n - 2)/2 = 21$	(2.27)

Le nombre total de mesures à réaliser est donc similaire au nombre d'équations linéaires nécessaires pour identifier les « m » impédances nœud à nœud.

Le tableau 2.6 regroupe l'ensemble des mesures à réaliser correspondant aux impédances externes Z_d pour un transformateur triphasé à 2 enroulements.

Mesure	HTA_A	HTA_B	HTA_C	BT_A	BT_B	BT_C	BT_N
E - Excité G - Mise à la terre	1	E	G	G	G	G	G
	2	G	E	G	G	G	G
	3	G	G	E	G	G	G
	4	G	G	G	E	G	G
	5	G	G	G	G	E	G
	6	G	G	G	G	G	E
	7	G	G	G	G	G	E
	8	E	E	G	G	G	G
	9	E	G	E	G	G	G
	10	E	G	G	E	G	G
	11	E	G	G	G	E	G
	12	E	G	G	G	G	E
	13	E	G	G	G	G	E
	14	G	E	E	G	G	G
	15	G	E	G	E	G	G
	16	G	E	G	G	E	G
	17	G	E	G	G	G	E
	18	G	E	G	G	G	E
	19	G	G	E	E	G	G
	20	G	G	E	G	E	G
	21	G	G	E	G	G	E
	22	G	G	E	G	G	E
	23	G	G	G	E	E	G
	24	G	G	G	E	G	E
	25	G	G	G	E	G	E
	26	G	G	G	G	E	E
	27	G	G	G	G	E	E
	28	G	G	G	G	G	E

Tableau 2.6 : Configuration de mesures pour un transformateur triphasé à 2 enroulements

Pour illustrer le lien entre les mesures d'impédances externes et les impédances nœuds à nœuds, la figure 2.58 représente la première mesure de Z_d sur le transformateur. Le « A » correspond à un analyseur d'impédance permettant de récupérer le module et la phase de l'impédance externe mesurée Z_d . Les liens rouges indiquent les impédances nœud à nœud Z_n « sollicitées » lors de cette première mesure.

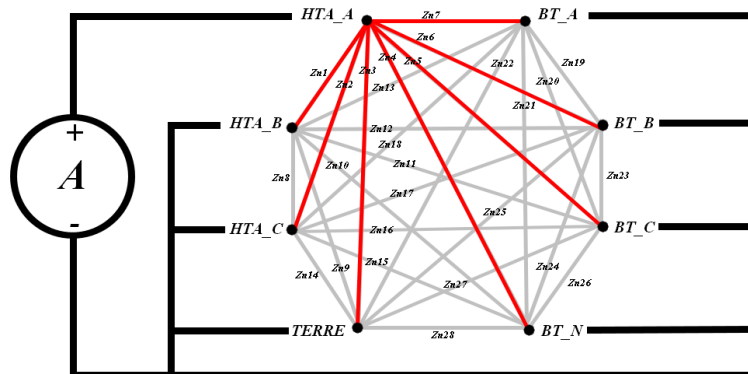


Figure 2.58 : Configuration pour la première mesure d'impédance externe

A partir de cette première mesure, le lien entre Z_{d1} et les Z_n concernées peut être établi. Les numéros des impédances nœud à nœud sont définis de façon arbitraire.

$$Z_{d1} = Z_{n1} + Z_{n2} + Z_{n3} + Z_{n4} + Z_{n5} + Z_{n6} + Z_{n7} \quad (2.28)$$

En réalisant les mesures d'impédances externes les unes après les autres tout en réalisant le schéma associé, la matrice de passage $[C]$ pourra être définie simplement et ainsi l'ensemble des impédances nœuds à nœuds Z_n pourra être déterminé. Pour l'exemple du transformateur de distribution 100 kVA avec la numérotation définie comme sur la figure 2.58, la matrice de passage $[C]$ est de taille 28 par 28. Les lignes de cette matrice de passage correspondent aux mesures des impédances externes Z_d et donc aux équations correspondantes. Les 7 premières lignes représenteront les mesures effectuées dans la configuration 1, et les 21 autres lignes aux mesures dans la configuration 2. Les colonnes indiquent par un « 1 » les impédances nœuds à nœuds Z_n concernées par les mesures Z_d .



Figure 2.59 : Illustration du raccordement de l'analyseur d'impédance à un transformateur de distribution

La mise en place des mesures d'impédances externes se fait par l'intermédiaire d'un analyseur d'impédance (cf figure 2.59). Comme pour le modèle à constantes localisées, les mesures se feront dans la plage de fréquences de 50 Hz à 1 MHz.

5.2 Identification de la matrice d'admittance

Une fois l'ensemble des impédances nœud à nœud déterminé, il faut établir la relation entre celle-ci et la matrice d'admittance reliant les courants et les tensions de chacune des nœuds du transformateur. Pour cela, il est nécessaire de s'appuyer sur la représentation des impédances nœud à nœud (cf figure 2.58). La procédure consiste à identifier les éléments de la matrice d'admittance colonne par colonne, par l'excitation d'un nœud et les autres mis à la terre. Ensuite, il faut mesurer le courant sur l'ensemble des nœuds, les uns après les autres, ce qui va permettre d'identifier les éléments de la matrice d'admittance correspondant au nœud excité et donc à une colonne donnée.

De plus, les valeurs identifiées pour les éléments de la matrice d'admittance dépendent de la normalisation faite concernant les courants (sortant ou entrant du système). Pour le modèle mis en place, la normalisation choisie est celle avec les courants entrants comme sur la figure 2.60.

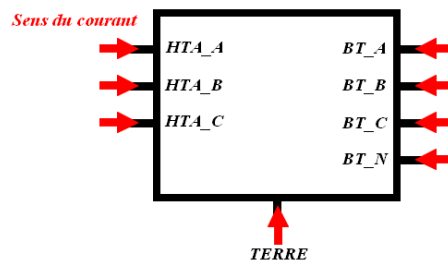


Figure 2.60 : Normalisation du sens du courant

Dans le cas d'un transformateur de distribution triphasé, la matrice d'admittance s'écrit de la façon suivante. L'ensemble des U et des I représentent la tension et le courant aux 3 nœuds HTA, aux 4 nœuds BT et au nœud de TERRE.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} & Y_{17} & Y_{18} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} & Y_{27} & Y_{28} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} & Y_{37} & Y_{38} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} & Y_{47} & Y_{48} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} & Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} & Y_{57} & Y_{58} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} & Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} & Y_{67} & Y_{68} \\ Y_{71} & Y_{72} & Y_{73} & Y_{74} & Y_{75} & Y_{76} & Y_{77} & Y_{78} \\ Y_{81} & Y_{82} & Y_{83} & Y_{84} & Y_{85} & Y_{86} & Y_{87} & Y_{88} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_5 \\ U_6 \\ U_7 \\ U_8 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Il est alors possible de l'écrire sous la forme de huit équations.

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + Y_{13}U_3 + Y_{14}U_4 + Y_{15}U_5 + Y_{16}U_6 + Y_{17}U_7 + Y_{18}U_8 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + Y_{23}U_3 + Y_{24}U_4 + Y_{25}U_5 + Y_{26}U_6 + Y_{27}U_7 + Y_{28}U_8 \\ I_3 &= Y_{31}U_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3 + Y_{34}U_4 + Y_{35}U_5 + Y_{36}U_6 + Y_{37}U_7 + Y_{38}U_8 \\ I_4 &= Y_{41}U_1 + Y_{42}U_2 + Y_{43}U_3 + Y_{44}U_4 + Y_{45}U_5 + Y_{46}U_6 + Y_{47}U_7 + Y_{48}U_8 \\ I_5 &= Y_{51}U_1 + Y_{52}U_2 + Y_{53}U_3 + Y_{54}U_4 + Y_{55}U_5 + Y_{56}U_6 + Y_{57}U_7 + Y_{58}U_8 \\ I_6 &= Y_{61}U_1 + Y_{62}U_2 + Y_{63}U_3 + Y_{64}U_4 + Y_{65}U_5 + Y_{66}U_6 + Y_{67}U_7 + Y_{68}U_8 \\ I_7 &= Y_{71}U_1 + Y_{72}U_2 + Y_{73}U_3 + Y_{74}U_4 + Y_{75}U_5 + Y_{76}U_6 + Y_{77}U_7 + Y_{78}U_8 \\ I_8 &= Y_{81}U_1 + Y_{82}U_2 + Y_{83}U_3 + Y_{84}U_4 + Y_{85}U_5 + Y_{86}U_6 + Y_{87}U_7 + Y_{88}U_8 \end{aligned} \quad (2.30)$$

Pour identifier les éléments de la première colonne comme « Y_{11} », le nœud HTA_A du transformateur est excité par la tension « U_1 », les autres nœuds sont mis à la terre « $U_2 = U_3 = U_4 = U_5 = U_6 = U_7 = U_8 = 0$ ». Cela donne l'équation suivante « $I_1 = Y_{11}U_1$ ».

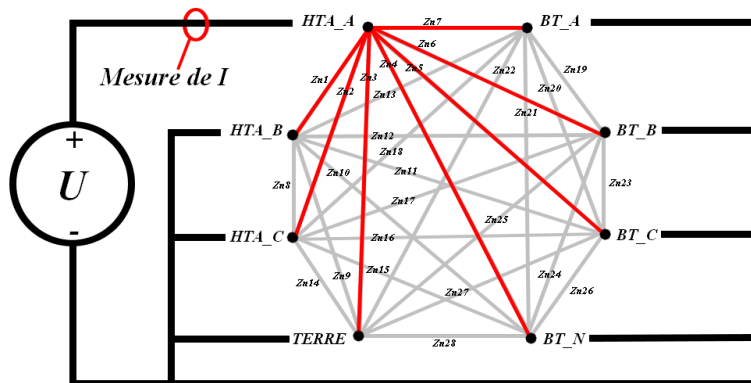


Figure 2.61 : Schéma pour déterminer Y_{11}

Sur la figure 2.61, lorsque le nœud HTA_A est excité et le courant mesuré sur ce même nœud, l'élément « Y_{11} » est égale aux impédances nœud à nœud reliant le nœud HTA_A aux autres nœuds de la représentation NIF. « Y_{11} » est alors égal à « Y_{d1} ». Il est possible de faire cette remarque pour l'ensemble des éléments de la diagonale de la matrice d'admittance. Ils correspondront à une impédance externe mesurée.

Ensuite, pour déterminer les éléments hors diagonale, la méthode consiste à exciter un nœud et de mesurer le courant sur les autres nœuds. Par exemple, pour déterminer l'élément « Y_{21} », comme précédemment, HTA_A est le nœud excité et les autres nœuds sont mis à la terre. En se positionnant sur le nœud HTA_B pour mesurer le courant, il en résulte que « $I_2 = Y_{21}U_1$ ».

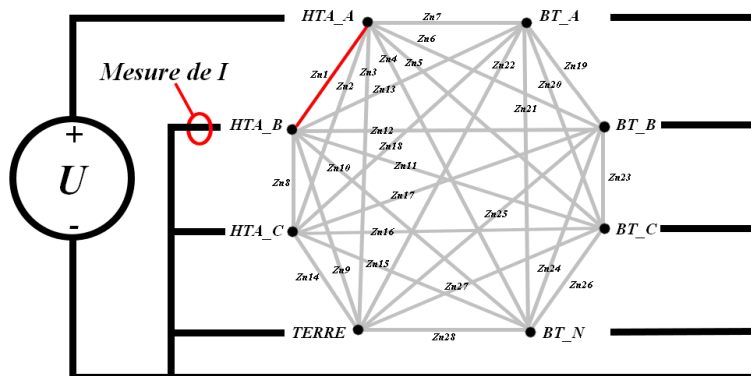


Figure 2.62 : Schéma pour déterminer Y_{21}

La figure 2.62 illustre la détermination de l'élément Y_{21} . Dans cette configuration et avec la normalisation du sens entrant du courant mis en place précédemment, il est possible de faire une première remarque sur les éléments hors diagonale. Ceux-ci seront égaux à l'opposé de l'impédance nœud à nœud faisant le lien entre le nœud excité et le nœud mesuré.

La seconde remarque est que la matrice d'admittance est symétrique. En effet, en excitant le nœud HTA_B et en mesurant le courant sur le nœud HTA_A comme sur la figure 2.63, l'élément Y_{21} est égal à l'élément Y_{12} .

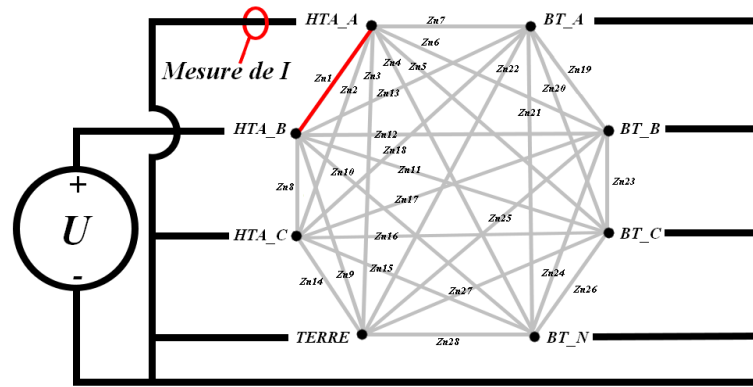


Figure 2.63 : Schéma pour déterminer Y_{12}

Grâce à la représentation NIF, il est possible d'obtenir la matrice d'admittance pour un transformateur de distribution. Cette méthode est transposable à tout système disposant de « n » entrées et de « n » sorties. La figure 2.64 illustre le module de chacun des 64 éléments de la matrice d'admittance obtenu pour le transformateur de puissance 100 kVA.

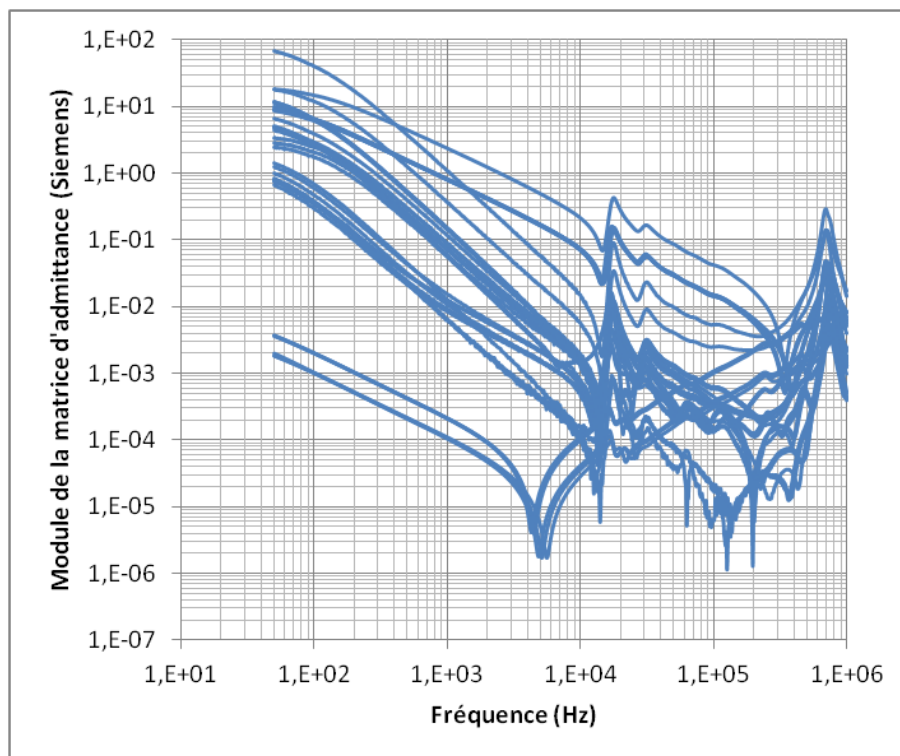


Figure 2.64 : Module des éléments de la matrice d'admittance (transfo H61 100 kVA)

La figure 2.65 illustre la phase de chacun des 64 éléments de la matrice d'admittance obtenu pour le transformateur de puissance 100 kVA.

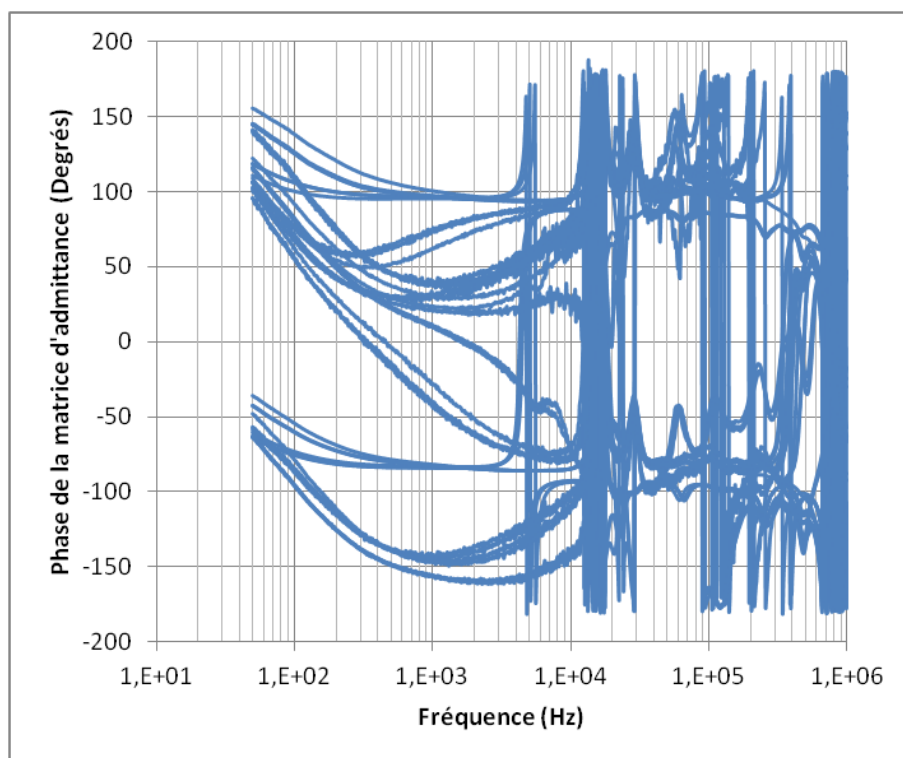


Figure 2.65 : Phase des éléments de la matrice d'admittance (transfo H61 100 kVA)

La forme et l'ordre de grandeur des éléments de la matrice d'admittance sont cohérents avec ceux présentés par les travaux de Gustaven [27].

Pour utiliser la matrice d'admittance pour les prochaines simulations, il est nécessaire de l'interpoler. Cette interpolation a été effectuée à partir d'un algorithme numérique robuste populaire dans la communauté de simulation électromagnétique. Il s'agit de l'algorithme de « Vector Fitting » [24, 25, 26, 27, 28, 29] développé par Bjorn Gustavsen et Adam Semlyen dans les années 1990. Cet algorithme permet d'approximer une matrice d'admittance symétrique avec un nombre de points de mesures donnés par élément dans le domaine fréquentiel, avec la fonction rationnelle $Y(s)$, définie par la relation suivante.

$$Y(s) = \sum_{m=1}^N \frac{R_m}{s - a_m} + D + S.E \quad (2.31)$$

où N est le nombre de pôles (égal à l'ordre de l'approximation), $S = j\omega$ correspond aux points fréquentiels, R_m sont les résidus complexes, a_m sont les pôles complexes, et enfin D et E sont des quantités réelles optionnelles de la fonction rationnelle $Y(s)$.

Le but est ainsi d'avoir en tout point une fonction la plus proche possible de la mesure. L'ordre d'approximation de la fonction rationnelle est tributaire de la complexité des mesures. Plus la mesure contiendra de résonance et de variations rapides, plus l'ordre d'approximation devra être important.

Cette méthode d'approximation possède plusieurs avantages. Elle est flexible, robuste, efficace et peut être appliquée à de nombreux systèmes que l'on veut caractériser dans le domaine fréquentiel, tel que le transformateur de puissance. De plus, le temps de calcul est relativement faible puisque le problème est réduit à une résolution de systèmes d'équations linéaires. Toutefois, ce qui constitue les principaux points faibles de la méthode, est qu'elle ne garantit pas la stabilité et la passivité des fonctions de

transfert approximées. Ces deux aspects s'avèrent critiques comme dans le cas du transformateur qui est un système passif. Cependant, Bjorn Gustavsen et Adam Semlyen indiquent qu'il est possible de s'en affranchir [24]. Pour forcer la stabilité et la passivité du modèle, il existe plusieurs méthodes mathématiques mais elles se font généralement au détriment de l'efficacité du modèle [25, 37, 38, 39].

Le tableau 2.7 regroupe les erreurs d'approximations de l'algorithme « Vector Fitting » sur la matrice d'admittance du transformateur de distribution 100 kVA dans la plage de fréquences de 50 Hz à 1 MHz.

Erreur d'interpolation « Vector Fitting »	Module	Phase
Erreur relative	0,7 %	3,7 %
Erreur max	0,29 Siemens	360 Degrés
Erreur moyenne	0,0019 Siemens	0,37 Degrés

Tableau 2.7 : Erreurs de l'interpolation sur la matrice d'admittance du transformateur 100 kVA H61

Il ressort que l'interpolation par « Vector Fitting » est satisfaisante. En effet, l'erreur relative du module des éléments de la matrice d'admittance est inférieure à 1%, et pour la phase à 4 %. Cette dernière est plus importante du fait d'une erreur max de 360 Degrés, mais qui ne concerne que 6 points sur les 28 800 points que compte au total la matrice d'admittance.

5.3 Validation de la méthodologie d'élaboration du modèle

Dans cette section, l'objectif est de s'assurer que la méthodologie mise en place pour l'élaboration du modèle « boîte noire » est correcte. Pour cela, il faut vérifier si, à partir de l'interpolation de la matrice d'admittance par l'algorithme « Vector Fitting », le modèle permet de retrouver avec précision les mesures des impédances externes qui ont été utilisées à son élaboration.

Pour effectuer une simulation à partir du modèle « boîte noire » obtenu par interpolation des 64 éléments de la matrice d'admittance, il faut définir les valeurs des tensions ou des courants de chacune des bornes du transformateur selon leur configuration de raccordement. Pour déterminer les valeurs des tensions et des courants de chacune des bornes, qui peuvent être connues ou inconnues selon la configuration de raccordement, un système d'équations composé de 16 équations est nécessaire pour les définir. Les 8 premières équations représentent le lien entre les courants et les tensions par le biais de la matrice d'admittance. Ces équations ne changent pas d'une simulation à une autre. Les 8 autres équations représentent la tension et le courant à chacune des bornes primaires et secondaires du transformateur triphasé, ainsi qu'à la borne de terre.

La validation se fera à partir d'une comparaison avec les configurations de mesures d'impédances externes « 1 » et « 4 » (cf tableau 2.4), illustrées respectivement par la figure 2.66 et 2.67.

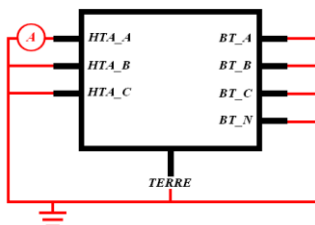


Figure 2.66 : Configuration « 1 »

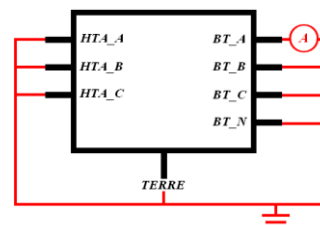


Figure 2.67 : Configuration « 4 »

La figure 2.68 illustre le résultat de la configuration de mesure d'impédance externe « 1 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillée la simulation.

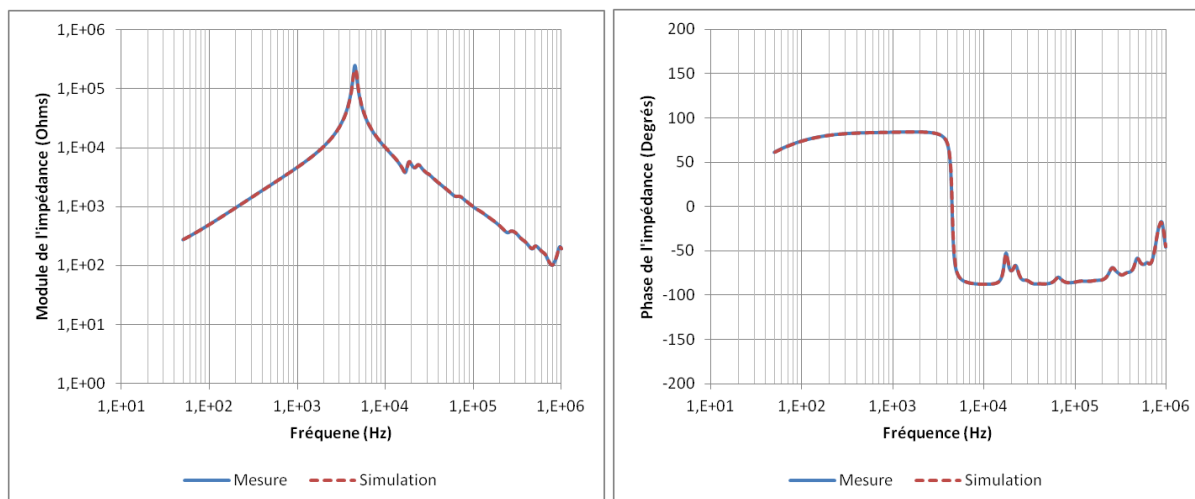


Figure 2.68 : Impédance externe « Mesure 1 »

Pour cette première comparaison, le résultat obtenu est très correct (cf tableau 2.8). En effet, l'erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure est de 0,07 % pour le module et de 0,03 % pour la phase.

	Module	Phase
Erreur relative	0,07 %	0,03 %
Erreur max	369 Ohms	0,84 Degré
Erreur moyenne	8,5 Ohms	0,04 Degré

Tableau 2.8 : Erreurs du modèle "boite noire" par rapport à la mesure d'impédance externe « 1 »

La figure 2.69 illustre le résultat de la configuration de mesure d'impédance externe « 4 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillée la simulation.

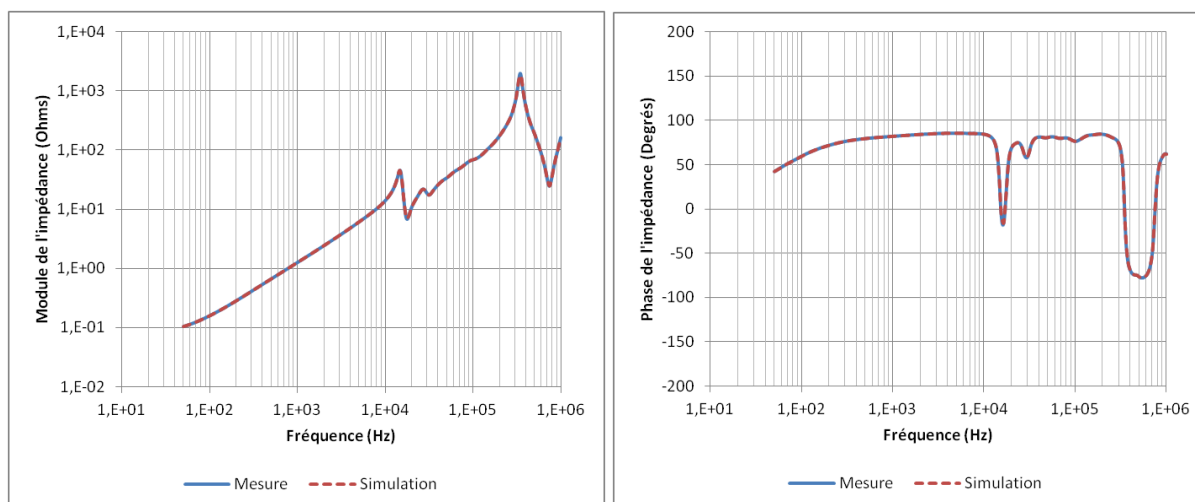


Figure 2.69 : Impédance externe « Mesure 4 »

Pour la deuxième comparaison, le résultat obtenu est toujours très bon (cf tableau 2.9). L'erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure est de 0,07 % pour le module et de 0,02 % pour la phase.

	Module	Phase
Erreur relative	0,07 %	0,02 %
Erreur max	2,84 Ohms	0,33 Degré
Erreur moyenne	0,07 Ohm	0,04 Degré

Tableau 2.9 : Erreurs du modèle "boite noire" par rapport à la mesure d'impédance externe « 4 »

L'ensemble des résultats de simulation sont très satisfaisants au vue de la très faible erreur entre le modèle et la mesure des impédances externes. A partir de ce constat, la méthodologie à l'élaboration d'un modèle « boîte noire » à partir de la représentation NIF peut être considérée comme valide. Toutefois, le modèle doit maintenant être validé face à des configurations autres que celles qui ont permis de le construire.

5.4 Validation du modèle « boîte noire »

Afin de valider le modèle, celui-ci est comparé à des mesures d'impédances autres que celles qui ont permis de le paramétrer. Pour cela, le modèle est simulé de façon à reproduire les deux configurations de validation utilisées pour le modèle à constantes localisées (cf figures 2.70 et 2.71).

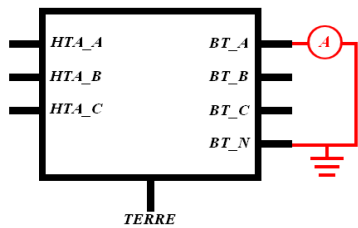


Figure 2.70 : Configuration « test 1 »

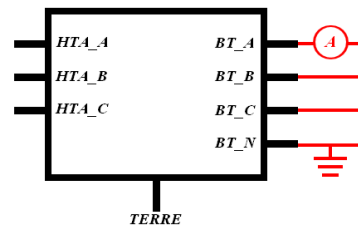


Figure 2.71 : Configuration « test 2 »

La figure 2.72 illustre le résultat de la configuration « test 1 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillé la simulation.

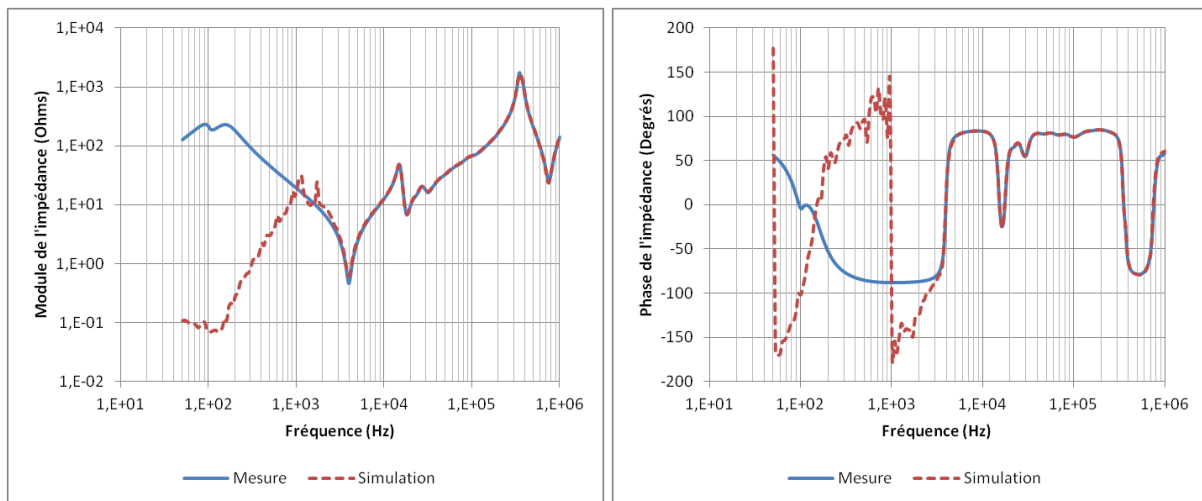


Figure 2.72 : Comparaison entre la mesure et la simulation de la configuration « test 1 »

Pour cette première comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 33 % pour le module et de 41 % pour la phase dans la bande de fréquence de 50 Hz à 1 MHz. Toutefois, visuellement, la majorité des erreurs se situe en dessous de la fréquence de 6 kHz. En effet, dans la bande de fréquences allant de 6 kHz à 1 MHz, l'erreur relative pour le module diminue à 1,6 % et pour la phase à 0,45 %. (cf tableau 2.10).

	50 Hz à 1 MHz		6 kHz à 1 MHz	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	33 %	41 %	1,6 %	0,45 %
Erreur max	233 Ohms	226 Degrés	53 Ohms	12,24 Degrés
Erreur moyenne	40 Ohms	49 Degrés	1,6 Ohms	0,86 Degré

Tableau 2.10 : Erreurs du modèle "boîte noire" par rapport à la configuration « test 1 »

La figure 2.73 illustre le résultat de la configuration « test 2 ». La courbe bleue représente la mesure et la courbe rouge en pointillé la simulation.

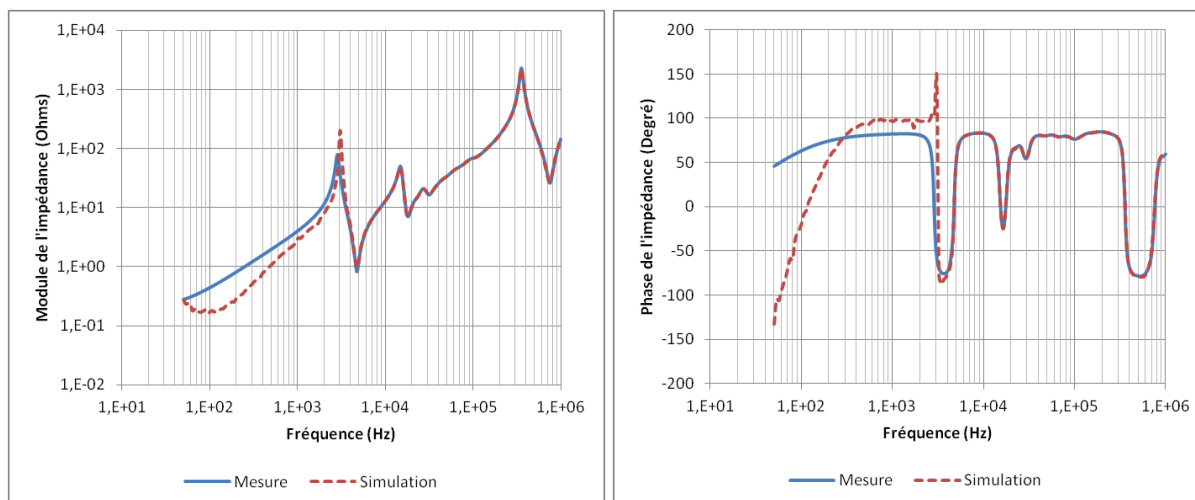


Figure 2.73 : Comparaison entre la mesure et la simulation de la configuration « test 2 »

Pour cette deuxième comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 24 % pour le module et de 8,5 % pour la phase. (cf tableau 2.11).

	50 Hz à 1 MHz		6 kHz à 1 MHz	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	24 %	8,5 %	1,6 %	0,4 %
Erreur max	164 Ohms	204 Degrés	31 Ohms	7 Degrés
Erreur moyenne	2,9 Ohms	19 Degrés	1,5 Ohms	0,66 Degré

Tableau 2.11 : Erreurs du modèle "boite noire" par rapport à la configuration « test 2 »

En conclusion, le modèle « boîte noire » mis en place offre de très bon résultats au delà de la fréquence de 6 kHz. En dessous de cette fréquence, se retrouve l'ensemble des erreurs du modèle. Le modèle « boîte noire » obtenu a donc du mal à représenter les phénomènes liés au circuit magnétique. Cette mauvaise représentation du comportement du transformateur en basse fréquence, ne provient pas de la détermination de la matrice d'admittance à partir de la représentation du transformateur en impédances fictives, mais trouve son origine dans l'approximation de la matrice d'admittance par l'algorithme « Vector Fitting ». En effet, comme précisé lors de la présentation de cet algorithme, celui-ci peut amener à l'obtention d'un modèle non passif entraînant des erreurs. Dans notre cas, le modèle « boîte noire » obtenu n'est pas passif en BF, et engendre par conséquent des problématiques liées à la représentation du comportement du transformateur dans cette gamme de fréquences.

Toutefois, le fait que cette imprécision se retrouve en dessous de la fréquence de 6 kHz, n'est pas très problématique pour la suite de l'étude. En effet, l'objectif principal est d'obtenir un modèle fonctionnant dans les bandes de fréquences utilisées par les CPL « Outdoor », soit au-dessus de la dizaine de kilohertz.

D'un point de vue de mise en oeuvre, le modèle « boîte noire » se réalise simplement sur la base de quelques mesures définies selon le nombre de nœud du système. Il n'est aucunement nécessaire de comprendre le fonctionnement interne du transformateur, et donc d'analyser l'ensemble des mesures pour les traiter et établir le modèle « boîte noire ». Ce traitement une fois implémenté se fait de façon automatique et peut donc être réutilisé rapidement sur d'autres transformateurs de puissance. L'utilisation du modèle « boîte noire » s'effectue à partir d'une manipulation d'un système

d'équations. Il faut donc bien définir les équations et les données connues et inconnues du système d'équations pour éviter toute erreur de simulation.

Au niveau du temps de calcul, celui-ci va dépendre, dans un premier temps, du paramétrage de l'algorithme Vector Fitting qui peut mettre plusieurs minutes à interpoler la matrice d'admittance. Puis dans un second temps, le temps de simulation du modèle sera de l'ordre de quelques secondes. Comme pour le modèle à constantes localisées cet ordre de grandeur variera selon le nombre de point souhaité par l'utilisateur dans la gamme de fréquence étudiée.

6 Synthèse des modèles à constantes localisées et « boîte noire »

A partir de l'état de l'art sur les modèles HF de transformateur, il a été décidé de mettre en place un modèle « boîte noire » et un modèle à constantes localisées sur un transformateur de distribution de puissance 100 kVA. Au final, après l'élaboration de ces deux modèles et de leur validation, il ressort les avantages et les inconvénients suivants.

Modèle à constantes localisées

- Avantages :
 - Approche intuitive basée sur le modèle BF.
 - Se base sur des phénomènes physiques.
 - Fonctionne dans les domaines fréquentiel et temporel.
 - Utilisation simple (logiciel circuit).
 - Offre une précision globale correcte.
- Inconvénients :
 - Bien appréhender les phénomènes internes.
 - Précision qui dépend des éléments composants le modèle.
 - Mesures à mettre en place complexes (capacités).
 - Identification manuelle des éléments du modèle.
 - Identification à réitérer pour chaque nouveau transformateur mesuré.

Modèle « boîte noire »

- Avantages :
 - Permet de s'affranchir des phénomènes internes.
 - Prend en compte l'ensemble des phénomènes mesurés.
 - Offre une bonne précision en HF.
 - Identification automatique de la matrice d'admittance (après implémentation).
 - Identification applicable rapidement à d'autres transformateurs mesurés.
- Inconvénients :
 - Se base sur des impédances fictives.
 - Fonctionne uniquement dans le domaine fréquentiel.
 - Le nombre de mesures dépend du nombre d'entrées/sorties du système.
 - Offre une mauvaise précision en BF (passivité du modèle).
 - Utilisation complexe (système d'équations).

En termes de précision des deux modèles, d'un point de vue globale sur l'ensemble de la plage de fréquences de 50 Hz à 1 MHz, le tableau 2.12 montre que le modèle à constantes localisées offre une erreur relative plus faible que le modèle « boîte noire ».

Configuration	Modèle	50 Hz à 1 MHz	
		Module	Phase
Test 1	Modèle à constantes localisées	28 %	8 %
	Modèle « boîte noire »	33 %	41 %
Test 2	Modèle à constantes localisées	22 %	6 %
	Modèle « boîte noire »	24 %	8,5 %

Tableau 2.12 : Comparaison des erreurs relatives des deux modèles de 50 Hz à 1 MHz par rapport à la mesure

Toutefois, comme il a été constaté lors de l'analyse des résultats du modèle « boîte noire », celui-ci offre de bons résultats au delà de la fréquence de 6 kHz. Le tableau 2.11 contient les erreurs relatives des deux modèles dans la bande de 50 Hz à 6 kHz et de 6 kHz à 1 MHz.

Configuration	Modèle	50 Hz à 6 kHz		6 kHz à 1MHz	
		Module	Phase	Module	Phase
Test 1	Modèle à constantes localisées	20 %	7,7 %	35 %	8 %
	Modèle « boîte noire »	67 %	85 %	1,6 %	0,45 %
Test 2	Modèle à constantes localisées	9,5 %	2,8 %	34 %	8,6 %
	Modèle « boîte noire »	48 %	17 %	1,6 %	0,4 %

Tableau 2.13 : Comparaison des erreurs relatives des deux modèles avant et après 6 kHz par rapport à la mesure

Cette comparaison montre que le modèle à constantes localisées est bien meilleur en dessous de 6 kHz, mais de par sa précision moindre en HF, offre de moins bon résultats au-delà des 6 kHz.

Finalement, le modèle à constantes localisées utilisé permet d'offrir un comportement proche sur l'ensemble de la bande de fréquences de 50 Hz à 1 MHz, alors que le modèle boîte noire élaboré ne permet d'offrir un comportement cohérent de 6 kHz à 1 MHz, mais avec de très bon résultats.

La section suivante sera consacrée à la simulation de la transmission du coté BT puis HTA à partir de ces deux modèles. Les résultats seront comparés à la mesure.

7 Etude de transmission HF à travers un transformateur

Pour terminer, la dernière partie du chapitre 2 est consacrée à l'étude de transmission de signaux HF à travers les deux modèles mis en place pour le transformateur de distribution 100 kVA. Cette étude de transmission s'intéressera au deux sens possibles de transmission à travers un transformateur, c'est-à-dire de la HTA vers la BT, puis de la BT vers la HTA. Les résultats des deux modèles seront comparés entre eux, mais également à la mesure. Pour cela, dans un premier temps, seront exposées les deux configurations de mesures mises en place pour définir les données de « référence » pour la validité du comportement des deux modèles. Puis, dans un second temps, sera décrit le paramétrage des deux modèles pour reproduire les deux configurations de transmission. Enfin les deux dernières sections de cette partie traiteront de façon séparée la première configuration de transmission HTA vers BT et puis la seconde BT vers HTA. De plus, dans chacune de ces sections, sera intégrée une étude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties, et une étude comparative de la transmission à travers les trois transformateurs de distribution sélectionnés (H61 100 kVA, H61 160 kVA et H59 160 kVA).

7.1 Mise en place des mesures de validation

Avant de réaliser les mesures de validation, il faut définir les configurations de transmission. La première transmission illustrée par la figure 2.74, représente la configuration de transmission de la HTA vers la BT, avec une injection sur la borne HTA_A. Toutes les autres bornes de phase du primaire comme du secondaire du transformateur sont raccordées par une impédance de 50 Ohms. La carcasse du transformateur et la borne de neutre sont mises à la terre.

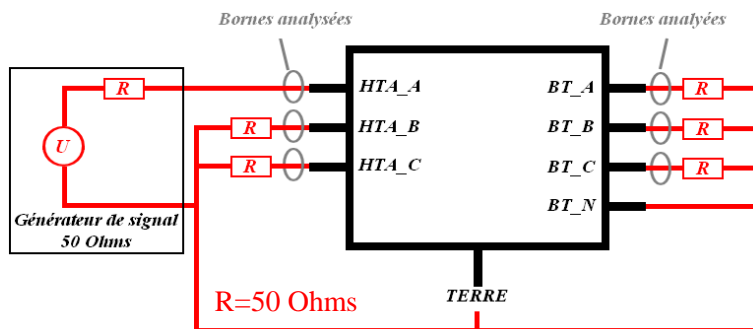


Figure 2.74 : Configuration de transmission HTA vers BT

La seconde transmission, illustrée par la figure 2.75, représente la configuration de transmission de la BT vers la HTA. L'injection se fait sur la borne BT_A de la BT et le reste du transformateur est raccordé comme précédemment.

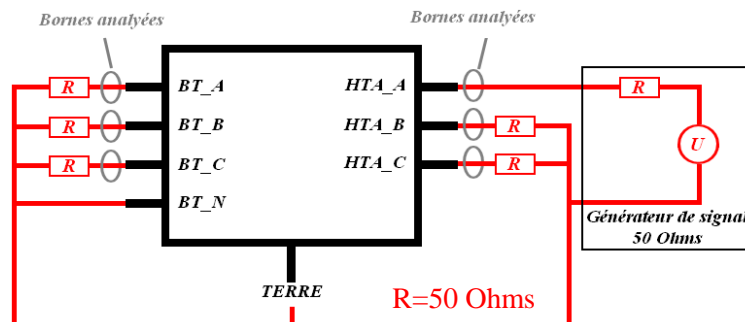


Figure 2.75 : Configuration de transmission BT vers HTA

Ces deux configurations de transmission se justifient par le fait qu'aujourd'hui, les technologies CPL AMM employées sur le réseau BT (compteur AMM) injectent le signal CPL entre une phase et le neutre. Au niveau de la HTA, pour le moment en France, il n'y a pas de transmission CPL. L'hypothèse est donc faite que l'injection en HTA se réalise entre une phase et la terre afin de rester dans un type d'injection similaire à la BT (phase-neutre) où le neutre est relié à la terre.

La mise en place expérimentale de ces deux configurations a été réalisée à partir d'un analyseur de spectre possédant un générateur de signal 50 Ohms et d'un récepteur 50 Ohms (cf figure 2.76). Il s'agit de l'Agilent CXA N9000A fonctionnant dans la bande de fréquence 9 kHz à 3 GHz. Les deux modèles élaborés étant obtenus pour la plage 50 Hz à 1 MHz, uniquement la partie 10 kHz à 1 MHz pourra être validée.



Figure 2.76 : Illustration du raccordement de l'analyseur de spectre au transformateur de distribution

7.2 Configurations des modèles pour les simulations de transmission

Pour reproduire les configurations de transmission précédentes, il faut paramétrer les deux modèles en adéquation avec celles-ci (cf figures 2.74 et 2.75). Pour le modèle à constantes localisées, ces configurations s'implémentent sur un logiciel circuit de par une modélisation de l'ensemble de façon identique à leur schéma électrique. Toutefois, le niveau du signal du générateur est à calculer. En effet, les générateurs 50 Ohms réalisent une compensation de l'amplitude du signal U_e afin d'offrir au récepteur 50 Ohms un niveau de signal U_r défini par l'utilisateur. D'un point de vue électronique, comme l'illustre la figure 2.77, en appliquant la loi d'Ohm, lorsque les résistances du générateur $R1$ et du récepteur $R2$ sont équivalentes, le récepteur ne récupère que la tension issue du générateur divisée par 2.

$$U_r = U_e \times \frac{1}{2} \text{ (avec } R1 = R2) \quad (2.32)$$

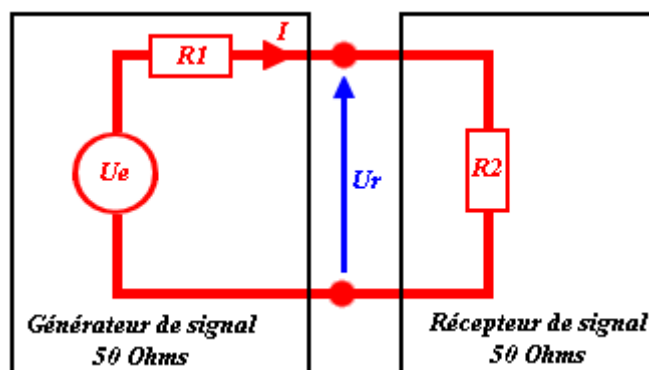


Figure 2.77 : Schéma électrique du raccordement générateur et récepteur

Les mesures ont été réalisées en configurant le générateur de signal de l'analyseur de spectre, pour obtenir 1 V au niveau du récepteur 50 Ohms, soit 0 dBV. Pour les simulations avec le modèle à constantes localisées, le générateur de signal 50 Ohms a donc été modélisé avec un générateur produisant une tension de 2 V et une impédance de 50 Ohms en série.

Pour le modèle « boîte noire », le paramétrage est plus complexe du fait de l'utilisation d'un système d'équation pour produire les simulations. Connaissant la tension du générateur à partir du calcul précédent, mais ne connaissant pas le courant résultant I du fait que l'impédance du transformateur R_2 est inconnue, la tension U_r appliquée à la borne de la phase A du transformateur est elle aussi inconnue. La modélisation du générateur de signal 50 ohms en une équation pour le modèle « boîte noire » s'écrit par l'équation 2.33.

$$1 = U_e \times \frac{1}{I \times R_1 + U_r} \quad (2.33)$$

Pour les bornes chargées par une impédance de 50 Ohms, l'équation correspond tout simplement à $U = R \times I$, et pour les bornes reliées à la terre à l'équation, $U = 0$.

7.3 Transmission de la HTA vers la BT

Dans cette partie sera présentée la comparaison de transmission entre le modèle à constantes localisées et le modèle « boîte noire » par rapport aux résultats de l'expérimentation avec l'analyseur de spectre, pour chacune des phases HTA et BT. Puis, une étude paramétrique sur l'influence de la charge dans ce sens de transmission pour les deux modèles sera analysée. Enfin, dans un dernier temps, une comparaison de transmission pour les trois transformateurs de distribution sélectionnés en début de chapitre sera exposée. Les deux derniers points se limiteront à l'analyse du gain entre la borne « émettrice » HTA_A, et la borne « réceptrice » BT_A.

7.3.1 Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure

La présentation des résultats se fait phase par phase, débutant par la phase A où le niveau de tension du signal de la borne HTA_A et BT_A est exprimé en dBV, puis par la phase B et enfin se termine avec la phase C.

Une première analyse de chacune des bornes, qui consiste à étudier la précision des deux modèles par rapport à la mesure allant de 10 kHz à 1 MHz, est présentée par l'intermédiaire de figures.

Une seconde analyse, qui se contente d'étudier le gain généré par le transformateur entre le niveau du signal injecté sur la borne HTA_A et la borne analysée, est exposée par l'intermédiaire de tableaux. Une distinction est faite entre les bandes de fréquences de 3 kHz à 150 kHz et de 150 kHz à 500 kHz, respectivement destinées aux CPL fonctionnant dans les bandes de fréquences CENELEC et à la bande ajoutée par le standard IEEE 1901.2.

La simulation de transmission HTA vers BT est réalisée de 50 Hz à 1 MHz. Pour la majorité des niveaux de tension obtenus pour chacune des bornes du transformateur, le modèle « boîte noire » montre une divergence de fonctionnement avec le modèle à constantes localisées pour une fréquence inférieure à 6 kHz.

L'analyse débute par les figures 2.78 et 2.79 qui correspondent pour la première au niveau d'injection sur la borne HTA_A et la seconde le niveau de réception au niveau de la borne BT_A.

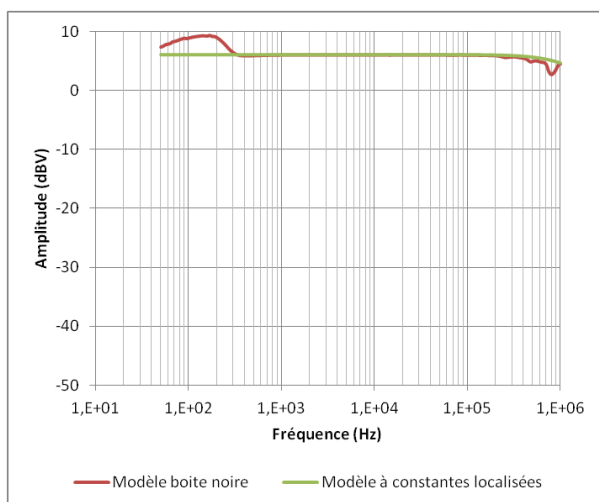


Figure 2.78 : Niveau de tension sur la borne HTA_A

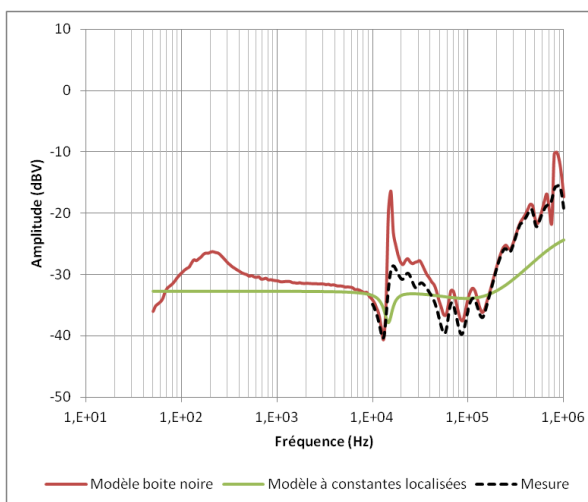


Figure 2.79 : Niveau de tension sur la borne BT_A

La tension au niveau de la phase HTA_A (cf figure 2.78) est proche de la tension générée par le générateur de signal 50 Ohms (2 V soit 6 dBV). En effet, l'impédance vue par celui-ci est une impédance d'une valeur bien plus importante que celle du générateur, ce qui permet un transfert de puissance avec rendement électrique proche de 1.

Au niveau de la réception sur la phase BT_A (cf figure 2.79), le modèle « boîte noire » offre une meilleure précision que le modèle à constantes localisées. Toutefois visuellement, les résultats de ce dernier sont très corrects.

Le tableau 2.14 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection HTA_A et le niveau de tension de la borne BT_A.

Gain de la HTA_A vers la BT_A	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 MHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-39 dB	-40 dB	-44 dB	-33 dB	-39 dB	-40 dB
Modèle « boîte noire »	-22 dB	-38 dB	-47 dB	-24 dB	-31 dB	-40 dB
Différence entre les deux modèles	17 dB	2 dB	3 dB	9 dB	8 dB	0 dB

Tableau 2.14 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne HTA_A et BT_A

Le modèle « boîte noire » intégrant l'ensemble des phénomènes hautes fréquences présente une variation de l'atténuation plus importante que le modèle à constantes localisées. En moyenne, dans les bandes de fréquences CENELEC, ce modèle offre une atténuation de 38 dB comparé au 40 dB du

modèle à constantes localisées. Dans la bande de 150 kHz à 500 kHz l'atténuation est respectivement de 31 dB et de 39 dB.

Ensuite, les figures 2.80 et 2.81 correspondent respectivement au niveau de réception de la borne HTA_B et de la borne BT_B.

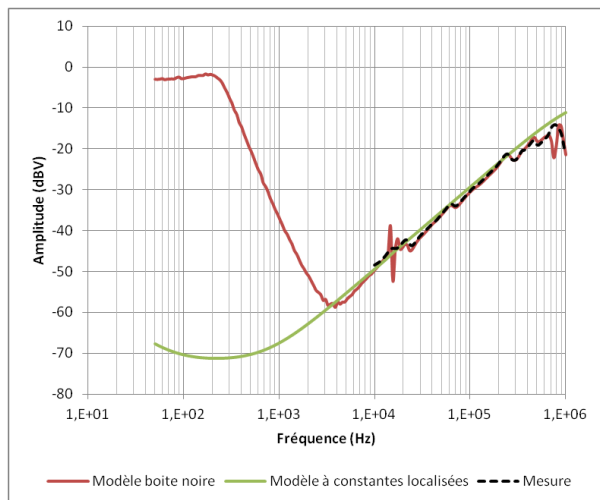


Figure 2.80 : Niveau de tension sur la borne HTA_B

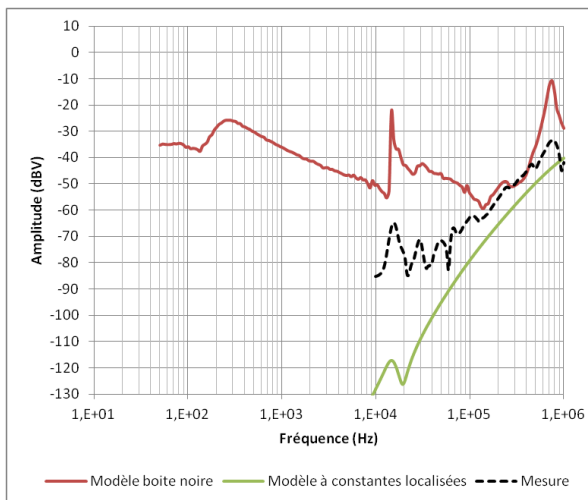


Figure 2.81 : Niveau de tension sur la borne BT_B

Au niveau de la réception sur la borne HTA_B (cf figure 2.80), le modèle « boîte noire » et le modèle à constantes localisées offrent des résultats très proches de la mesure de 10 kHz à 1 MHz.

Le tableau 2.15 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection HTA_A et le niveau de tension de la borne HTA_B

Gain de la HTA_A vers la HTA_B	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-32 dB	-49 dB	-66 dB	-21 dB	-27 dB	-32 dB
Modèle « boîte noire »	-33 dB	-50 dB	-65 dB	-22 dB	-27 dB	-32 dB
Différence entre les deux modèles	1 dB	1 dB	1 dB	1 dB	0 dB	0 dB

Tableau 2.15 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne HTA_A et HTA_B

Au niveau de la réception sur la phase BT_B (cf figure 2.81), le résultat du modèle à constantes localisées n'est affiché qu'à partir de la fréquence de 10 kHz pour une raison de lisibilité. En effet, en dessous de cette fréquence, le résultat de simulation de ce modèle offre un niveau de tension qui décroît pour arriver à -250 dBV à 50 Hz. Cette différence importante de comportement entre les deux modèles peut s'expliquer par le fait d'une prise en compte incomplète des capacités parasites par le modèle à constantes localisées. De plus, la mesure ne permet pas de départager le résultat obtenu de ces deux modèles dans la plage de 10 kHz à 100 kHz.

Le tableau 2.16 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection HTA_A et le niveau de tension de la borne BT_B.

Gain de la HTA_A vers la BT_B	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 MHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-77 dB	-121 dB	-167 dB	-55 dB	-66 dB	-77 dB
Modèle « boîte noire »	-28 dB	-53 dB	-65 dB	-41 dB	-54 dB	-63 dB
Différence entre les deux modèles	49 dB	68 dB	102 dB	14 dB	12 dB	14 dB

Tableau 2.16 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne HTA_A et BT_B

Enfin, les figures 2.82 et 2.83 correspondent respectivement au niveau de réception de la borne HTA_C et de la borne BT_C.

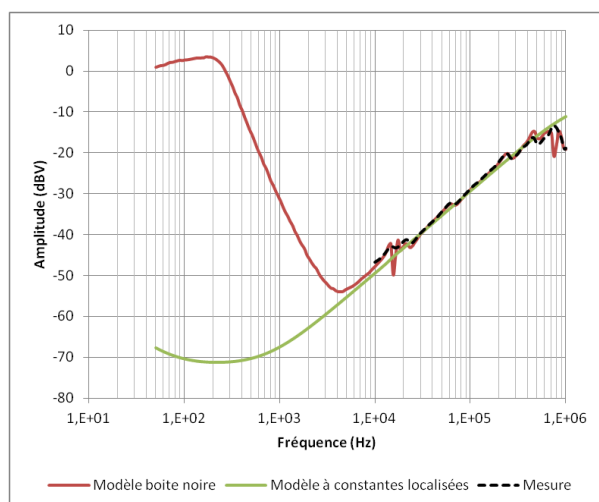


Figure 2.82 : Niveau de tension sur la borne HTA_C

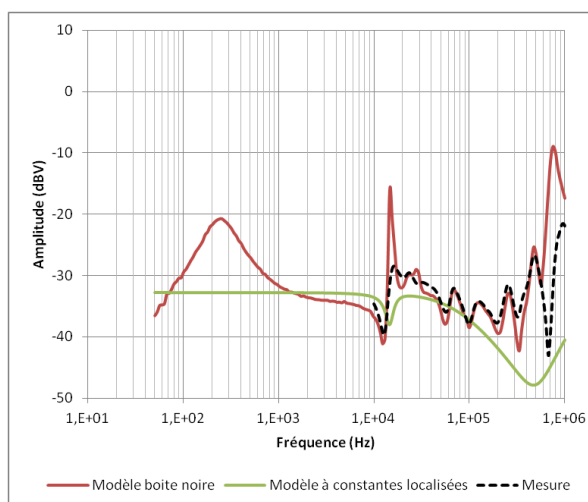


Figure 2.83 : Niveau de tension sur la borne BT_C

Au niveau de la réception sur la borne HTA_C (cf figure 2.82), le modèle « boîte noire » et le modèle à constantes localisées offrent des résultats très proches de la mesure dans la plage de 10 kHz à 1 MHz. Ce comportement est très similaire à celui obtenu sur la phase HTA_B.

Le tableau 2.17 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection HTA_A et le niveau de tension de la borne HTA_C.

Gain de la HTA_A vers la HTA_C	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-32 dB	-49 dB	-66 dB	-21 dB	-27 dB	-32 dB
Modèle « boîte noire »	-31 dB	-48 dB	-60 dB	-20 dB	-26 dB	-31 dB
Différence entre les deux modèles	1 dB	1 dB	6 dB	1 dB	1 dB	1 dB

Tableau 2.17 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne HTA_A et HTA_C

Au niveau de la réception sur la borne BT_C (cf figure 2.83), le modèle « boîte noire » offre un meilleur résultat que le modèle à constantes localisées. Toutefois visuellement, les résultats de ce dernier sont très corrects. Ils sont également très similaires à ceux obtenus sur la borne BT_A et sur la borne BT_B pour le modèle « boîte noire ».

Le tableau 2.18 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection HTA_A et le niveau de tension de la borne BT_C.

Gain de la HTA_A vers la BT_C	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-39 dB	-41 dB	-46 dB	-46 dB	-50 dB	-54 dB
Modèle « boîte noire »	-22 dB	-40 dB	-47 dB	-30 dB	-41 dB	-48 dB
Différence entre les deux modèles	17 dB	1 dB	1 dB	16 dB	9 dB	6 dB

Tableau 2.18 : Comparaison du gain des deux modèles entre la borne HTA_A et BT_C

En conclusion, le modèle « boîte noire » est le modèle le plus proche de la mesure, ce qui n'est pas une surprise. Toutefois, le modèle à constantes localisées offre une atténuation moyenne très proche du modèle « boîte noire ». En effet, 5 bornes sur 6 sont en cohérence avec la mesure. De plus, la différence entre les deux modèles sur le gain moyen dans les bandes de fréquences CENELEC (3 kHz

– 150 kHz) est de 1,25 dB (en faisant abstraction de la phase BT_B), et en moyenne de 6 dB pour la bande de 150 kHz à 500 kHz.

7.3.2 Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties

Les deux modèles ont été comparés par rapport à une mesure de transmission avec les bornes chargées par des impédances de 50 Ohms. Dans le cas du fonctionnement réaliste des transformateurs, l'impédance en amont et en val de ceux-ci n'est pas forcément de 50 Ohms. En effet, celles-ci dépendent de la charge du réseau et varient au cours du temps, de la fréquence et de l'espace.

Il est donc nécessaire de mettre en place une étude paramétrique afin de visualiser l'influence d'une impédance d'entrée et de sortie autre que 50 Ohms sur le comportement des modèles.

Pour cela, les modèles ont été simulés dans trois configurations (cf figure 2.74) pour obtenir le gain entre la borne « émettrice » HTA_A et la borne « réceptrice » BT_A. L'impédance du générateur de signal est laissée à 50 Ohms, mais les impédances chargeant les phases du primaire et du secondaire sont configurées à 10, puis 50 et enfin 100 Ohms simultanément. Les résultats sont exposés sur la figure 2.84 pour le modèle « boîte noire » et la figure 2.85 pour le modèle à constantes localisées.

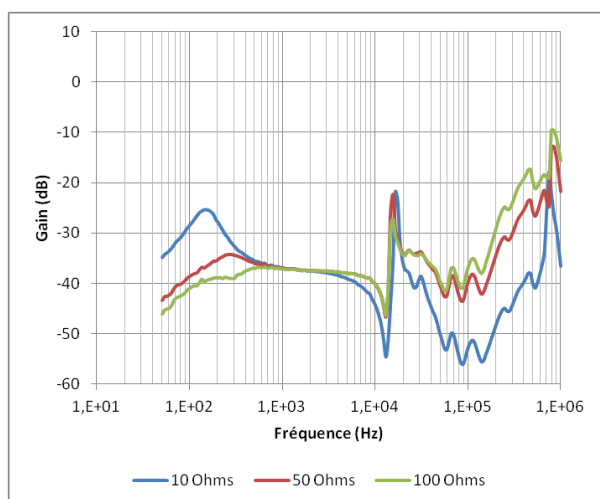


Figure 2.84 : Gains du modèle « boîte noire » en fonction de la variation des impédances

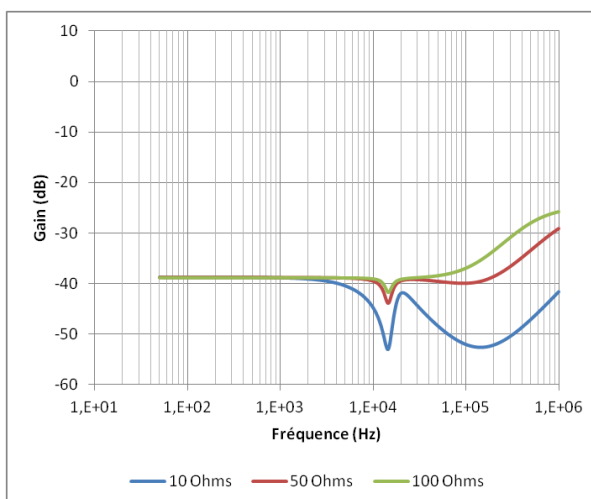


Figure 2.85 : Gains du modèle à constantes localisées en fonction de la variation des impédances

Tout d'abord, le modèle « boîte noire » et le modèle à constantes localisées réagissent de façon similaire aux variations des impédances d'entrées et de sorties. Cette variation d'impédance a un impact prononcé à partir de la dizaine de kilohertz. Lorsque ces impédances sont plus faibles que 50 Ohms, elles ont pour effet d'accroître l'amplitude de la résonance du transformateur situé à la fréquence de 15 kHz et d'apporter une atténuation supplémentaire non négligeable d'une dizaine de dB au maximum. Dans le cas où ces impédances d'entrées et de sorties ont une valeur supérieure à 50 Ohms, les effets observés sont inversés. La résonance est plus faible et l'atténuation également, d'environ 5 dB de moins dans la bande de 100 kHz à 1 MHz.

7.3.3 Comparaison des trois transformateurs de distribution

Suite à la sélection de trois transformateurs de distribution, 100 kVA H61, 160 kVA H61 et 160 kVA H59, en début de chapitre, le modèle « boîte noire » a été appliqué sur ceux-ci afin d'étudier l'impact de leur conception sur la transmission de signaux, dans la bande de fréquences allant de 1 kHz à 1 MHz. Les simulations ont été effectuées avec des impédances d'entrée et de sortie de 50 Ohms avec

l'injection des signaux sur la phase HTA_A. La figure 2.86 regroupe le gain obtenu par le modèle « boîte noire » des trois transformateurs entre la borne « émettrice » HTA_A et la borne « réceptrice » BT_A. Sur cette figure est indiquée les fréquences CENELEC et celles ajoutées par le standard IEEE 1901.2.

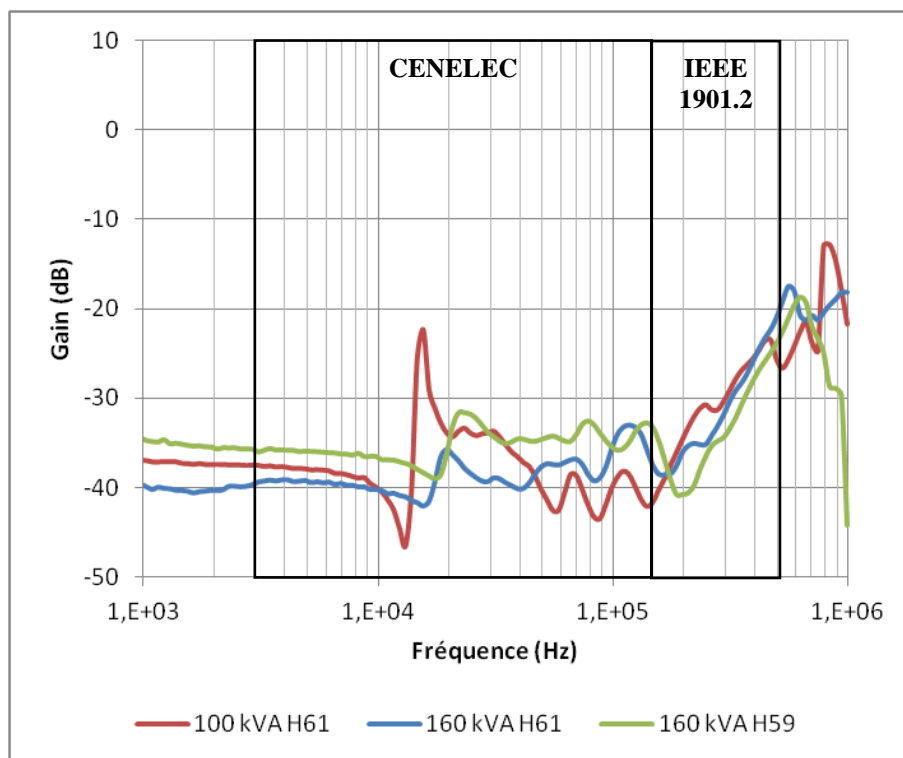


Figure 2.86 : Gains du modèle « boîte noire » pour les trois transformateurs entre la HTA_A et BT_A

Globalement, les trois transformateurs offrent un comportement très proche. Hormis la résonance du 100 kVA H61 qui se retrouve décalée de quelques fréquences et d'une amplitude plus faible sur les 160 kVA, le gain fourni par les trois transformateurs dans les deux bandes de fréquences CENELEC et IEEE 1901.2 est présenté en détail dans le tableau 2.19.

Gain de la HTA_A => BT_A	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Transformateur 100 kVA H61	-22 dB	-38 dB	-47 dB	-24 dB	-31 dB	-40 dB
Transformateur 160 kVA H61	-33 dB	-39 dB	-42 dB	-21 dB	-32 dB	-37 dB
Transformateur 160 kVA H59	-32 dB	-35 dB	-39 dB	-24 dB	-34 dB	-41 dB

Tableau 2.19 : Comparaison des gains des trois transformateurs entre la borne HTA_A et BT_A

Le tableau montre que les différences de puissance (100 et 160 kVA) et de conception (H59 et H61) entre les trois transformateurs ne génèrent qu'une variation de quelques dB du gain moyen dans les bandes de fréquences CENELEC et la bande ajoutée par le standard IEEE 1901.2. Il peut être remarqué que le transformateur H59 offre un gain moyen le moins important dans les bandes CENELEC, mais que dans la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2, c'est lui qui génère l'atténuation la plus importante. Cette atténuation est importante dans ce sens de transmission, mais pas contraignante. En effet, actuellement, le réseau HTA ne dispose pas de standard limitant le niveau de tension des signaux dans ces bandes de fréquences. Il est alors possible de prendre en compte cette atténuation dans la puissance des signaux injectés en HTA pour récupérer un signal en BT respectant le niveau maximum défini par les deux standards. A partir de ce constat, la transmission de la BT vers la HTA

sera plus contraignante du fait de ce niveau à respecter par les signaux CPL, si le transformateur entraîne une atténuation du même ordre.

7.4 Transmission de la BT vers la HTA

La démarche, les remarques et la méthodologie d'analyse sont identiques à la partie 7.3 mais dans le sens de transmission allant de la BT vers la HTA. L'injection se fait donc sur la phase BT_A.

7.4.1 Comparaison des deux modèles entre eux et à la mesure

Les figures 2.87 et 2.88 correspondent pour la première au niveau d'injection sur la borne BT_A, et la seconde au niveau de réception sur la borne HTA_A.

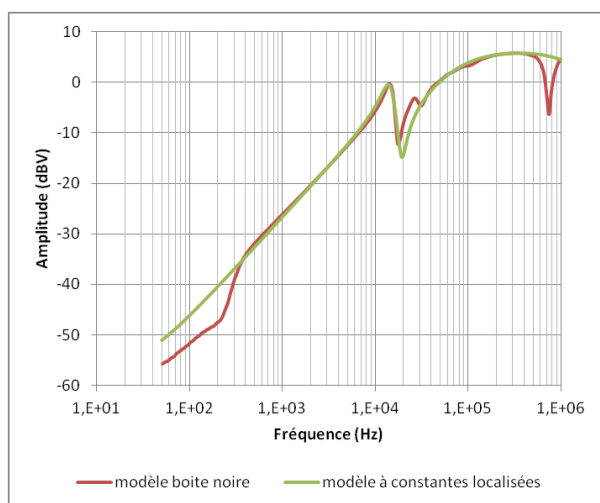


Figure 2.87 : Niveau de tension sur la borne BT_A

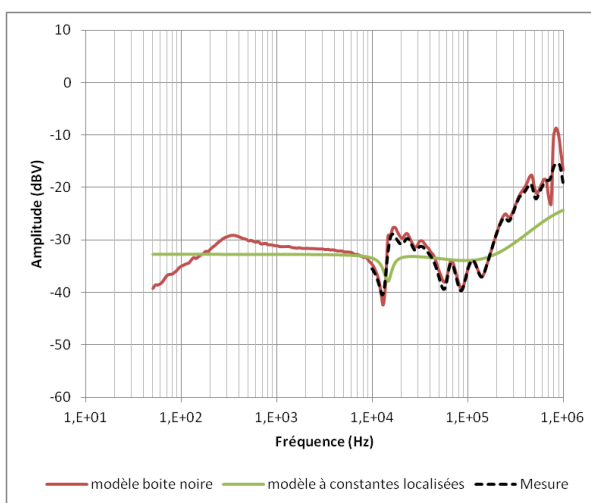


Figure 2.88 : Niveau de tension sur la borne HTA_A

La tension au niveau de la borne BT_A (cf figure 2.87) évolue en fonction de la fréquence du fait que l'impédance vue par le générateur 50 Ohms est très faible en basse fréquence pour être plus importante en haute fréquence, ce qui implique un transfert de puissance avec un rendement électrique très faible en BF et proche de 1 en HF.

Au niveau de la réception sur la borne HTA_A (cf figure 2.88), le modèle « boîte noire » offre un meilleur résultat que le modèle à constantes localisées. Toutefois visuellement, les résultats de ce dernier sont très corrects.

Le tableau 2.20 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection BT_A et le niveau de tension de la borne HTA_A.

Gain de la BT_A vers la HTA_A	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-16 dB	-29 dB	-39 dB	-34 dB	-37 dB	-39 dB
Modèle « boîte noire »	-15 dB	-29 dB	-42 dB	-23 dB	-30 dB	-40 dB
Différence entre les deux modèles	1 dB	0 dB	53dB	11 dB	7 dB	1 dB

Tableau 2.20 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne BT_A et HTA_A

Le modèle « boîte noire » intégrant l'ensemble des phénomènes hautes fréquences présente une variation de l'atténuation plus importante que le modèle à constantes localisées. En moyenne, dans les bandes de fréquences CENELEC, ce modèle offre une atténuation moyenne similaire au modèle à

constantes localisées de 29 dB. Dans la bande de 150 kHz à 500 kHz, l'atténuation moyenne est respectivement de 30 dB et de 37 dB.

Les figures 2.89 et 2.90 correspondent respectivement au niveau de réception de la phase BT_B et de la phase HTA_B.

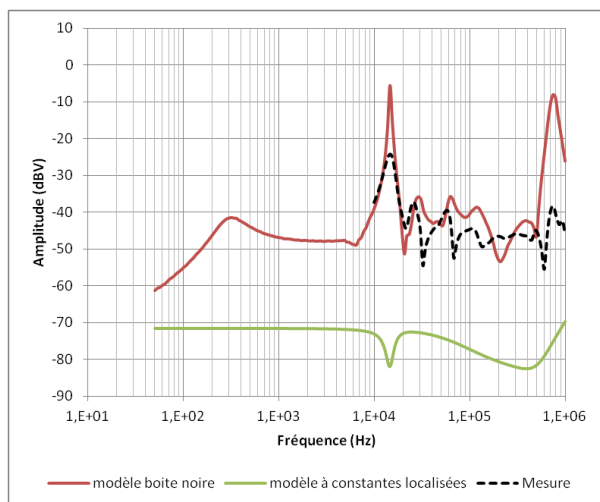


Figure 2.89 : Niveau de tension sur la borne BT_B

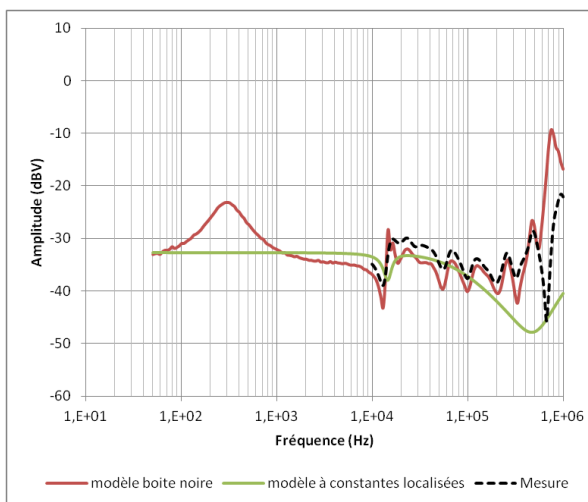


Figure 2.90 : Niveau de tension sur la borne HTA_B

Au niveau de la réception sur la borne BT_B (cf figure 2.89), le résultat du modèle à constantes localisées présente un offset de 30 dB sur le modèle « boîte noire » et la mesure. Cette différence peut-être liée, comme l'analyse précédente faite dans la partie 7.3.1, à une prise en compte incomplète des capacités parasites par le modèle à constantes localisées.

Le tableau 2.21 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection BT_A et le niveau de tension de la borne BT_B.

Gain de la BT_A vers la BT_B	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-55 dB	-70 dB	-84 dB	-84 dB	-87 dB	-88 dB
Modèle « boîte noire »	-5 dB	-36 dB	-48 dB	-48 dB	-52 dB	-59 dB
Différence entre les deux modèles	50 dB	34 dB	36 dB	36 dB	35 dB	29 dB

Tableau 2.21 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne BT_A et BT_B

Au niveau de la réception sur la phase HTA_B (cf figure 2.90), le modèle « boîte noire » et le modèle à constantes localisées offrent des résultats très proches de la mesure de 10 kHz à 1 MHz, avec une meilleure précision pour le modèle « boîte noire ».

Le tableau 2.22 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection BT_A et le niveau de tension de la borne HTA_B.

Gain de la BT_A vers la HTA_B	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-16 dB	-30 dB	-45 dB	-45 dB	-50 dB	-54 dB
Modèle « boîte noire »	-18 dB	-31 dB	-43 dB	-32 dB	-42 dB	-48 dB
Différence entre les deux modèles	2 dB	1 dB	2 dB	13 dB	12 dB	8 dB

Tableau 2.22 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne BT_A et HTA_B

Les figures 2.91 et 2.92 correspondent respectivement au niveau de réception de la phase BT_C et de la phase HTA_C.

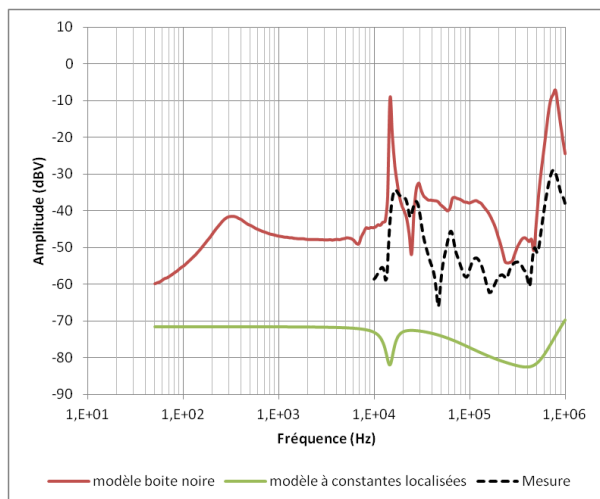


Figure 2.91 : Niveau de tension sur la borne BT_C

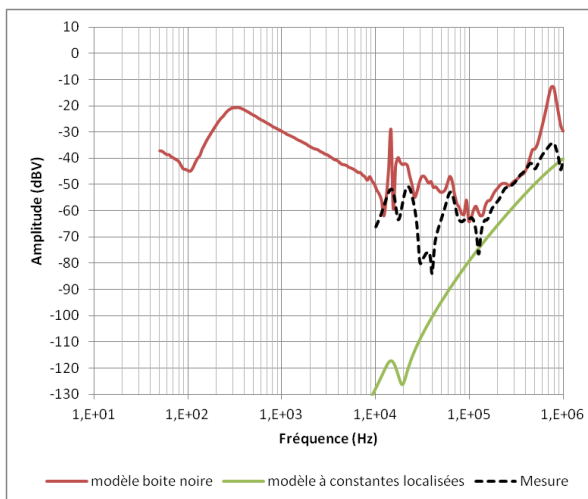


Figure 2.92 : Niveau de tension sur la borne HTA_C

Au niveau de la réception sur la borne BT_C (cf figure 2.91), le modèle « boîte noire » offre un meilleur résultat que le modèle à constantes localisées qui se comporte de façon identique au résultat observé sur la phase BT_B, sûrement pour les mêmes raisons.

Le tableau 2.23 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection BT_A et le niveau de tension de la borne BT_C.

Gain de la BT_A vers la BT_C	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-55 dB	-70 dB	-84 dB	-84 dB	-87 dB	-88 dB
Modèle « boîte noire »	-9 dB	-36 dB	-48 dB	-45 dB	-54 dB	-60 dB
Différence entre les deux modèles	46 dB	34 dB	36 dB	39 dB	33 dB	28 dB

Tableau 2.23 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne BT_A et BT_C

Au niveau de la réception sur la phase HTA_C (cf figure 2.92), le modèle à constantes localisées se comporte de façon identique à la phase BT_B, analyse réalisée dans la partie 7.3.1, avec une erreur importante vis-à-vis de la mesure dans la gamme de fréquences de 10 kHz à 100 kHz. Le modèle « boîte noire » offre un résultat cohérent avec la mesure.

Le tableau 2.24 indique les gains des deux modèles entre la phase d'injection BT_A et le niveau de tension de la borne HTA_C.

Gain de la BT_A vers la HTA_C	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Modèle à constantes localisées	-76 dB	-110 dB	-144 dB	-56 dB	-66 dB	-76 dB
Modèle « boîte noire »	-22 dB	-45 dB	-67 dB	-42 dB	-54 dB	-62 dB
Différence entre les deux modèles	54 dB	65 dB	77 dB	14 dB	12 dB	14 dB

Tableau 2.24 : Comparaison des gains des deux modèles entre la borne BT_A et HTA_C

En conclusion, comme pour l'étude de transmission dans la section 7.3.1, le modèle « boîte noire » est le modèle le plus proche de la mesure. Le modèle à constantes localisées semble avoir plus de difficultés, du fait d'offrir une concordance avec la mesure seulement pour 3 bornes sur les 6. La prise en compte de façon incomplète des capacités parasites en est le facteur principal. Toutefois, dans l'étude de transmission de la BT vers la HTA à travers uniquement la phase « émettrice », ce modèle est suffisant. Dans le cas d'une étude plus poussée sur l'ensemble des phases, le modèle à constantes localisées devra être complété.

7.4.2 Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées et de sorties

Dans les mêmes conditions que l'étude 7.3.2, les modèles ont été simulés dans trois configurations (cf figure 2.75) pour obtenir son gain entre la borne « émettrice » BT_A et la borne « réceptrice » HTA_A. L'impédance du générateur de signal est laissée à 50 Ohms, mais les impédances chargeant les phases du primaire et du secondaire sont configurées à 10, puis 50 et enfin 100 Ohms simultanément. Les résultats sont exposés sur la figure 2.93 pour le modèle « boîte noire » et la figure 2.94 pour le modèle à constantes localisées.

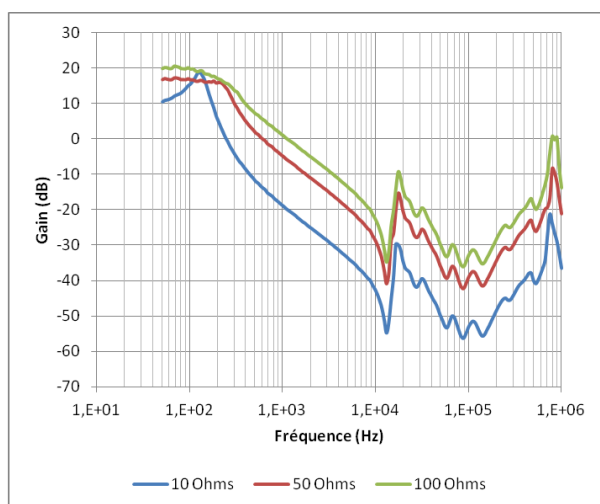


Figure 2.93 : Gains du modèle « boîte noire » en fonction de la variation des impédances

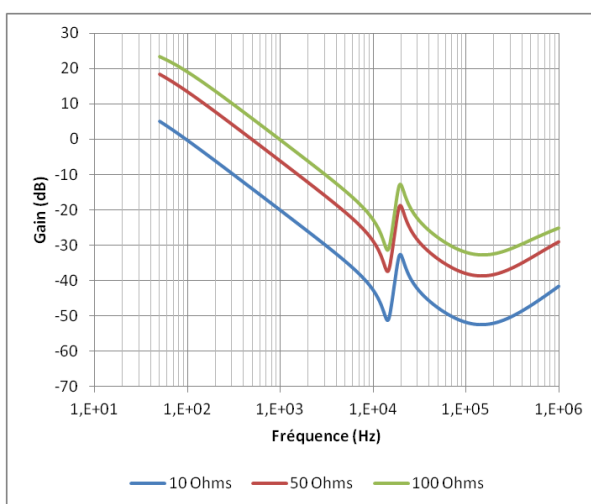


Figure 2.94 : Gains du modèle à constantes localisées en fonction de la variation des impédances

Dans un premier temps, le modèle « boîte noire » et le modèle à constantes localisées réagissent de façon similaire aux variations des impédances d'entrées et de sorties. Cette variation d'impédance a pour conséquence de générer un offset sur l'ensemble de la bande de fréquences pour les deux modèles. Lorsque ces impédances sont plus faibles que 50 Ohms, elles ont pour effet d'ajouter un gain négatif d'une dizaine de dB à 50 Ohms. Dans le cas où ces impédances d'entrées et de sorties ont une valeur supérieure à 50 Ohms, le gain observé est positif et d'environ 5 dB.

7.4.3 Comparaison des trois transformateurs de distribution

De façon similaire à la comparaison de la partie 7.3.3, le modèle « boîte noire » a été appliqué sur les trois transformateurs afin d'étudier l'impact de leur conception sur la transmission de signaux, dans la bande de fréquences, allant de 1 kHz à 1 MHz. Les simulations ont été effectuées avec des impédances d'entrées et de sorties de 50 Ohms avec l'injection des signaux sur la borne BT_A. La figure 2.95 regroupe le gain obtenu par le modèle « boîte noire » des trois transformateurs entre la borne « émettrice » BT_A et la borne « réceptrice » HTA_A. Sur cette figure est indiquée les fréquences définies par le standard CENELEC et celle par le standard IEEE 1901.2.

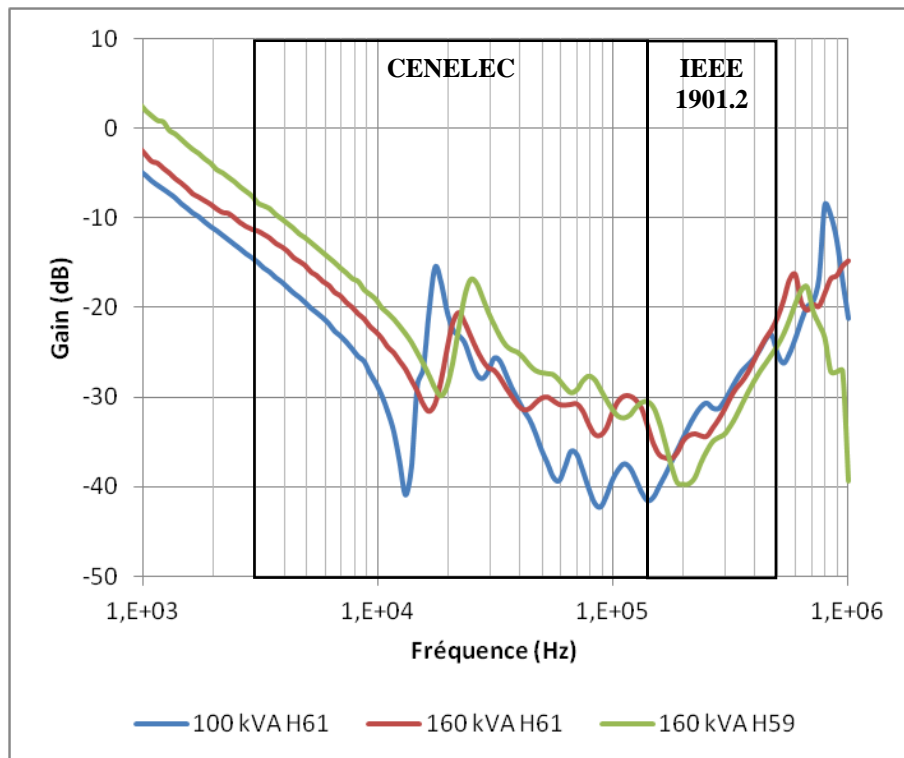


Figure 2.95 : Gains du modèle « boîte noire » pour les trois transformateurs entre la BT_A et HTA_A

Globalement, les trois transformateurs offrent un comportement très proche. Hormis la résonance du 100 kVA H61 qui se retrouve décalée de quelques fréquences et d'une amplitude plus faible sur les 160 kVA, l'atténuation fournie par les trois transformateurs dans les deux bandes de fréquences CENELEC et IEEE 1901.2 est présentée en détail dans le tableau 2.25.

Gain de la HTA_A vers la BT_A	3 kHz à 150 kHz			150 kHz à 500 kHz		
	Min	Moy	Max	Min	Moy	Max
Transformateur 100 kVA H61	-15 dB	-29 dB	-42 dB	-23 dB	-30 dB	-40 dB
Transformateur 160 kVA H61	-11 dB	-25 dB	-35 dB	-21 dB	-31 dB	-37 dB
Transformateur 160 kVA H59	-8 dB	-22 dB	-32 dB	-24 dB	-33 dB	-40 dB

Tableau 2.25 : Comparaison des gains des trois transformateurs entre la borne BT_A et HTA_A

Le tableau montre que les différences de puissance (100 et 160 kVA) et de conception (H59 et H61) entre les trois transformateurs ne génèrent qu'une variation de quelques dB du gain moyen dans les bandes de fréquences CENELEC et la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2. Cette atténuation est plus faible que dans le sens HTA vers BT, et ce pour les deux plages de fréquences étudiées. Il peut être remarqué que, comme pour l'analyse 7.3.3, l'atténuation moyenne dans les bandes CENELEC diminue avec la puissance et que le transformateur de type H59 offre l'atténuation moyenne la plus faible. Dans le cas de la bande ajoutée par IEEE 1901.2, cette remarque s'inverse. Globalement, ces 30 dB d'atténuation peuvent être une contrainte à la réception des signaux CPL au niveau du réseau HTA. En effet, les signaux CPL étant limités à un niveau de transmission de 120 dB μ V en BT, cela signifie qu'en HTA, le niveau reçu serait au mieux de 90 dB μ V, dans l'hypothèse où les signaux CPL BT n'aient pas subi d'atténuation. Comme présenté dans le chapitre 1, en supposant que les signaux CPL sont à leur maximum en entrée du transformateur à son secondaire, le niveau de réception de 90 dB μ V laisse une marge de 10 dB au primaire du transformateur vis-à-vis du bruit moyen présent sur les réseaux HTA (80 dB μ V).

Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des phénomènes physiques internes régissant le comportement du transformateur en fonction de sa fréquence d'utilisation. En effet, en basse fréquence, le comportement du transformateur est dirigé principalement par les effets magnétiques. En montant en fréquence, à partir de quelques kilohertz, le circuit magnétique devient négligeable contrairement aux capacités parasites qui finissent par dominer le fonctionnement du transformateur.

A la suite d'un état de l'art sur les modèles HF des transformateurs, deux modèles ont été mis en place : le modèle à constantes localisées et le modèle « boîte noire », l'objectif étant d'étudier leur faisabilité d'application sur des transformateurs de distribution, leur facilité d'utilisation pour les simulations et enfin leur précision dans la bande de fréquences de 50 Hz à 1 MHz. Ces deux approches ne nécessitent pas une connaissance détaillée des structures physique et géométrique des transformateurs, ce qui permet de caractériser les transformateurs de distribution avec un minimum de données. Toutefois, le modèle à constantes localisées demande une connaissance des phénomènes internes pour définir le modèle et les mesures nécessaires au paramétrage de celui-ci.

Le modèle « boîte noire » offre une très bonne précision en haute fréquence. La précision du modèle à constantes localisées dépend de la complexité de celui-ci à représenter l'ensemble des phénomènes. L'identification de ces modèles s'effectue à partir de mesures dans le domaine fréquentielle. Les impédances d'entrées et de sorties des modèles ont une influence non négligeable sur le comportement atténuatif du transformateur, que ce soit dans les bandes de fréquences CENELEC et celles ajoutées par l'IEEE 1901.2. Plus l'impédance du réseau sera faible, plus l'atténuation engendrée par le transformateur sera importante.

Les simulations de transmission à travers les trois transformateurs de distribution 100 kVA H61, 160 kVA H61 et 160 kVA H59 offrent globalement des atténuations similaires : d'environ 38 dB dans le sens HT vers BT et de 30 dB dans le sens BT vers HTA dans la bande de fréquences de 10 kHz à 150 kHz (CENELEC), et de 30 dB dans les deux sens de transmission pour la bande de fréquences 150 kHz à 500 kHz (IEEE 1901.2). Plus précisément, il a été remarqué que plus le transformateur dispose d'une puissance importante, plus l'atténuation dans la bande CENELEC augmente, alors qu'elle diminue dans la bande IEEE 1901.2. Aujourd'hui, l'atténuation la plus problématique est celle du passage du réseau BT vers le réseau HTA du fait d'une limitation du niveau d'émission des signaux CPL sur les réseaux BT.

Cette atténuation importante est un avantage comme un inconvénient selon le point de vue que l'on adopte sur la supervision des réseaux de distribution. Elle est avantageuse s'il est souhaité superviser les réseaux HTA et BT de façon bien distincte et ainsi limiter les conflits d'adressage entre les réseaux, alors qu'elle est un inconvénient s'il est souhaité de faire communiquer les réseaux BT avec les réseaux HTA. Dans ce cas, une passerelle pourrait être envisagée, mais engendrerait un coût de déploiement non négligeable pour les gestionnaires de réseau.

Bibliographie du chapitre 2

- [1] H. Saadat, « Power System Analysis », Edition McGraw-Hill Primis Custom Publishing, 2002
- [2] D.F Warne, « Génie Electrotechnique », Edition Dunod, 2013
- [3] R. Feldkeller, « Bobines et transformateurs en électronique et télécommunications », Edition Dunod, 1969
- [4] F. Leon, A. Semlyen, « Complete transformer model for electromagnetic transients », IEEE Trans. Power Delivery, vol.9, no.1, pp.231-239, 1994
- [5] S. Chimklai, J.R. Marti, « Simplified Three-Phase Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.10, no., pp., 1995
- [6] T. Noda, H. Nakamoto, S. Yokoyama, « Accurate modeling of core-type distribution transformers for electromagnetic transient studies », IEEE transactions on power delivery, vol.17, no., pp., 2002
- [7] J. A. Martinez-Velasco, « Power System Transients, Parameter Determination », CRC Press Inc, 2009
- [8] F. de Léon, A. Semlyen, « Reduced order model for transformer transients », IEEE Transactions on power Delivery, vol.7, no.1, pp.361-369, 1992
- [9] A. O. Soyal, A. Semlyen, « Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, no.3, pp.1672-1633, 1993
- [10] E. Bjerkan, « Hight Frequency Modelling of Power transformers: Stresses and Diagonstics », Doctoral Thesis, NTNU, Departement for Electrical Power engineering, 2005
- [11] A. T. Tran, « High frequency power transformer modeling for Power Line Communication applications », IEEE Powers Systems Conference and Exposition, 2006
- [12] A. T. Tran, « Modélisation de la propagation des signaux HF dans le réseau d'énergie électrique », Thèse, L'école Centrale de Lyon, 2006
- [13] F. Robert, « Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage », Thèse, Université Libre de Bruxelles, 2000
- [14] W.J. McNutt, T. J. Blalock, R. A. Hinton, « Response of transformer windings to system transient voltages », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systemes, vol., no., pp.457-467, 1974
- [15] R. J. Galarza, J. H. Chow, R. C. Degeneff, « Transfomer model reduction using time and frequency domain sensitivity techniques », IEEE Transactions on power Delivery, vol.10, no.2, pp.1052-1059, 1995
- [16] R. C. Degeneff, M. R. Gutierrez, M. Vakilian, « Nonlinear, lumped parameter transformer model reduction technique », IEEE Transaction on Power Delivery, vol.10, no.2, pp.862-868, 1995
- [17] K. Heuck, R. Kegel, K. Vouben, K. Brodersen, « Simulation von einpoligisolierten induktiewen Nieder- und Mittelspannungswandlern », ETZ Archiv, vol.5, no.6, pp189-196, 1983

- [18] D. J. Wilcox, W. G. Hurley, M. Conlon, « Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings », IEEE Proceedings, vol.136, no.5, pp.308-314, 1989
- [19] D. Wilcox, M. Conlon, W. G. Hurley, « Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores », IEEE Proceedings, vol.135, no.7, pp.470-476, 1988
- [20] M. Condon, D. J. Wilcox, « Capacitance calculations in transformer winding », proc. 31st Universities Power Engineering Conference, vol., no., pp.1107-1080, 1996
- [21] R. C. Degeneff, M. R. Gutierrez, P. J. McKenny, « A method for constructing reduced order transformer models from detailed lumped parameter models », IEEE Transactions on power Delivery, vol.7, no.2, pp.649-655, 1991
- [22] F. de Léon, A. Semlyen, « Efficient calculation of elementary parameters of transformers », IEEE Transactions on power Delivery, vol.7, no.1, pp.376-383, 1992
- [23] A. Morched, L. Marti, J. Ottevangers. « A High Frequency Transformer Model for the EMTP », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, no.3, pp.1615-1626, 1993
- [24] B. Gustavsen, A. Semlyen, « Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.14, no.3, pp.1052-1061, 1999
- [25] B. Gustavsen, A. Semlyen, « Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions », IEEE Transactions on Power Systems, vol.16, no.1, pp., 2001
- [26] B. Gustavsen, « Application of vertoc fitting to high frequency transformer modeling », international conference on power systems transients, SINTEF Energy Research, 2003
- [27] B. Gustavsen, « Wide Band Modeling of Power Transformers », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.19, no.1, pp., 2004
- [28] B. Gustavsen, A. Semlyen, « Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.13, no.3, pp., 2004
- [29] B. Gustavsen, « Improving the pole relocating properties of vector fitting », IEEE Transactions Power Delivery, vol.21, no.3, pp.1587-1592, 2006
- [30] Y. Liu Y., S. Sebo S., R. Caldecott, D. Kasten, S. Wright « Modeling of Converter Transformers Using Frequency Domain Terminal Impedance Measurements », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, no.1, pp., 1993
- [31] R. Caldecott, Y. Liu, S. A. Sebo, D. G. Kasten, S. E. Wright, « Measurmeent of the frequency dependent impedance of major station equipment », IEEE Transactions on power Delivery, vol.5, no.1, pp.474-480, 1990
- [32] C.C. Brozio, H. J. Vermeulen, « Wideband equivalent circuit modeling and parameter estimation methodology for two-winding transformers », IEEE proceedings Transmission and Distribution, vol.150, no.4, pp., 2003
- [33] T. Ueda, « A transformer Model for transformer transfer voltage simulations », International Conference on power Systems Transients, vol., no., pp., 1999

- [34] C. Andrieu, E. Dauphant, « A Frequency-Dependant Model For a MV/LV Transformer », 1999
- [35] H. Ouaddi, S. Baranowski, N Idir, « High frequency modeling of power transformer: Application to railway substation in scale model », *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol., no., pp.165-169, 2010
- [36] H. Ouaddi, « Contribution à la modélisation HF du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire », Thèse, Université des sciences et technologie de Lille, 2011
- [37] C. P. Coelho, J. Phillips, L. M. Silveia, « A convex programming approach for generating guaranteed passive approximations to tabulated frequency-data », *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol.23, no.2, pp.293-301, 2004
- [38] D. Saraswat, R. Achar, M. Nakhala, « Enforcing passivity for rational functions based on macromodels of tabulated data », *Electrical Performance of Electronic Packaging*, vol., no., pp.295-298, 2003
- [39] S. Grivet-Talocia, « Generation of passive macromodels for transient port responses », *Electrical Performance of Electronic Packaging*, vol., no., pp.287-290, 2003

Chapitre 3 : Modélisation hautes fréquences des câbles de distributions

Sommaire

Introduction	118
1 Représentation et fonctionnement d'un câble.....	119
1.1 La théorie des lignes de transmissions	119
1.2 Les modèles des câbles de distribution en basses fréquences	124
2 Les câbles employés sur les réseaux de distribution.....	126
3 Mise en place d'un modèle cascadi.....	130
3.1 Présentation du modèle	130
3.2 Identification des paramètres primaires.....	132
3.2.1 Les méthodes d'identification	132
3.2.2 Mise en place de la méthode expérimentale.....	133
3.2.3 Application sur un câble souterrain BT.....	135
3.2.4 Interpolation des paramètres primaires.....	139
3.3 Validation du modèle	141
4 Etude de transmission HF à travers un câble de distribution.....	143
4.1 Comparaison du modèle cascadi à la mesure	143
4.2 Analyse du modèle pour une représentation d'un câble de 100 m.....	145
4.2.1 – Analyse des résultats de la phase A.....	146
4.2.2 Analyse des résultats pour les phases B et C.....	150
4.3 Etude paramétrique sur la longueur du câble	152
4.4 Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées/sorties	153
4.5 Etude paramétrique sur l'influence d'une dérivation	155
4.5.1 Influence des impédances d'entrées/sorties.....	155
4.5.2 Influence de la longueur de la dérivation	156
4.5.3 Influence de la position de la dérivation.....	157
Conclusion.....	158
Bibliographie du chapitre 3	159

Introduction

Dans la continuité du chapitre 2, pour compléter la modélisation HF des réseaux de distribution, ce troisième chapitre est consacré à la modélisation hautes fréquences des câbles d'énergie déployés pour acheminer l'énergie électrique à l'ensemble des clients raccordés aux réseaux de distribution.

Comme pour les transformateurs de distribution, le dimensionnement du câble d'énergie dépend de leur environnement d'installation. Que ce soit sur un réseau HTA ou BT, mais également suivant son emplacement en haut d'un pylon, sur une façade de bâtiment ou encore enterré, les câbles d'énergie ne sont pas tous conçus de la même façon. La conception de ces lignes dépend dans un premier temps de la tension et de l'intensité les parcourant. Ils sont alors dimensionnés pour limiter les échauffements liés à la circulation du courant et ainsi réduire au maximum les pertes d'énergies. De plus, dans un deuxième temps, la conception de ces câbles doit vérifier des contraintes mécaniques vis-à-vis de l'environnement d'installation. Comme évoqué précédemment, les câbles placés à plusieurs mètres de hauteur sur des pylonnes espacés de plusieurs dizaines de mètres, doivent répondre à des critères de déformation et de résistance vis à vis des forces mécaniques exercées sur ces câbles comme le vent. Les câbles enterrés doivent être imperméables à l'eau et sécurisés en cas de perforation involontaire, tout en offrant un encombrement minimum.

Ce chapitre sera divisé en plusieurs parties. La première partie est consacrée à la définition du fonctionnement général d'un câble et des modèles utilisés pour représenter les câbles de distribution dans les études basses fréquences. Une présentation succincte des différents types de câbles déployés sur les réseaux de distribution est faite en deuxième partie. Dans un troisième temps, la mise en place d'un modèle HF fonctionnant jusqu'à la fréquence de 1 MHz sur un câble de distribution est présentée. Enfin, la dernière partie est dédiée aux simulations de transmission à travers les câbles de distribution modélisés.

1 Représentation et fonctionnement d'un câble

1.1 La théorie des lignes de transmissions

Le comportement d'un câble est régi par la théorie des lignes de transmission. Dans le cas des câbles de transmission HF, ils acheminent des courants de faible intensité comparée aux courants transients sur les câbles de distribution. Ces câbles HF disposent de conducteurs de faible section et sont conçus de façon à offrir un comportement similaire sur l'ensemble de la plage de fréquences d'utilisation de ceux-ci.

La théorie des lignes de transmission repose sur deux hypothèses principales que sont l'uniformité et la conservation de courant [1, 2, 3].

- **L'hypothèse d'uniformité** consiste à supposer que les conducteurs des câbles sont parallèles au même axe, que les paramètres géométriques que sont la section des conducteurs, la distance entre les conducteurs, leur longueur, ainsi que les propriétés physiques des conducteurs et des isolants restent constants sur toute la longueur de la ligne.
- **L'hypothèse de la conservation** de courant s'exprime par le fait que les courants circulant dans les conducteurs « aller » sont égaux et opposés à la somme des courants des conducteurs « retour ».

Dans le cas d'un câble à deux conducteurs (câble bifilaire) comme sur les figures 3.1 et 3.2, à partir des deux hypothèses, il est possible d'établir le comportement de ce câble en un système d'équations décrivant la variation du courant I et de la tension U en fonction du temps t et de l'espace x . Ces équations définies en 3.1 et 3.2 correspondent aux équations appelées communément équations des télégraphistes.



Figure 3.1 : Câble bifilaire

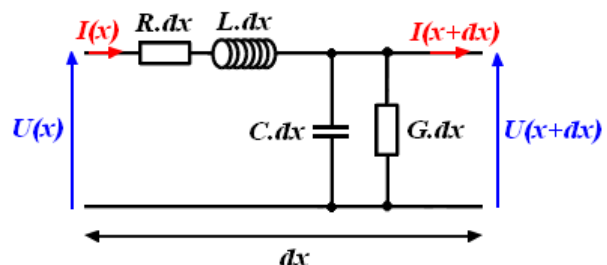


Figure 3.2 : Cellule élémentaire d'un câble bifilaire

$$\frac{\partial U(x, t)}{\partial x} = -L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} - RI(x, t) \quad (3.01)$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -C \frac{\partial U(x, t)}{\partial t} - GU(x, t) \quad (3.02)$$

Ces équations s'écrivent généralement sous la forme de deux équations aux dérivées partielles ne faisant intervenir qu'une variable.

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + (RC + GL) \frac{\partial U}{\partial t} + GRU \quad (3.03)$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + (RC + GL) \frac{\partial I}{\partial t} + GRI \quad (3.04)$$

où le quadruplet RLCG représente les paramètres primaires de la cellule élémentaire du câble bifilaire.

En effet, comme le définit la théorie des lignes de transmission, la représentation du comportement d'un câble d'une longueur donnée se présente sous la forme d'une représentation de cellule élémentaire distribuée de façon infinie. Cette représentation du câble se définit sous le nom d'un modèle dit à constantes distribuées ou réparties.

Les différents paramètres primaires de la cellule élémentaires se définissent comme :

- R : la résistance linéique en Ohm par mètre. Elle correspond aux pertes dans les deux conducteurs en lien avec les courants de Foucault exposés au chapitre 2. Comme dans les enroulements du transformateur, de par l'effet de peau et de proximité, la résistance des conducteurs s'accroît avec la fréquence.
- L : l'inductance linéique en Henry par mètre. Elle représente le champ magnétique généré lors de la circulation du courant eu sein des conducteurs. Comme pour les enroulements, la présence de courants de Foucault a pour conséquence de diminuer légèrement la valeur de celle-ci en fonction la fréquence.
- C : la capacité linéique en Farad par mètre. Elle représente le coefficient de couplage lié au champ et à la charge électrique.
- G : la conductance linéique en Siemens par mètre. Elle correspond à la faculté de l'isolant à laisser passer l'énergie entre les conducteurs.

A partir des deux équations aux dérivées partielles 3.3 et 3.4 et dans le cas où le courant et la tension sont sinusoïdaux de pulsation ω , il est possible d'en déduire les paramètres secondaires de la ligne de transmission que sont l'impédance caractéristique \overline{Z}_c et la constante de propagation $\overline{\gamma}$. Ces paramètres secondaires dépendent des paramètres primaires.

La constante de propagation $\overline{\gamma}$ se définit par l'équation 3.5. Elle représente la variation de l'amplitude et de la phase du signal lors de la propagation de celui-ci dans le câble.

$$\overline{\gamma} = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (3.05)$$

Cette grandeur est en général représentée de façon complexe où α représente la constante d'affaiblissement et β la constante de phase :

$$\overline{\gamma} = \alpha + j\beta \quad (3.06)$$

L'impédance caractéristique \overline{Z}_c est exprimée en Ohm. Pour un câble de transmission HF, elle est constante sur la bande de fréquences d'utilisation du câble.

$$\overline{Z}_c = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (3.07)$$

L'ensemble de ces équations représente le comportement d'un câble à deux conducteurs. Elles sont tout à fait transposables à un câble disposant de n conducteurs. Les différents termes de ces équations deviennent des matrices de taille n .

La connaissance des paramètres secondaires du câble permet de prédire le comportement de celui-ci. En effet, la constante de propagation permet de connaître l'atténuation et le déphasage du signal en fonction de la fréquence des signaux et de la longueur du câble. L'impédance caractéristique permet de caractériser l'adaptabilité du câble à ces impédances d'entrées et de sorties, et donc sa capacité à produire des signaux réfléchis. En effet, lorsque ces impédances sont équivalentes à l'impédance caractéristique du câble, il n'y a pas de phénomène de réflexion. Dans le cas contraire, des réflexions se produisent au niveau de ces extrémités. Ces réflexions se définissent par un coefficient de réflexion correspondant au rapport de la tension (ou du courant) du signal se propageant dans le sens « aller » (signal incident) sur la tension (ou le courant) du signal se propageant dans le sens « retour » (signal réfléchi).

Les équations 3.9 et 3.10 illustrent ce coefficient de réflexion à l'entrée $\bar{\Gamma}_0$ et à la sortie $\bar{\Gamma}_1$ du câble.

$$\bar{\Gamma}_0 = \frac{V_{reflechie}}{V_{incident}} = \frac{\bar{Z}_0 - \bar{Z}_c}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_c} \quad (3.08)$$

$$\bar{\Gamma}_1 = \frac{V_{reflechie}}{V_{incident}} = \frac{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_c}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_c} \quad (3.09)$$

avec \bar{Z}_0 l'impédance d'entrée de la ligne et \bar{Z}_1 l'impédance de sortie de ligne.

En pratique, le coefficient de réflexion est exprimé par son module ρ . Celui-ci correspond à une valeur comprise entre 0 et 1. Lorsque ρ est égal à 0, il n'y a pas de réflexion. Dans ce cas, le câble est parfaitement adapté aux impédances d'entrées et de sorties. Lorsque ρ est égale à 1, la réflexion à l'extrémité du câble est totale. Dans ce dernier cas, par exemple, la ligne peut être en circuit-ouvert. Cette propriété est utilisée dans la détermination du positionnement des défauts sur les câbles que ce soit en téléphonie, comme en distribution. A partir de l'injection d'un signal et de la connaissance de ces propriétés, la distance du défaut est calculée à partir du temps que met le signal pour faire l'aller et le retour grâce à la réflexion totale. Ce module ρ étant un rapport, celui-ci peut être exprimé en pourcentage. Au carré, il représente alors le pourcentage de la puissance de l'onde réfléchie vis-à-vis de la puissance de l'onde incidente.

A partir de ce coefficient de réflexion, un outil télécom tel que le ROS « Rapport d'Ondes Stationnaires » équivalent du TOS « Taux d'Ondes Stationnaires » permet de quantifier la qualité d'adaptation du câble avec les impédances présentes à ces extrémités.

Le ROS correspond au rapport entre le maxima et le minima du signal résultant du signal incident avec le signal réfléchi se propageant dans le câble.

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{incident} + V_{reflechie}}{V_{incident} - V_{reflechie}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3.10)$$

Le ROS est compris entre 1 et l'infini. Lorsque qu'il vaut 1, ceci correspond au fait qu'il n'y a pas de réflexion et que la câble est adapté. Au-delà, le câble n'est pas adapté et apparaissent des signaux réfléchis. En pratique, un ROS inférieur à 1,5 est acceptable. Supérieur à 3, les signaux réfléchis impacteront fortement la transmission.

Dans le cas de transmission de signaux sinusoïdaux, ceux-ci se définissent par une onde de pulsation ω . Cette onde est caractérisée par sa longueur d'onde λ en mètre, correspondant à la distance parcourue à une vitesse de propagation v (m/s) à la fréquence f (Hz) ou à la période T (s) de l'onde.

$$\lambda = \frac{v}{f} = v \times T \quad (3.11)$$

Cette longueur d'onde est équivalente à une période de l'onde (cf figure 3.3). Plus le signal sera haut en fréquence, plus la longueur d'onde sera faible.

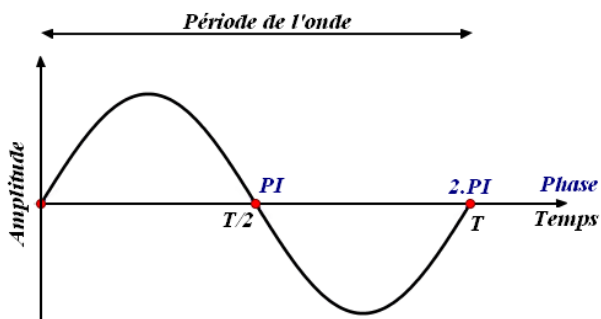


Figure 3.3 : Période de l'onde d'un signal sinusoïdal

A partir de la constante de propagation $\bar{\gamma}$ du câble, il est possible de déterminer la vitesse de propagation v des ondes dans celui-ci.

$$v = \frac{\omega}{\text{Imag}\{\bar{\gamma}\}} \quad (3.12)$$

Connaissant la longueur des signaux transitant dans le câble, il est alors possible de déterminer le positionnement des évanouissements en fréquence. En effet, comme exposé au chapitre 1, la transmission de signaux HF au sein des réseaux de distribution, de par la désadaptation des impédances localisées avec l'impédance \bar{Z}_c des câbles de distribution, a pour conséquence d'offrir un support de transmission multitrajets. Les réseaux électriques offrent ainsi des problématiques de transmission similaires aux communications radio de par une sélectivité en fréquence. Les phénomènes de propagation particuliers se produisent lorsque le signal transitant dans le câble se voit réfléchi à une distance de $N \times (\lambda/4)$, avec N un entier. Quand cette distance entraîne un déphasage de 90° ($\pi/2$) ou de 270° ($3\pi/2$) de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente, l'onde résultante sera faiblement atténuée voire amplifiée selon la puissance de l'onde réfléchie. Dans le cas d'un déphasage de 180° ($2\pi/2$) de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente, l'onde résultante sera fortement atténuée (phénomène d'évanouissement en fréquence). Dans le cas d'un déphasage de 360° ($4\pi/2$), l'onde résultante sera amplifiée.

Pour illustrer ces phénomènes, dans l'hypothèse où l'onde réfléchie a une amplitude équivalente à l'onde incidente, la figure 3.4 représente l'onde résultante issue d'un déphasage de l'onde réfléchie avec l'onde incidente lorsque le câble dispose d'une longueur différente de $N \times (\lambda/4)$. Dans le cas de la figure 3.4, l'onde résultante est de l'ordre de grandeur des ondes incidente et réfléchie.

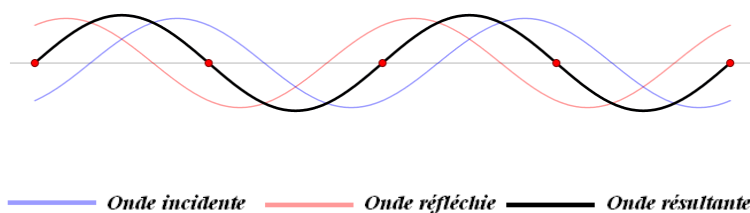


Figure 3.4 : Premier cas d'onde résultante

La figure 3.5 représente l'onde résultante issue d'un déphasage de l'onde réfléchie avec l'onde incidente lorsque le câble dispose d'une longueur très proche de $N \times (\lambda/4)$, avec N un entier impair, ce qui a pour conséquence d'obtenir une onde résultante, dans ce cas, avec une amplitude amplifiée comparé aux ondes incidente et réfléchie.

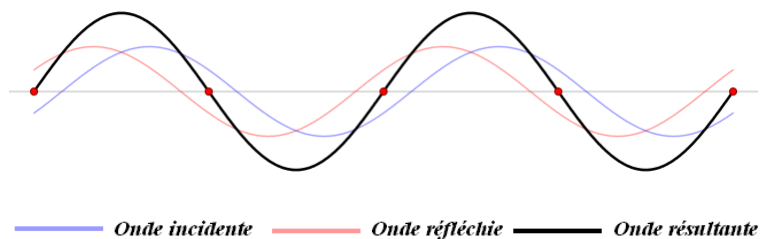


Figure 3.5 : Deuxième cas d'onde résultante

La figure 3.6 représente l'onde résultante issue d'un déphasage de l'onde réfléchie avec l'onde incidente lorsque le câble dispose d'une longueur très proche de $N \times (\lambda/4)$, avec N un entier pair, défini par l'équation $N = \sum_{i=0}^{i=\infty} 2 + 4i$, avec i un entier. Cette troisième configuration a pour conséquence d'obtenir une onde résultante avec une amplitude de très faible valeur.

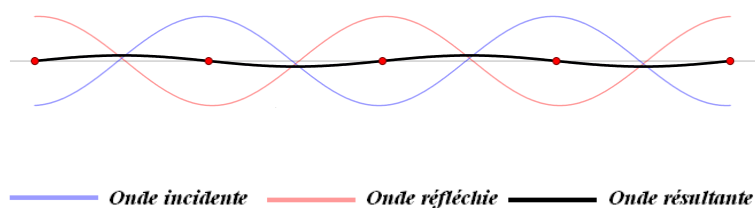


Figure 3.6 : Troisième cas d'onde résultante

La figure 3.7 représente l'onde résultante issue d'un déphasage de l'onde réfléchie avec l'onde incidente lorsque le câble dispose d'une longueur très proche de $N \times (\lambda/4)$, avec N un entier pair, défini par l'équation $N = \sum_{i=0}^{i=\infty} 4 + 4i$, avec i un entier. Cette quatrième configuration a pour conséquence d'obtenir une onde résultante avec une amplitude amplifiée comparée à celles des ondes incidente et réfléchie, mais aussi supérieure à celle obtenue dans le cas de la figure 3.5.

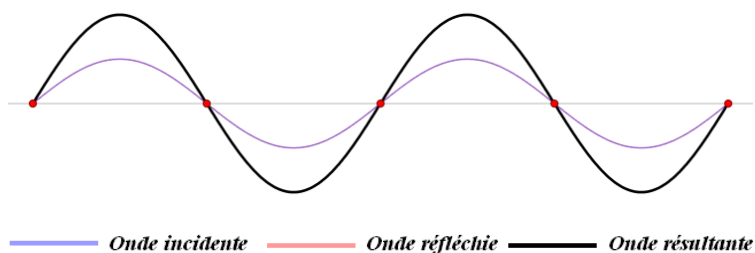


Figure 3.7 : Quatrième cas d'onde résultante

Ces quatre figures ne présentent que trois cas particuliers de l'onde résultante. Entre chacun des cas, l'onde résultante varie pour passer par les quatre stades présentés.

L'ensemble des phénomènes présentés dans cette section sont pris en compte dans le modèle à constantes réparties. Dans le cas des câbles de distribution pour des études basses fréquences, des hypothèses simplificatrices sur le modèle à constantes réparties peuvent être posées.

1.2 Les modèles des câbles de distribution en basses fréquences

La théorie des lignes de transmission s'appliquant sur tout type de câble du moment que les deux hypothèses d'uniformité et de conservation des courants soient respectées, les câbles de distribution peuvent alors être modélisés suivant un modèle à constantes réparties. Toutefois, dans les conditions d'utilisation de ces câbles en basses fréquences, des hypothèses simplificatrices sur ce modèle à constantes réparties peuvent être faites. En effet, la longueur des câbles BT étant généralement de quelques centaines de mètres et les câbles HTA de quelques kilomètres, la longueur d'onde d'un signal à la fréquence 50 Hz est bien plus importante que la longueur de ces câbles. En effet, la vitesse de propagation dans un câble de distribution à 50 Hz est de l'ordre de 1.10^8 m/s, ce qui fait une longueur d'onde de quelques milliers de kilomètres. A partir de ce constat, le modèle à constantes réparties n'est pas nécessaire et peut être réduit à un modèle à constantes localisées, généralement appelé modèle en PI de par sa forme, dérivé de la représentation RLCG « classique ».

Pour les câbles de distribution HTA, le modèle à constantes localisées est illustré par la figure 3.8.

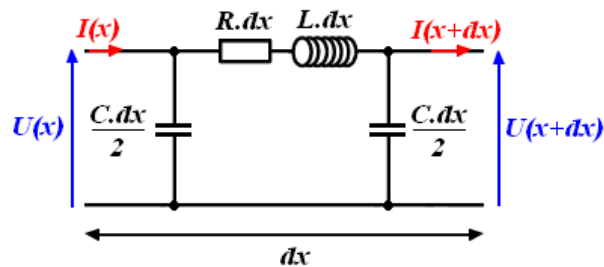


Figure 3.8 : Modèle basse fréquence d'un câble HTA

En haute tension, il n'est pas nécessaire dans le modèle à constantes localisées de tenir compte de la conductance linéique du fait des faibles pertes liées au diélectrique en basses fréquences, ce qui la rend négligeable. Pour les câbles de distribution BT, le modèle à constantes localisées est illustré par la figure 3.9.

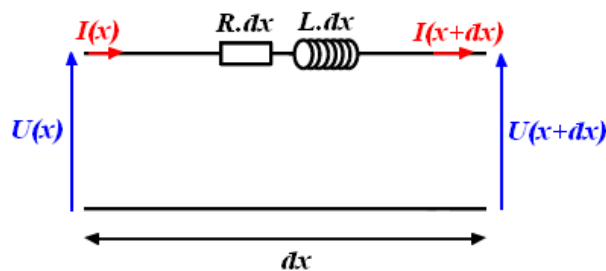


Figure 3.9 : Modèle basse fréquence d'un câble BT

En basse tension, les pertes diélectriques et les capacités sont négligées. Ceci s'explique par un faible niveau de tension pour ce type de câble et d'un champ électrique de faible intensité, et donc un couplage entre les conducteurs négligeable en basses fréquences. De plus, pour certaines lignes BT anciennes de type aérien, les conducteurs sont séparés de plusieurs dizaines de centimètres. Cette distance permet de les isoler électriquement. La capacité linéique étant négligeable, les pertes diélectriques le sont également car elles dépendent de la capacité linéique de par l'équation 3.13.

$$G = 2\pi f \times \tan \delta \times C \quad (3.13)$$

avec $\tan \delta$ l'angle de perte diélectrique du diélectrique du câble.

De plus, les documentations techniques sur les câbles de distribution diffèrent des câbles de transmission HF. Ces derniers sont caractérisés par leurs paramètres secondaires, principalement par l'impédance caractéristique et leur affaiblissement linéique (dB/m). Les câbles de distribution sont caractérisés principalement par leurs contraintes mécaniques et l'intensité admissible. En termes de données sur les paramètres primaires de ces câbles, les documents techniques fournissent principalement la résistance linéique et l'inductance linéique par kilomètre pour les conducteurs de phases des câbles BT, ainsi que la capacité linéique par kilomètre pour les câbles HTA pour une fréquence d'utilisation de 50 Hz.

2 Les câbles employés sur les réseaux de distribution

Les réseaux de distribution s'articulent autour d'un poste de distribution HTA/BT qui assure un rôle de liaison entre les réseaux électriques HTA et BT. Les postes sources en tête des réseaux de distribution correspondent au point d'alimentation du réseau HTA. C'est le point de départ des différentes lignes HTA venant alimenté les réseaux BT et les clients raccordés sur ces réseaux (cf figure 3.10). Les câbles BT raccordnent les différents clients d'un réseau BT à un poste de distribution. Deux types de câbles peuvent être utilisés en BT comme HTA. Il s'agit de câble aérien ou souterrain. Dans l'absolu, les réseaux HTA et BT font intervenir ces deux supports dans la mesure où il est tout à fait réaliste de rencontrer des enchainements de portions de câble souterrain et de câble aérien.

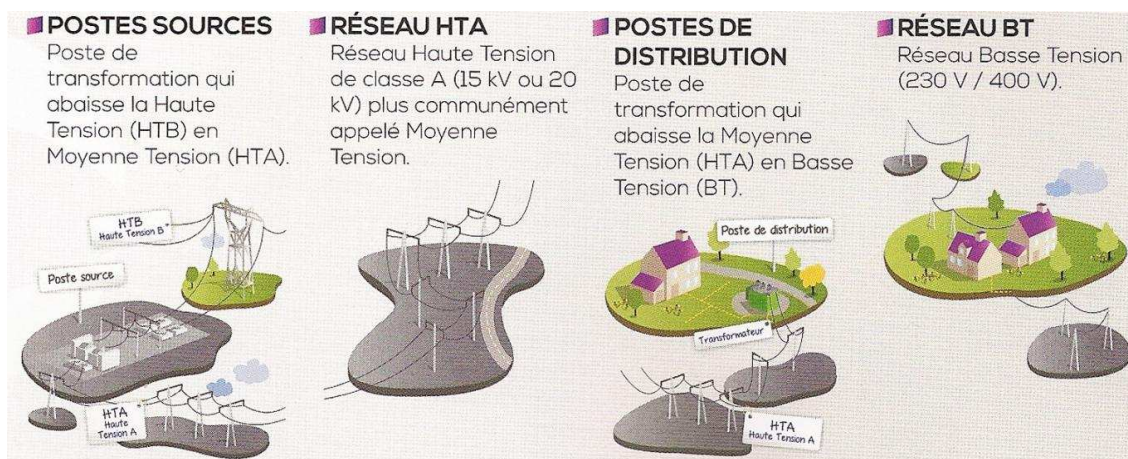


Figure 3.10 : Physionomie d'un réseau de distribution

Globalement, les réseaux de distribution du gestionnaire de réseau Gérédis Deux-Sèvres sont composés de (chiffres au 31/12/2013) :

- 14 postes sources
- 8772 postes de distribution
- 6 080 km de lignes aériennes HTA, soit 77 % des lignes des réseaux HTA ;
- 1 830 km de lignes souterraines HTA, soit 23 % des lignes des réseaux HTA ;
- 3 500 km de lignes aériennes BT, soit 64 % des lignes des réseaux BT ;
- 1 965 km de lignes souterraines BT, soit 36 % des lignes des réseaux BT.

Seuls les lignes souterraines continuent de croître, les lignes aériennes diminuant régulièrement : de fait, elles sont soit enfouies à leur création, soit renouvelées en souterrain en très forte proportion.

En France, la distribution de l'électricité se fait de façon triphasée, c'est-à-dire que les câbles HTA disposent de trois conducteurs, un par phase, avec une armature reliée à la terre pour chaque conducteur. Les câbles BT disposent également de trois conducteurs de phase et d'un conducteur de neutre relié à la terre.

Réseau BT - les câbles aériens

Dans le cas des réseaux BT, il est possible de distinguer le câble aérien constitué de conducteurs nus et le câble aérien torsadé à conducteurs isolés. Le premier n'est plus déployé et représente les lignes les plus anciennes. Les conducteurs nus sont dépourvus d'isolant et sont constitués de plusieurs brins torsadés en cuivre. Ces câbles aériens à conducteurs nus sont disposés sur des poteaux selon une

configuration en drapeau ou en configuration alternée conformément aux normes NFC 33-209 et NFC 33-210, comme sur la figure 3.11.

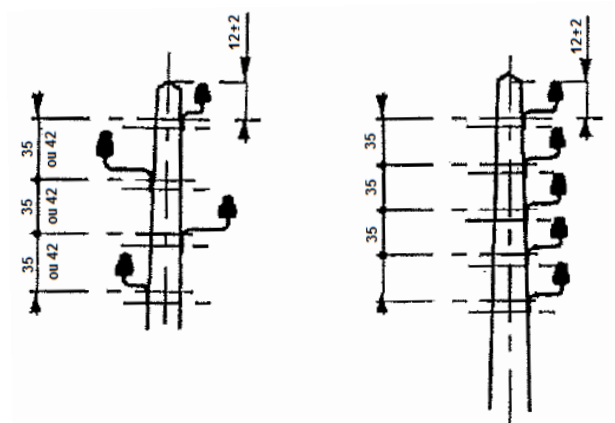


Figure 3.11 : Disposition des lignes aériennes nues sur poteau

L'insertion d'isolateur entre les conducteurs nus et le poteau est nécessaire pour assurer l'isolation entre les deux. Les câbles torsadés sont de plus en plus utilisés sur les réseaux BT vis-à-vis des câbles à conducteurs nus, en raison de leur aspect plus esthétique mais aussi de par un cout moindre et d'une sécurité accrue.



Figure 3.12 : Câble BT suivant la norme NFC 33-209

Ces câbles suivent la norme NFC 33-209. Ils sont composés de conducteurs constitué de plusieurs brins torsadés en aluminium et d'un isolant en polyéthylène réticulé (PR) permettant une bonne tenue dans le temps et à haute température. Comme le montre la figure 3.12, les trois conducteurs de phase et le conducteur de neutre sont torsadés entre eux. Le rôle de la torsade est un rôle mécanique pour assurer un bon maintien de l'ensemble, mais également un rôle électromagnétique afin de limiter le rayonnement du câble.

Réseau BT - les câbles souterrains

L'utilisation des câbles souterrains BT déployés par Gérédis suivent l'ancienne spécification EDF HN33S33, aujourd'hui remplacée par la norme NFC 33-210. Les conducteurs de phase et de neutre sont constitués de plusieurs brins d'aluminium. Les conducteurs de phase possèdent une section de forme triangulaire (sectorale). Le conducteur de neutre possède une section de forme circulaire. L'utilisation de la forme sectorale a pour objectif d'optimiser la place disponible à l'intérieur du câble BT. Il existe d'autres câbles BT disposant d'un neutre de forme sectorale. La figure 3.13 illustre une coupe éclatée d'un câble souterrain BT que l'on retrouve couramment sur les réseaux BT souterrains, mais qui n'est plus déployé aujourd'hui.

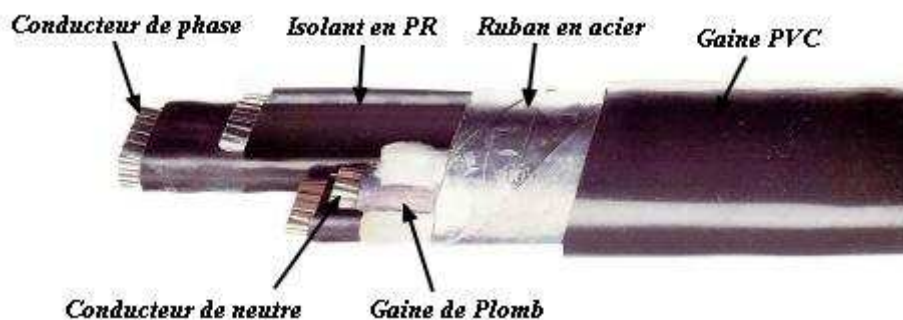


Figure 3.13 : Câble BT suivant la norme NFC 33-210

Un ruban en acier entourant les 4 conducteurs joue un rôle de protection des personnes en cas de perforation du câble par un corps conducteur. Pour réaliser cette sécurité, ce ruban est en contact avec la gaine de plomb entourant le neutre. Il ne peut être considéré comme un blindage du fait de sa faible épaisseur. Pour raccorder les lignes souterraines aux lignes aériennes des réseaux BT, comme pour le réseau HTA, cela se fait par un tronçon de ligne appelé remontée aéro-souterraine. Cette remontée est composée des 3 conducteurs de phase et du conducteur de neutre pour les remontées BT. Chaque conducteur est constitué de plusieurs brins en aluminium, isolés par une gaine en polyéthylène réticulé, le tout dans une gaine PVC.

Enfin, en bout de chaîne, se trouvent les supports destinés au raccordement des clients aux réseaux BT. Ces câbles de raccordement peuvent être de type aérien comme souterrain. Les premiers suivent la norme NFC 33-209 avec une conception similaire aux câbles aériens torsadés présentés précédemment. Les seconds se conforment à la norme 33-210 et sont proches de la conception des câbles souterrains. Ces câbles de raccordement souterrain sont composés de conducteurs de section circulaire. Les conducteurs peuvent être composés de plusieurs brins en aluminium comme composés d'un seul brin. Dans ce dernier cas, le conducteur porte la dénomination de conducteur massif. L'isolation des conducteurs de phase se fait par une gaine en polyéthylène réticulé. Le tout est assemblé dans une gaine PVC. Les sections sont très inférieures à celle utilisées pour les lignes principales des réseaux BT.

Réseau HTA

Les câbles HTA peuvent, en fonction de la norme de conception, être utilisés comme lignes aériennes ou souterraines. Les câbles HTA sont constitués de 3 conducteurs composés de plusieurs brins torsadés en aluminium ou en almélec, isolés au polyéthylène réticulé. Les câbles utilisés par Gérédis suivent les normes NF C 33-223 et NF C 33-226. Le câble présenté sur la figure 3.14 est un câble HTA principalement utilisé pour des liaisons souterraines.

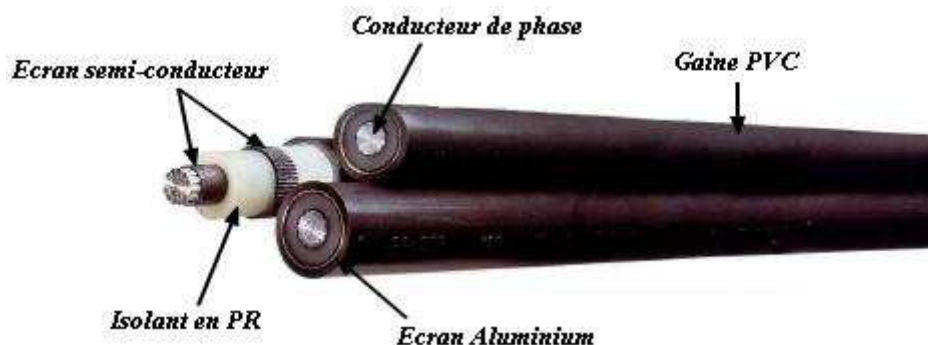


Figure 3.14 : Câble HTA suivant la norme NFC 33-223

Chaque conducteur de phase dispose d'un écran aluminium qui est relié à la terre dont le rôle est d'écouler à la terre les courants de court-circuit du réseau HTA.

Le câble illustré par la figure 3.15 est particulièrement adapté aux liaisons devant fonctionner à une température ambiante élevée, ou à proximité de sources de chaleur, ou susceptibles d'être soumises à des surcharges fréquentes ou à des courants de court-circuit élevés.

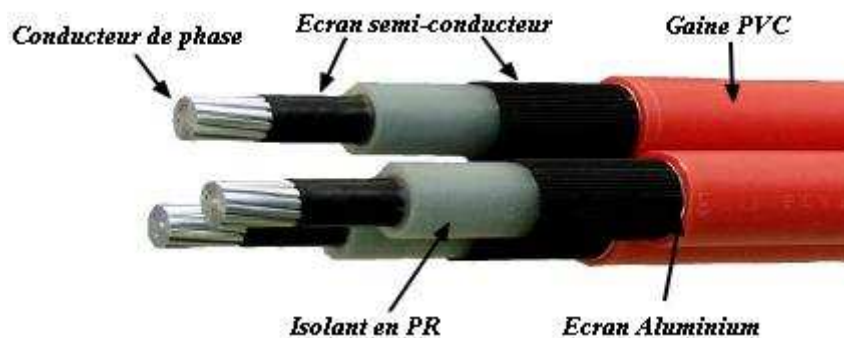


Figure 3.15 : Câble HTA suivant la norme NFC 33-226

Pour conclure sur l'inventaire des câbles de distribution déployés par Gérédis, l'utilisation de ces différents supports dépend principalement des contraintes liées à l'environnement et du coût d'installation. En effet, pour les réseaux HTA, la mise en place de lignes aériennes sera préférée de par des travaux moindres à réaliser pour leur déploiement et de par des distances de plusieurs kilomètres à couvrir. L'utilisation des câbles souterrains HTA se fera, aujourd'hui, dans une zone urbanisée ou pour répondre à des contraintes terrains comme le passage d'une voie ferrée ou d'une autoroute. Pour les réseaux BT, il y a plusieurs années, les lignes installées étaient principalement des lignes aériennes à conducteurs nus. De nos jours, elles sont remplacées progressivement par les lignes torsadées. Ces lignes alimentent en grande majorité des zones faiblement peuplées. On retrouve également ces câbles torsadés dans les zones urbaines sur des façades de bâtiments. Toutefois, dans les zones fortement peuplées, les câbles souterrains sont privilégiés. Il n'est plus rare aujourd'hui de retrouver des câbles souterrains dans des zones suburbaines pour alimenter par exemple des lotissements récents.

3 Mise en place d'un modèle cascadi

Dans le cas d'une modélisation HF d'un câble par un logiciel circuit comme LT SPICE IV, il est difficilement possible de reproduire un modèle à constantes réparties. L'objectif est alors de définir une succession de cellules élémentaires permettant de reproduire le comportement du câble dans la bande de fréquence étudiée. Dans cette configuration, le modèle à constantes réparties se définit comme un modèle cascadi [7, 8, 9, 10] de par un nombre de cellules élémentaires limité, mais suffisant pour prendre en compte les phénomènes présentés dans la partie 1 de ce chapitre.

3.1 Présentation du modèle

L'inventaire sur les câbles de distribution employés sur les réseaux HTA et BT a montré une diversité de conception entre chacun de ces câbles. Cette conception propre a pour inconvénient de devoir définir un modèle pour chacun de ces câbles

Pour commencer, pour un câble de distribution souterrain BT, sa représentation en une cellule élémentaire (cf figure 3.16), est composée de trois conducteurs de phase, d'un conducteur de neutre et du ruban en acier entourant l'ensemble des conducteurs.

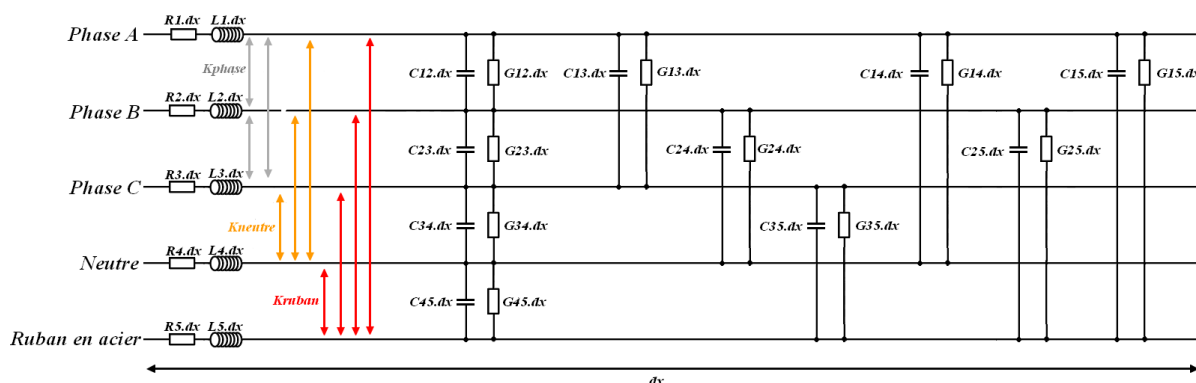


Figure 3.16 : Cellule élémentaire pour un câble de distribution souterrain BT

Pour compléter le modèle, le ruban en acier ne jouant pas un rôle de blindage mais de protection des personnes en cas de perforation du câble par un corps conducteurs, un couplage des conducteurs avec l'environnement d'installation du câble, et donc la terre, devrait être ajouté au modèle. En effet, lors de la transmission de signaux HF dans le câble, il interviendra la notion de mode différentiel et de mode commun. Globalement, le mode différentiel correspond à la circulation des courants entre les conducteurs de phase « aller » et le conducteur de neutre « retour ». Le mode commun correspond à une circulation des courants entre ces conducteurs « aller » et « retour », mais en faisant intervenir une boucle plus grande avec un « retour » par le ruban en acier et par la terre.

Ce modèle intègre l'ensemble des paramètres primaires RLCG présentés en début de chapitre (cf figure 3.2). A ceux-ci s'ajoute un coefficient de couplage entre les inductances propres de chacun des conducteurs et du ruban. Ce coefficient inductif intervient lorsque les courants circulant dans les conducteurs « aller » et « retour » ne sont plus égaux et opposés. La prise en compte de ce coefficient inductif intervient à partir d'une certaine fréquence où un couplage apparait entre le ruban en acier entourant le conducteur de neutre et l'ensemble des conducteurs, ce qui a pour conséquence de ne plus avoir une égalité entre le courant « aller » circulant dans les phases et le courant « retour » circulant dans le neutre. Ce coefficient inductif définit l'inductance mutuelle M entre deux conducteurs.

L'inductance mutuelle M entre deux conducteurs est fonction de l'inductance propre L des deux conducteurs ainsi que du coefficient de couplage K entre celles-ci.

$$M = K \times \sqrt{L_1 \times L_2} \quad (3.14)$$

Dans le cadre de l'étude de transmission mise en place, les couplages des conducteurs avec le ruban en acier et avec son environnement d'installation sont négligés, ce qui permet de faire abstraction du coefficient inductif entre chaque conducteur. Ce choix de simplification, dans un premier temps, a été mis en place du fait de la plage de fréquences d'étude, inférieure à 1 MHz. En effet, les auteurs [7, 8, 9, 10] intègrent ces notions de coefficient inductif dans leur modélisation de câbles de par la présence d'un blindage, et par le fait que l'étude se réalise à partir de quelques mégahertz à plusieurs dizaines de mégahertz. Ensuite, dans un deuxième temps, l'intégration de l'environnement d'installation et donc du retour par la terre des signaux HF dans la modélisation du câble est complexe. En effet, il est difficile de pouvoir reproduire les conditions d'installation d'un câble BT souterrain, ainsi que la diversité des matières composant un sol et la différence d'un sol à l'autre, compliquant la caractérisation de ce deuxième couplage.

En négligeant ces deux couplages avec le ruban en acier et l'environnement d'installation, les conditions de transmission sont alors considérées comme parfaites. Les courants « aller » dans les conducteurs de phase sont égaux au courant « retour » du conducteur de neutre. La cellule élémentaire peut alors simplifiée comme l'illustre la figure 3.17. C'est cette cellule élémentaire qui sera utilisée pour la modélisation d'un câble souterrain BT pour l'étude de transmission des CPL fonctionnant dans les bandes fréquences CENELEC et IEEE 1901.2.

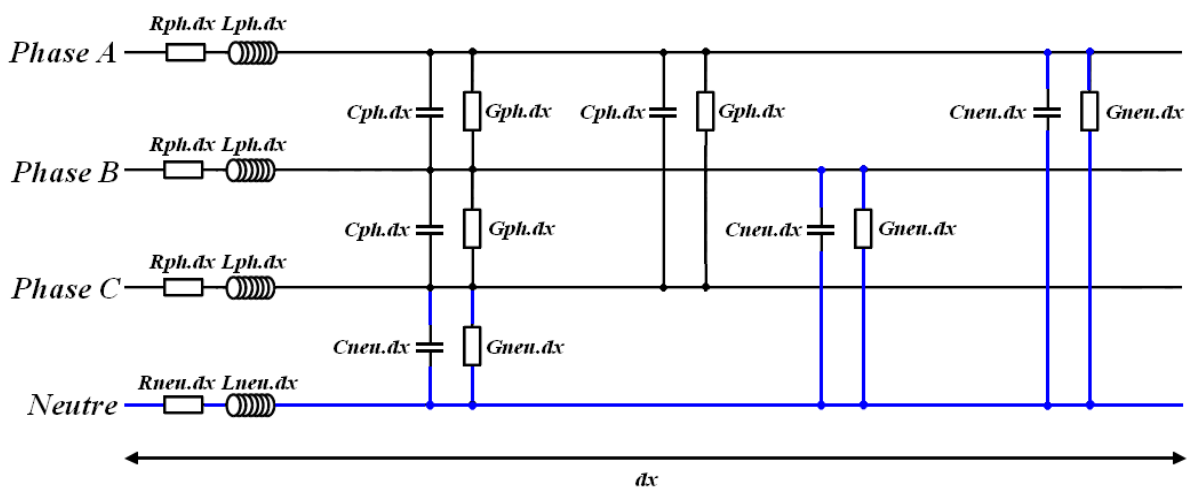


Figure 3.17 : Cellule élémentaire pour un câble de distribution BT retenue pour une étude inférieure à 1 MHz

Ce modèle de câble peut également être utilisé pour modéliser un câble BT de type aérien torsadé, du fait d'une conception en adéquation avec ce modèle simplifié, en négligeant le couplage avec son environnement d'installation.

Lors de l'identification des paramètres primaires du modèle qui se feront de façon expérimentale, les câbles étudiés seront placés sur un tapis isolant afin de limiter l'impact du couplage entre ceux-ci et l'environnement.

Concernant la modélisation des câbles HTA, la détermination d'un modèle est complexe du fait que chaque conducteur de phase est séparé de l'autre conducteur et dispose d'une gaine en aluminium qui est reliée à la terre. Dans cette configuration, il est difficilement possible de négliger la gaine en

aluminium malgré sa faible épaisseur, ce qui entraîne un modèle du même ordre de complexité que le modèle de la figure 3.16 faisant intervenir les coefficients inductifs entre les inductances propres. Pour ces raisons, il a été décidé de ne pas modéliser de câbles HTA pour se concentrer sur la modélisation des câbles de distribution BT avec le modèle simplifié proposé.

3.2 Identification des paramètres primaires

3.2.1 Les méthodes d'identification

Cette section a pour objectif de présenter succinctement les différentes méthodes d'identification des paramètres primaires d'un câble. Dans la littérature, il est possible de distinguer trois méthodes d'identification : la méthode analytique, la méthode des éléments finis et la méthode expérimentale.

La première méthode consiste à identifier les paramètres à partir de formules analytiques se basant sur les caractéristiques physiques et géométriques des câbles. Globalement, la résistance linéique est déterminée à partir de la résistivité du matériau, l'inductance linéique par le calcul du champ magnétique, la capacité linéique déduite du champ électrique, et enfin la conductance linéique à partir de l'énergie dissipée dans l'isolant entourant les conducteurs. L'avantage de cette méthode est sa simplicité de mise en œuvre. Son désavantage est la non prise en compte de l'effet de proximité dans le calcul de la résistance linéique, ce qui a pour impact d'obtenir une résistance très éloignée de la réalité [5].

La seconde méthode correspond à la méthode des éléments finis. Cette méthode est couramment utilisée pour étudier les phénomènes électromagnétiques en BF. Elle fonctionne par le biais d'une résolution numérique des équations de Maxwell sur un système décomposé en un maillage afin de déterminer les différentes grandeurs électromagnétiques de chaque élément du maillage. La première étape consiste à modéliser notre système à étudier d'un point de vue géométrique et physique. La seconde étape consiste à mailler le système afin de le discrétiser en un nombre de surfaces (étude 2D) ou de volumes (étude 3D) plus ou moins importants selon le degré de précision des résultats souhaités. Ce maillage dépend également de la bande de fréquences étudiée. Plus l'étude se fera haut en fréquences, plus le maillage doit être important. Cette méthode présente l'avantage d'être très précise et intuitive, mais possède un inconvénient majeur qui est que l'utilisateur doit posséder l'ensemble des données physiques et géométriques des systèmes à étudier [5, 11].

La troisième et la dernière méthode d'identification repose sur une détermination expérimentale des paramètres primaires d'un câble. Pour déterminer expérimentalement les paramètres primaires d'un câble, il existe plusieurs méthodes. La première méthode correspond à la méthode dite de pont d'impédance. Elle consiste en la résolution de deux types de mesures d'impédances, dites de court-circuit et de circuit ouvert, permettant d'obtenir les paramètres primaires de la ligne. La seconde méthode consiste à mesurer les paramètres S du câble. Ces paramètres sont généralement utilisés dans le domaine des radiofréquences et des micro-ondes pour caractériser des câbles coaxiaux par exemple. Elle permet au final de les représenter en un quadripôle en termes de transmission et de réflexion [12, 13]. La troisième méthode est la méthode par réflectométrie qui se réalise dans le domaine temporel contrairement aux deux précédentes [14, 15]. L'avantage de ces trois méthodes d'identification expérimentales est leur simplicité de mise en œuvre. Leur inconvénient réside dans le fait que les équipements de mesure disponibles pour réaliser des mesures en hautes fréquences sont plus adaptés à mesurer des câbles de transmission HF (bifilaire, coaxial, ...) que des câbles de distribution de par les faibles niveaux de tensions et de courants utilisés par ces équipements HF.

Dans la continuité du chapitre 2, l'indentification des paramètres primaires a été réalisée par le biais de la méthode expérimentale.

3.2.2 Mise en place de la méthode expérimentale

Comme exposé à la section précédente, il existe différents moyens pour identifier les paramètres primaires d'une ligne. Dans notre cas de figure, le choix s'est porté sur des mesures dans le domaine fréquentiel par le biais de la méthode dite du pont d'impédance. Le protocole général de cette méthode repose sur deux types de mesures d'impédances. Une première mesure d'impédance du câble dans une configuration de type court-circuit (CC) et une seconde mesure d'impédance du câble dans une configuration de type circuit ouvert (CO).

De la même façon que les mesures d'impédances réalisées dans le chapitre 2 sur les transformateurs, les configurations de mesures présentées dans ce chapitre ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance. Les mesures ont été réalisées dans la plage fréquentielle de 1 kHz à 1 MHz.

Dans le cas d'un câble à deux conducteurs de même section, l'identification de la résistance linéique et de l'inductance linéique des conducteurs se réalisent à partir de la mesure de l'impédance du câble dans une configuration en court-circuit, appelée \overline{Z}_{CC} (cf figure 3.18).

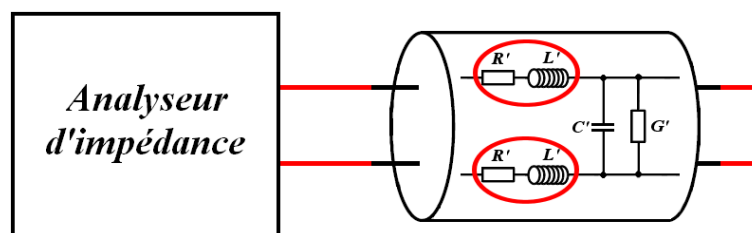


Figure 3.18 : Configuration de mesure pour l'identification de la résistance et de l'inductance linéiques

Les parties réelle et imaginaire de cette impédance \overline{Z}_{CC} représentent respectivement l'ensemble des résistances R' (en Ohms) et des inductances L' (en Henry) des conducteurs raccordés à l'analyseur d'impédance, c'est-à-dire que la résistance $R(\omega)_{mesure}$ et l'inductance $L(\omega)_{mesure}$ mesurées à partir des équations 3.15 et 3.16 correspondent aux valeurs équivalentes des résistances R' et des inductances L' en séries des deux conducteurs. Ces paramètres dépendent de la fréquence.

$$R(\omega)_{mesure} = \text{Réel}\{\overline{Z}_{CC}(\omega)\} = R' + R' \quad (3.15)$$

$$L(\omega)_{mesure} = \frac{\text{Imag}\{\overline{Z}_{CC}(\omega)\}}{\omega} = L' + L' \quad (3.16)$$

Pour identifier les paramètres propres à chacun des conducteurs, il est nécessaire de s'appuyer sur les configurations de mesure pour définir des équations permettant de réaliser le lien entre les paramètres équivalents mesurés ($R(\omega)_{mesure}$, $L(\omega)_{mesure}$) et les paramètres propres (R' , L') de chaque conducteur. Par la suite, ces paramètres sont à diviser par la longueur du câble mesurée pour obtenir les paramètres de façon linéique.

L'identification de la capacité linéique et de la conductance linéique entre des conducteurs se réalise à partir de la mesure de l'impédance du câble dans une configuration en circuit-ouvert, appelée \overline{Z}_{CO} (cf figure 3.19).

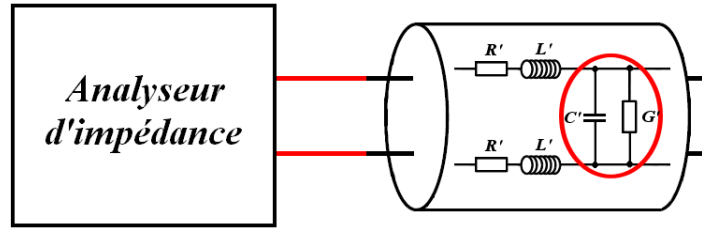


Figure 3.19 : Configuration de mesure pour l'identification de la capacité et de la conductance linéiques

De la manière que précédemment, les parties réelle et imaginaire de l'impédance $\overline{Z_{CO}}$ représentent respectivement l'ensemble des capacités C' et des conductances G' entre les conducteurs raccordés à l'analyseur d'impédance.

$$C(\omega)_{mesure} = \frac{1}{\text{Imag}\{\overline{Z_{CO}}(\omega)\} \times \omega} = C' \quad (3.17)$$

$$G(\omega)_{mesure} = \frac{1}{\text{Réel}\{\overline{Z_{CO}}(\omega)\}} = G' \quad (3.18)$$

La détermination des paramètres entre chaque conducteur passe par l'établissement d'équations faisant le lien entre les paramètres équivalents mesurés ($C(\omega)_{mesure}$, $G(\omega)_{mesure}$) et les configurations de mesure. Au final, les paramètres obtenus C' et G' sont à diviser par la longueur du câble mesurée pour obtenir les paramètres de façon linéique.

Il est également possible de déterminer les paramètres primaires des câbles en passant par le calcul des paramètres secondaires, l'impédance caractéristique $\overline{Z_c}$ et la constante de propagation $\overline{\gamma}$, grâce aux mesures d'impédances obtenues en court-circuit et en circuit ouvert.

$$\overline{Z_{CC}} = \overline{Z_c} \tanh(\overline{\gamma} \cdot l) \quad (3.19)$$

$$\overline{Z_{CO}} = \frac{\overline{Z_c}}{\tanh(\overline{\gamma} \cdot l)} \quad (3.20)$$

$$\overline{Z_c} = \sqrt{\overline{Z_{CC}} \times \overline{Z_{CO}}} \quad (3.21)$$

$$\overline{\gamma} = \frac{\text{atanh}\left(\sqrt{\overline{Z_{CC}}/\overline{Z_{CO}}}\right)}{l} \quad (3.22)$$

Il est ainsi possible de retrouver les paramètres équivalents mesurés précédents à partir des paramètres secondaires, et donc les paramètres primaires.

$$R(\omega)_{mesure} = \text{Réel}\{\overline{Z_c}(\omega) \times \overline{\gamma}(\omega)\} \quad (3.23)$$

$$L(\omega)_{mesure} = \frac{\text{Imag}\{\overline{Z_c}(\omega) \times \overline{\gamma}(\omega)\}}{\omega} \quad (3.24)$$

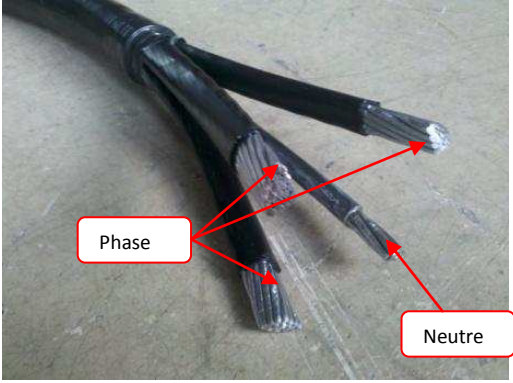
$$C(\omega)_{mesure} = \text{Imag}\left\{\frac{\overline{\gamma}(\omega)}{\omega \times \overline{Z_c}(\omega)}\right\} \quad (3.25)$$

$$G(\omega)_{mesure} = \text{Réel} \left\{ \frac{\overline{Z_c(\omega)}}{\gamma(\omega)} \right\} \quad (3.26)$$

La section suivante est consacrée à la présentation des différentes configurations de mesures mises en place, ainsi que les équations associées afin de paramétrer le modèle circuit cascadié.

3.2.3 Application sur un câble souterrain BT

Pour illustrer l'identification des paramètres primaires de la cellule élémentaire proposée (cf figure 3.17), le paramétrage de celle-ci se fait sur un tronçon de 2 mètres d'un câble de distribution BT de type souterrain. Ce câble suit la norme NFC 33-210 et est conçu de façon identique au câble de la figure 3.13. La figure 3.20 illustre et le tableau 3.1 regroupe l'ensemble des caractéristiques physiques principales du câble.

Illustration	Caractéristiques	
	Type de câble	Souterrain BT
	Section phase	150 mm ²
	Matériau phase	Aluminium
	Nombre brins phase	19
	Gaine phase	Polyéthylène réticulé
	Section neutre	70 mm ²
	Matériau neutre	Aluminium
	Nombre brins neutre	13
	Gaine neutre	Plomb
Figure 3.20 : Photo du câble souterrain BT mesurée	Tableau 3.1 : Caractéristiques principales du câble BT étudié	

La conception du câble souterrain BT à 4 conducteurs emploie des conducteurs de phase avec une section supérieure et isolée comparé au conducteur de neutre gainé de plomb. Cette conception implique la mise en place de plusieurs configurations de mesures en circuit ouvert et court-circuit pour pouvoir identifier l'ensemble des paramètres primaires. Chacune des configurations de mesure mise en place entre l'analyseur d'impédance et le câble de distribution va être présentée. Celles-ci ne sont pas exhaustives. Il est tout à fait possible d'utiliser d'autres configurations pour déterminer les paramètres primaires de la cellule élémentaire du câble BT mise en place. A chacune des configurations de mesure seront associées les équations faisant le lien entre les paramètres primaires équivalents mesurés et les paramètres primaires de chaque conducteur raccordé à l'analyseur d'impédance.

Configuration N°1 entre l'analyseur d'impédance et le câble souterrain BT

La première configuration est présentée par la figure 3.21 où un interrupteur permet de jongler entre la configuration CC et CO. Celui-ci met en jeu deux conducteurs de phase permettant ainsi de déterminer les paramètres primaires de ces conducteurs.

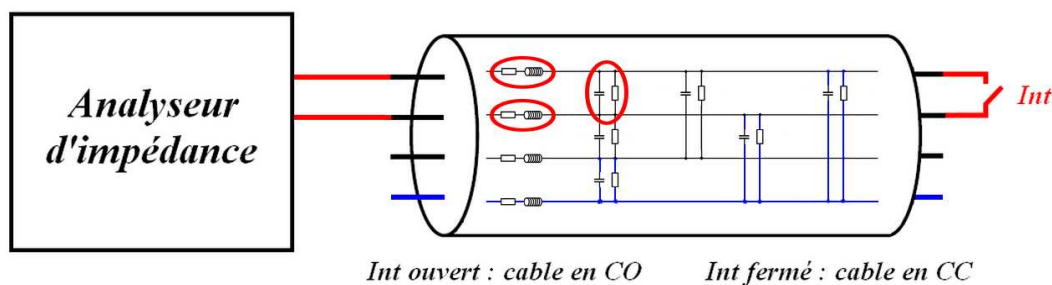


Figure 3.21 : Première configuration de mesure entre l'analyseur d'impédance et le câble BT

La figure 3.22 illustre le module et la phase des impédances mesurées en CC et CO pour cette première configuration.

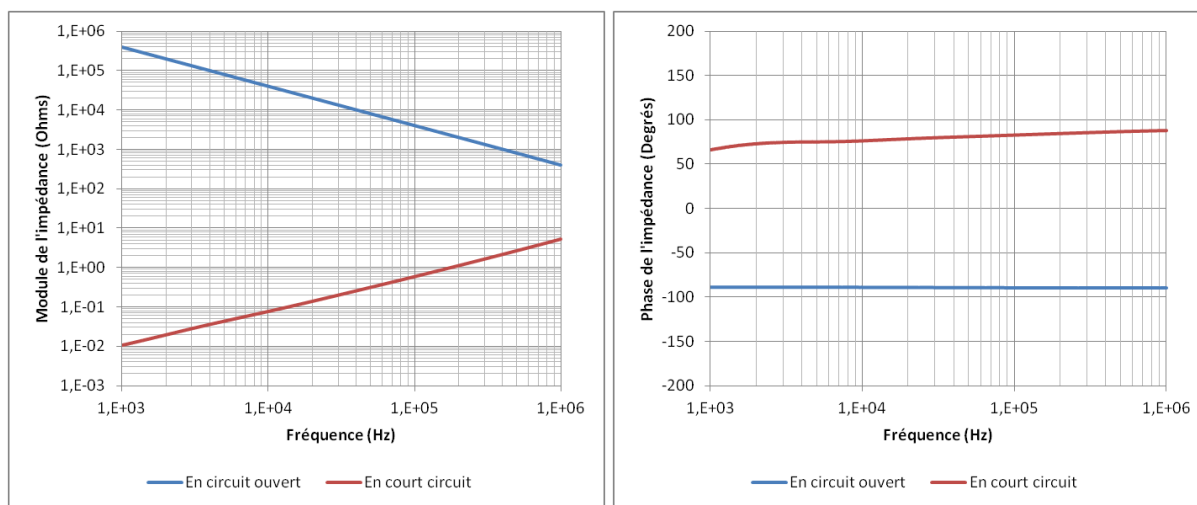


Figure 3.22 : Impédances mesurées en CO et CC pour la première configuration

Dans un premier temps, à partir de l'analyse de ces deux courbes d'impédances, celles-ci ne présentent aucune résonance comme cela pouvait être observé lors des mesures sur le transformateur de distribution, qui traduisait un couplage entre une inductance et une capacité parasite du transformateur. Ce même phénomène de résonance peut être observé sur les câbles de distribution, mais à des longueurs a priori supérieures au tronçon de 2 mètres mesuré. A partir de ce constat, le modèle cascadié mis en place pour le câble souterrain BT peut être défini sur la base d'une cellule élémentaire représentant ainsi 2 mètres. Au final pour modéliser ce câble avec une longueur de 100 mètres dans la gamme de fréquences de 1 kHz à 1 MHz, 50 cellules seront nécessaires.

Dans un deuxième temps, le tableau 3.2 regroupe les équations faisant le lien entre les paramètres primaires équivalents mesurés et les paramètres primaires des conducteurs raccordés à l'analyseur d'impédance.

En court-circuit		En circuit ouvert	
$R_{mesure_1} = 2 \times R_{phase}$	(3.27)	$C_{mesure_1} = C_{phase}$	(3.29)
$L_{mesure_1} = 2 \times L_{phase}$	(3.28)	$G_{mesure_1} = G_{phase}$	(3.30)

Tableau 3.1 : Equations des paramètres mesurés pour le premier raccordement

Configuration N°2 entre l'analyseur d'impédance et le câble souterrain BT

Dans ce cas, le second raccordement est présenté sur la figure 3.23, où comme pour le premier raccordement, un interrupteur permet de jongler entre la configuration CC et CO. Il met en jeu un conducteur de phase et un conducteur de neutre. Les paramètres primaires des conducteurs de phases étant déterminés par le premier raccordement, il est alors aisé de déduire les paramètres primaires en lien avec le conducteur de neutre.

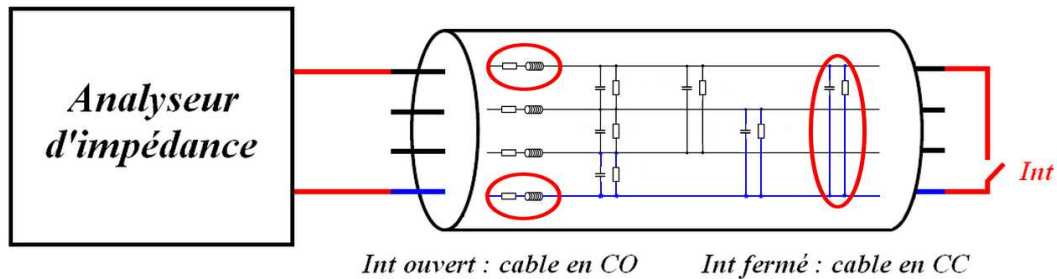


Figure 3.23 : Deuxième configuration de mesure entre l'analyseur d'impédance et le câble BT

Les courbes d'impédances mesurées ont un comportement similaire à celles présentées pour la première configuration de mesure.

Le tableau 3.3 regroupe les équations faisant le lien entre les paramètres primaires équivalents mesurés et les paramètres primaires des conducteurs raccordés à l'analyseur d'impédances.

En court-circuit		En circuit ouvert	
$R_{mesure_2} = R_{phase} + R_{neutre}$	(3.31)	$C_{mesure_2} = C_{neutre}$	(3.33)
$L_{mesure_2} = L_{phase} + L_{neutre}$	(3.32)	$G_{mesure_2} = G_{neutre}$	(3.34)

Tableau 3.2 : Equations des paramètres mesurés pour la seconde configuration

Identification des paramètres linéiques de chaque conducteur

A partir de deux configurations de mesure présentées, le tableau 3.4 regroupe les équations permettant de déterminer la résistance et l'inductance de chaque conducteur, ainsi que la capacité et la conductance entre les conducteurs de phase et du neutre.

Conducteur de phase		Conducteur de neutre	
$R_{phase} = \frac{1}{2} \times R_{mesure_1}$	(3.35)	$R_{neutre} = R_{mesure_2} - \frac{1}{2} \times R_{mesure_1}$	(3.39)
$L_{phase} = \frac{1}{2} \times L_{mesure_1}$	(3.36)	$L_{neutre} = L_{mesure_2} - \frac{1}{2} \times L_{mesure_1}$	(3.40)
$C_{phase} = C_{mesure_1}$	(3.37)	$C_{neutre} = C_{mesure_2}$	(3.41)
$G_{phase} = G_{mesure_1}$	(3.38)	$G_{neutre} = G_{mesure_2}$	(3.42)

Tableau 3.3 : Equations pour identifier les paramètres des conducteurs de phase et du conducteur de neutre

Pour obtenir les paramètres linéiques du câble souterrain BT, il est nécessaire de diviser les paramètres calculés dans le tableau 3.4 par la longueur du tronçon mesuré, soit 2 mètres.

Au final, les figures 3.24 et 3.25 illustrent l'évolution des paramètres primaires linéiques en fonction de la fréquence pour les 3 conducteurs de phase et le conducteur de neutre.

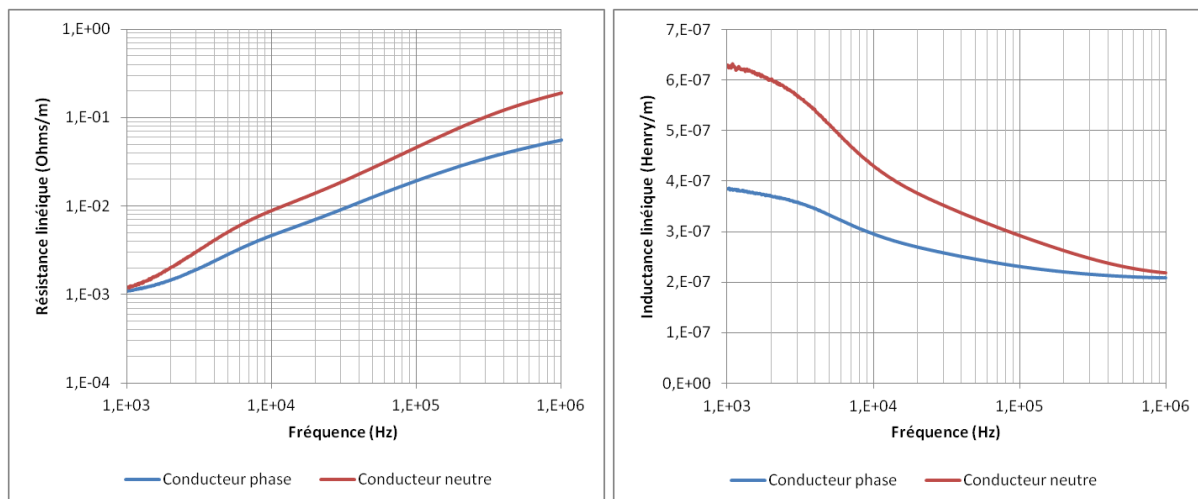


Figure 3.24 : Résistance et inductance linéiques en fonction de la fréquence

Globalement, les résultats de l'évolution fréquentielle de la résistance linéique et de l'inductance linéique, respectivement, augmentent et diminuent en lien avec les courants de Foucault présentés dans le chapitre 2.

La résistance linéique du conducteur de neutre s'accroît plus fortement pour arriver à un niveau pratiquement 4 fois supérieur aux conducteurs de phase. Ceci peut s'expliquer de par une section et un nombre de brins le composant inférieur aux conducteurs de phase augmentant ainsi plus rapidement l'effet de peau et de proximité. Vis-à-vis de la résistance linéique à 50 Hz pour les deux conducteurs, un constructeur de câble de distribution, comme SILEC, indique une résistance linéique pour les conducteurs de phase de 2×10^{-4} Ohms/m, et une résistance linéique de $4,5 \times 10^{-4}$ Ohms/m pour le conducteur de neutre. Ces valeurs à 50 Hz sont bien inférieures à celles obtenues pour ces deux paramètres dans la plage de 1 kHz à 1 MHz.

Concernant l'inductance linéique, à 1 kHz, le niveau obtenu pour le conducteur de phase est proche de celle donnée par le constructeur SILEC à savoir $3,7 \times 10^{-7}$ F/m à 50 Hz. Pour l'inductance du conducteur de neutre à 1 kHz, le niveau obtenu est 1,5 fois plus important que les $4,3 \times 10^{-7}$ F/m à 50 Hz annoncé par le constructeur.

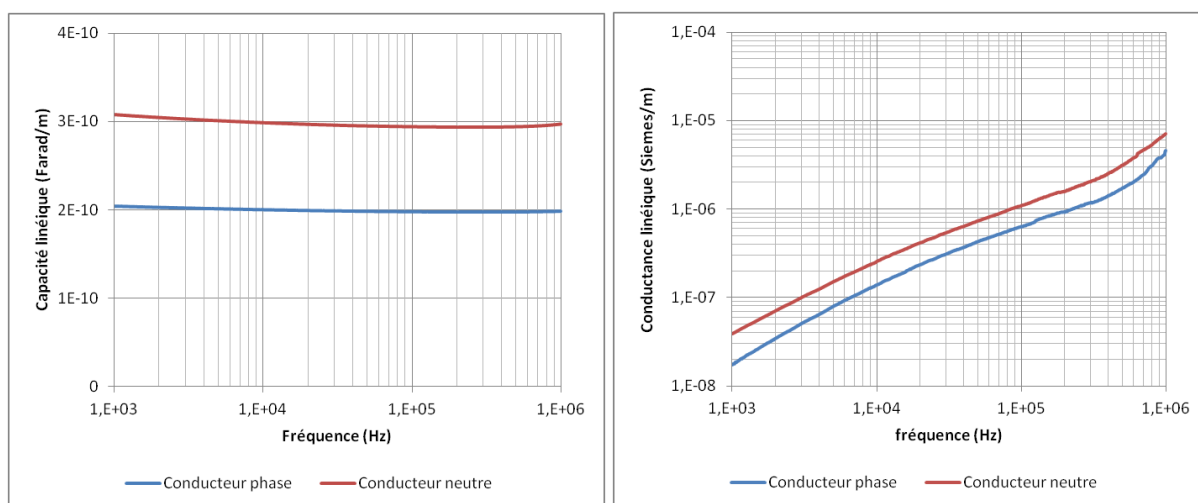


Figure 3.25 : Capacité et conductance linéiques en fonction de la fréquence

Globalement, les résultats de l'évolution fréquentielle de la capacité linéique et de la conductance linéique, respectivement, restent constants et augmentent dans la plage de fréquences mesurée.

Concernant la capacité linéique, elle est plus importante de 1,5 fois entre le conducteur de neutre et un conducteur de phase, qu'entre deux conducteurs de phase. Cette différence peut s'expliquer par le fait que les conducteurs de phase sont tous gainés par un isolant de type polyéthylène réticulé, alors que le conducteur de neutre est gainé par du plomb en contact avec le ruban en acier.

La conductance linéique des conducteurs de phase est plus faible que celle du conducteur de neutre. Comme pour la capacité linéique, chaque conducteur de phase est isolé par du polyéthylène réticulé, ce qui limite l'échange de courant entre ces conducteurs, alors que le neutre gainé de plomb facilite cet échange de courant, d'où une conductance plus importante. Enfin, il est important de noter que la valeur élevée de la conductance linéique comparée à la capacité linéique, a pour effet de permettre de négliger cette dernière dans la cellule élémentaire mise en place pour notre modèle cascadié.

3.2.4 Interpolation des paramètres primaires

Comme pour la modélisation de l'évolution fréquentielle de la résistance et l'inductance des enroulements dans le chapitre 2, l'ensemble des paramètres primaires va être interpolé par une fonction mathématique. Le choix de la fonction s'est tourné vers une fonction de puissance offrant une interpolation simple et correcte dans la bande de fréquences de 1 kHz à 1MHz.

Le tableau 3.5 regroupe les équations pour la résistance linéique (Ohms/m) et l'inductance linéique (Henry/m) pour les conducteurs de phase et le conducteur de neutre.

Conducteur de phase		Conducteur de neutre	
$R(f) = (1.6 \times 10^{-5}) \times f^{0,6069}$	(3.43)	$R(f) = (8 \times 10^{-6}) \times f^{0,7485}$	(3.45)
$L(f) = (7.7 \times 10^{-7}) \times f^{-0,101}$	(3.44)	$L(f) = (2.1 \times 10^{-6}) \times f^{-0,17}$	(3.46)

Tableau 3.4 : Equations mathématiques de la résistance linéique et l'inductance linéique des conducteurs

La figure 3.26 illustre l'interpolation de ces paramètres primaires linéiques par la fonction de puissance déterminée.

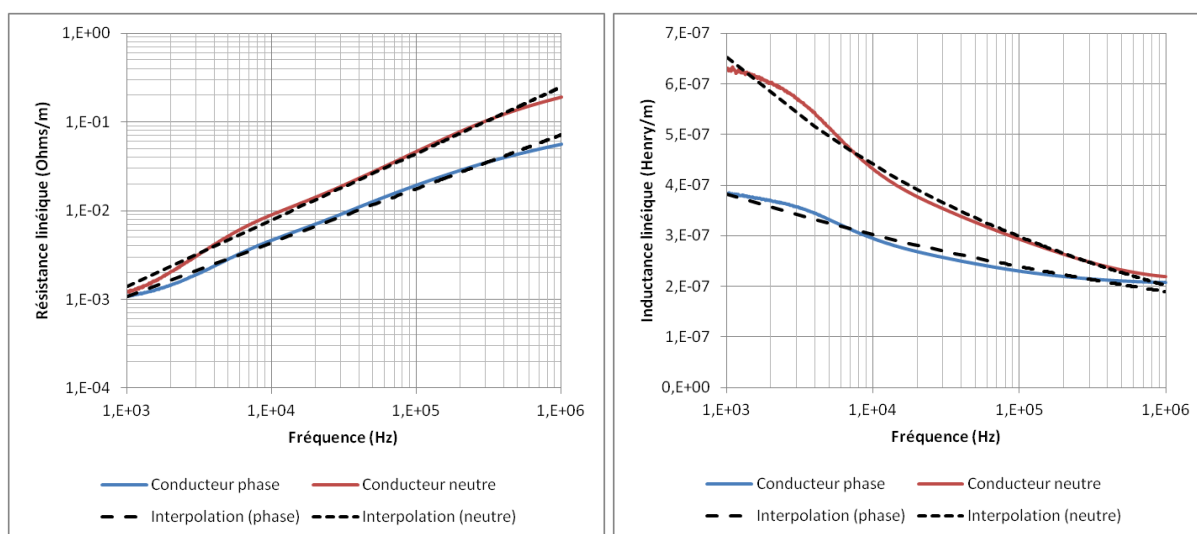


Figure 3.26 : Interpolation de la résistance et de l'inductance linéique en fonction de la fréquence

La précision de l'interpolation de la résistance linéique et de l'inductance linéique des deux types de conducteurs par la fonction de puissance est exposée dans le tableau 3.6.

	Conducteur de phase		Conducteur de neutre	
	Résistance	Inductance	Résistance	Inductance
Erreur relative	8 %	3,6 %	8,8 %	2,6 %
Erreur max	0,014 Ohm	$1,6 \times 10^{-8}$ Henry	0,058 Ohm	$3,4 \times 10^{-8}$ Henry
Erreur moyenne	0,002 Ohm	$0,9 \times 10^{-8}$ Henry	0,004 Ohm	1×10^{-8} Henry

Tableau 3.5 : Erreurs de l'interpolation de la résistance et de l'inductance linéiques

Les résultats d'approximation sont très corrects pour l'inductance linéique, un peu moins pour la résistance linéique, mais acceptables.

Le tableau 3.7 regroupe les équations pour la capacité linéique (Farad/m) et la conductance linéique (Siemens/m) pour les conducteurs de phase et le conducteur de neutre.

Conducteur de phase			Conducteur de neutre	
$C(f) = (2.1 \times 10^{-10}) \times f^{-0,005}$	(3.47)		$C(f) = (3.17 \times 10^{-10}) \times f^{-0,006}$	(3.49)
$G(f) = (1.7 \times 10^{-10}) \times f^{0,7154}$	(3.48)		$G(f) = (4 \times 10^{-10}) \times f^{0,6889}$	(3.50)

Tableau 3.6 : Equations mathématiques de la capacité linéique et la conductance linéique des conducteurs

La figure 3.27 illustre l'interpolation de ces paramètres primaires linéiques par la fonction de puissance déterminée.

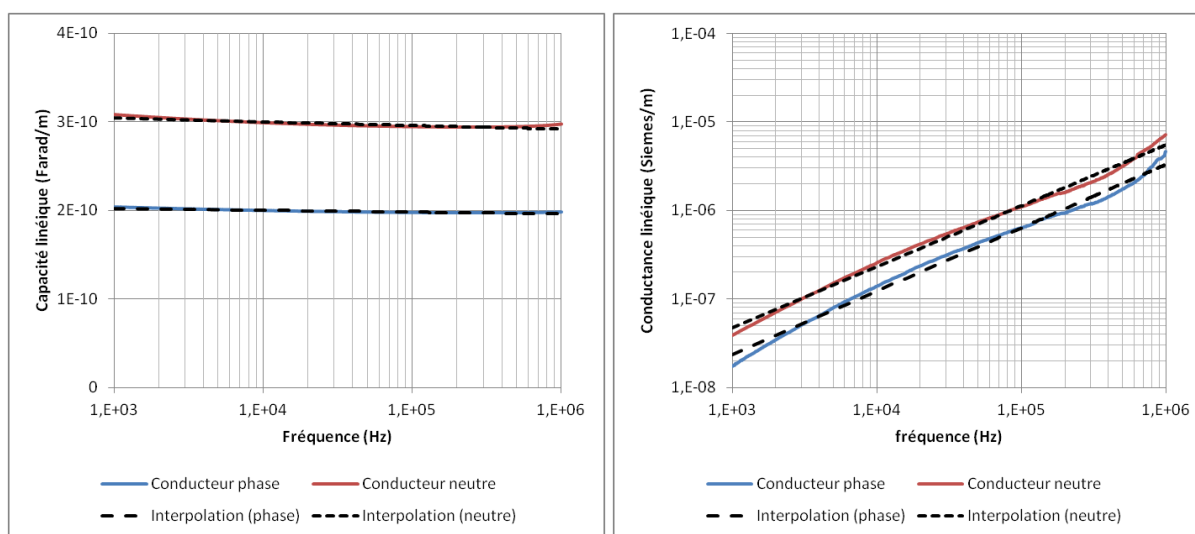


Figure 3.27 : Interpolation de la capacité et de la conductance linéique en fonction de la fréquence

La précision de l'interpolation de la capacité linéique et de la conductance linéique des deux types de conducteurs par la fonction de puissance est exposée dans le tableau 3.8.

	Conducteur de phase		Conducteur de neutre	
	Capacité	Conductance	Capacité	Conductance
Erreur relative	0,3 %	11,4 %	0,5 %	8,6 %
Erreur max	2×10^{-12} Farad	$1,3 \times 10^{-6}$ Siemens	6×10^{-12} Farad	$1,7 \times 10^{-6}$ Siemens
Erreur moyenne	$0,7 \times 10^{-12}$ Farad	$0,08 \times 10^{-6}$ Siemens	$1,5 \times 10^{-12}$ Farad	$0,1 \times 10^{-6}$ Siemens

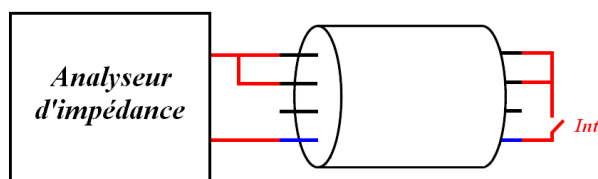
Tableau 3.7 : Erreurs de l'interpolation de la capacité et de la conductance linéiques

Les résultats d'approximation sont très bons pour la capacité linéique, moins pour la conductance linéique qui offre une erreur relative du même ordre de grandeur que la résistance linéique.

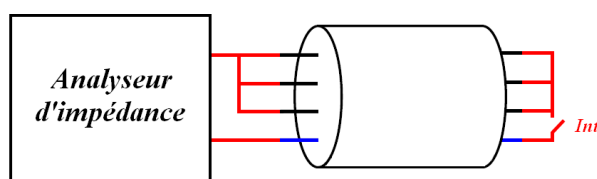
En conclusion, les résultats d'interpolation des paramètres primaires par une fonction de puissance dans cette bande de fréquence de 1 kHz à 1 MHz ne sont pas parfaits, mais acceptables pour une étude comportementale.

3.3 Validation du modèle

Bien que le modèle cascadié soit issu de mesures, il est important d'étudier sa validité en le comparant à des mesures d'impédance dans des configurations autres que celles qui ont permis de paramétrer le modèle (cf figures 3.28 et 3.29). Deux configurations de mesure « test 1 » et « test 2 » sont réalisées sur le tronçon de câble souterrain BT de 2 mètres. Le modèle cascadié (1 cellule) est simulé de façon à reproduire ces configurations.



Int ouvert : câble en CO Int fermé : câble en CC
Figure 3.28 : Configuration « test 1 »



Int ouvert : câble en CO Int fermé : câble en CC
Figure 3.29 : Configuration « test 2 »

A noter que ces deux configurations auraient pu être utilisées pour identifier l'ensemble des paramètres primaires du modèle.

La figure 3.30 illustre le résultat de la configuration « test 1 ». Les courbes bleue et rouge représentent respectivement la mesure de l'impédance en circuit ouvert et en court-circuit. Les courbes noires en pointillé sont issues des simulations.

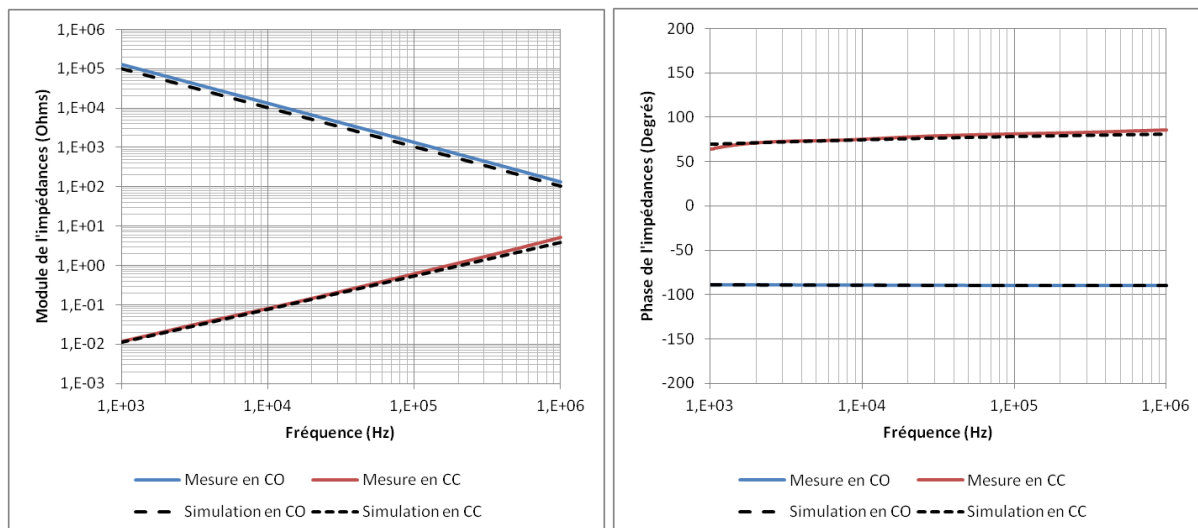


Figure 3.30 : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'impédance dans la configuration « test 1 »

Pour cette première comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 22,4 % pour le module en circuit ouvert et de 10,9 % en court circuit. Pour la phase, l'erreur relative est de 0.1 % en circuit ouvert et 0,8% en court circuit (cf tableau 3.9).

	En circuit ouvert		En court circuit	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	22,4 %	0,1 %	10,9 %	0,8 %
Erreur max	27370 Ohms	0,3 Degré	1,5 Ohms	5,7 Degrés
Erreur moyenne	4144 Ohms	0,1 Degré	0,2 Ohm	2,1 Degrés

Tableau 3.8 : Erreurs du modèle "cascadé" par rapport à la configuration « test 1 »

La figure 3.31 illustre le résultat de la configuration « test 2 ». Les courbes bleue et rouge représentent respectivement la mesure de l'impédance en circuit ouvert et en court-circuit. Les courbes noires en pointillé sont issues des simulations.

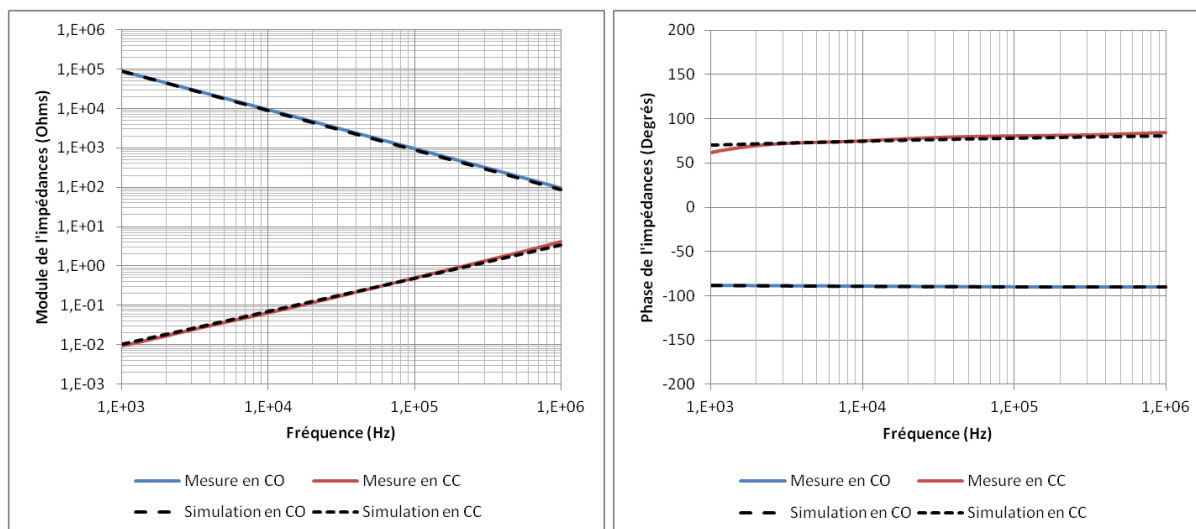


Figure 3.31 : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'impédance dans la configuration « test 2 »

Pour cette deuxième comparaison, le résultat obtenu offre une erreur relative du modèle vis-à-vis de la mesure de 5,2 % pour le module en circuit ouvert et de 7,4 % en court circuit. Pour la phase, l'erreur relative est de 0,2 % en circuit ouvert et 0,9 % en court circuit (cf tableau 3.10).

	En circuit ouvert		En court circuit	
	Module	Phase	Module	Phase
Erreur relative	5,2 %	0,2 %	7,4 %	0,9 %
Erreur max	3140 Ohms	0,4 Degré	0,78 Ohms	8,6 Degrés
Erreur moyenne	586 Ohms	0,2 Degré	0,08 Ohms	2,3 Degrés

Tableau 3.9 : Erreurs du modèle "cascade" par rapport à la configuration « test 2 »

En conclusion, le modèle cascadié, ici uniquement une cellule, permet de reproduire dans son ensemble le comportement de ce tronçon de 2 mètres dans cette gamme de fréquences. Les résultats de simulation concernant la phase des impédances sont très corrects de par une erreur relative inférieure à 1 % pour les deux configurations « test 1 » et « test 2 », que ce soit en circuit ouvert ou court-circuit. Concernant le module, les erreurs relatives obtenues pour les deux configurations sont plus importantes que celles de la phase et principalement pour la configuration « test 1 » en CO. Cette erreur s'explique par une interpolation non parfaite où la résistance et la conductance offrent une erreur relative d'environ 10 % chacune. A cela peut s'ajouter certains phénomènes négligés lors de la simplification du modèle de câble de distribution BT mis en place (cf partie 3.1 de ce chapitre).

4 Etude de transmission HF à travers un câble de distribution

La dernière partie de ce chapitre 3 est consacrée à l'étude de transmission de signaux HF à travers le modèle cascadié du câble souterrain BT. Dans un premier temps, comme pour l'étude de transmission à travers un transformateur de distribution, des mesures de transmission avec l'analyseur de spectre possédant un générateur de signal 50 Ohms et un récepteur de 50 Ohms sur le tronçon du câble BT ont été réalisées dans la bande de fréquence de 10 kHz à 1 MHz. Pour reproduire ces mesures, le générateur de signal est modélisé de façon indiquée au chapitre précédent, c'est-à-dire avec un générateur produisant une tension de 2 V, soit 6 dBV, avec une impédance de 50 Ohms en série. Ensuite, le modèle cascadié, plus exactement, la cellule représentant le tronçon du câble souterrain BT de 2 mètres sera comparé aux mesures de transmission sur celui-ci. Dans un troisième temps, le modèle cascadié sera simulé pour représenter une longueur du câble souterrain de BT d'une longueur de 100 mètres. Le comportement de celui-ci sera analysé par le biais des phénomènes de propagations présentés en début de chapitre. Enfin, plusieurs études paramétriques, comme l'influence des impédances d'entrées/sorties, de la longueur du câble et de la présence d'une dérivation seront exposées.

4.1 Comparaison du modèle cascadié à la mesure

La présentation des résultats se fait phase par phase. Elle débute par la phase A où le niveau de tension du signal de la borne BT_A1 et BT_A2 est exprimé en dBV, puis par la phase B, et enfin se termine avec la phase C. L'analyse de chacune des bornes se contente d'étudier le gain généré par le câble sur les signaux HF, sur la plage de fréquences allant de 10 kHz à 1 MHz en lien avec la plage de mesures. Le câble est raccordé comme sur la figure 3.32. Le générateur est relié sur la phase BT_A1 et les phases non excitées sont chargées par une impédance R de 50 Ohms. Le neutre, quand à lui, était relié à la masse en entrée du câble (NT_N1). La simulation, quant à elle, est réalisée dans la bande de fréquences du modèle, soit de 1 kHz à 1 MHz.

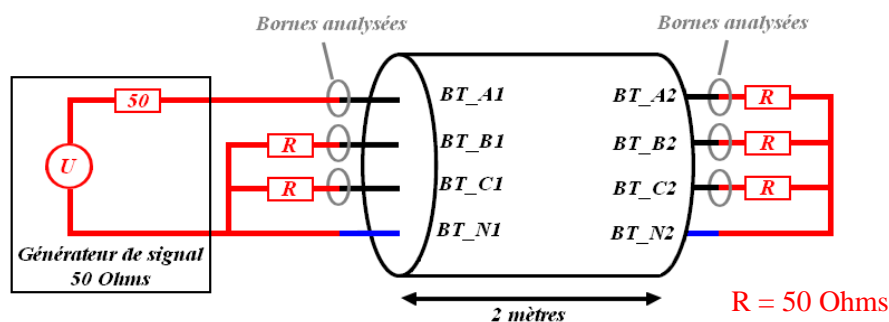


Figure 3.32 : Configuration de mesure et de simulation du tronçon de câble BT

Les figures 3.33 et 3.34 correspondent pour la première au niveau d'injection sur la borne BT_A1 et la seconde le niveau de réception au niveau de la borne BT_A2.

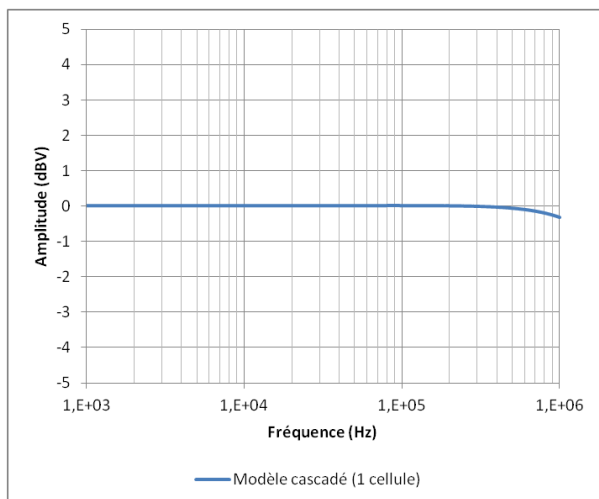


Figure 3.33 : Niveau de tension sur la borne BT_A1

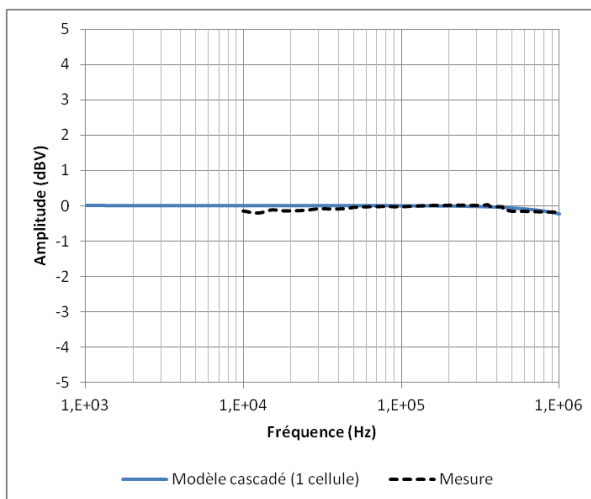


Figure 3.34 : Niveau de tension sur la borne BT_A2

Le niveau de tension au niveau de la phase BT_A1 est de 0 dBV (1V) jusqu'à 500 kHz avant de décroître très légèrement. Ce niveau correspond pratiquement à la condition où un équipement HF de 50 Ohms serait raccordé au générateur de signal 50 Ohms. En effet, l'impédance du conducteur de phase est très faible pour un tronçon de 2 mètres. Mise en série avec une impédance de 50 Ohms, cette dernière prédomine alors sur l'ensemble, ce qui a pour conséquence, au niveau du générateur de signal, que celui-ci visualise une impédance de 50 Ohms en son entrée.

Au niveau de la phase BT_A2, le niveau est très similaire à la phase BT_A1. La mesure concorde avec ce résultat. L'atténuation pour un tronçon de 2 mètres est négligeable.

Les figures 3.35 et 3.36 correspondent respectivement au niveau de réception de la borne BT_B1 et de la borne BT_B2.

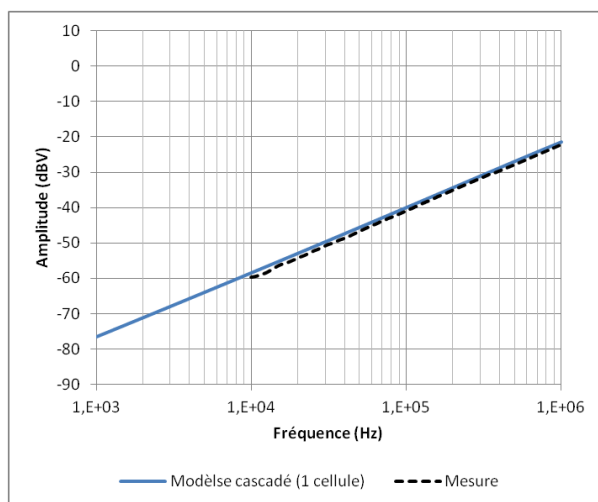


Figure 3.35 : Niveau de tension sur la borne BT_B1

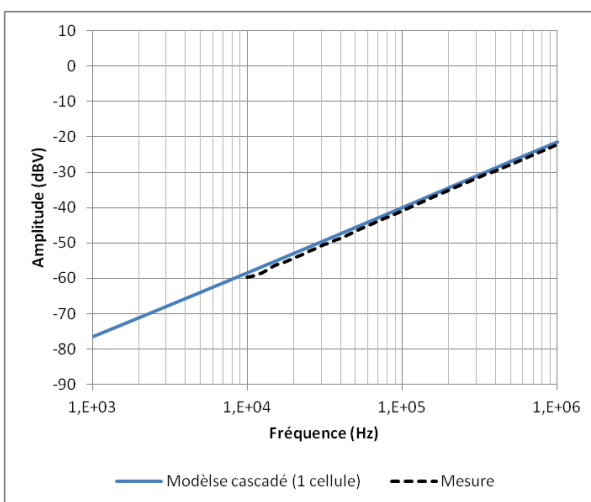


Figure 3.36 : Niveau de tension sur la borne BT_B2

Le niveau de tension reçu aux bornes BT_B1 et BT_B2 sont très similaires, comme pour la mesure. Ces résultats démontrent un couplage entre la phase A, où les signaux sont injectés, et les deux autres phases B et C. Ce couplage est induit par la capacité entre les conducteurs, du fait que la conductance entre ceux-ci est négligeable. Pour vérifier ce fait, une simulation identique sans la conductance dans la cellule élémentaire a été réalisée. Elle a eu pour effet d'obtenir un résultat de simulation similaire à celui acquis avec la prise en compte de la conductance.

Les figures 3.37 et 3.38 correspondent respectivement au niveau de réception de la borne BT_C1 et de la borne BT_C2.

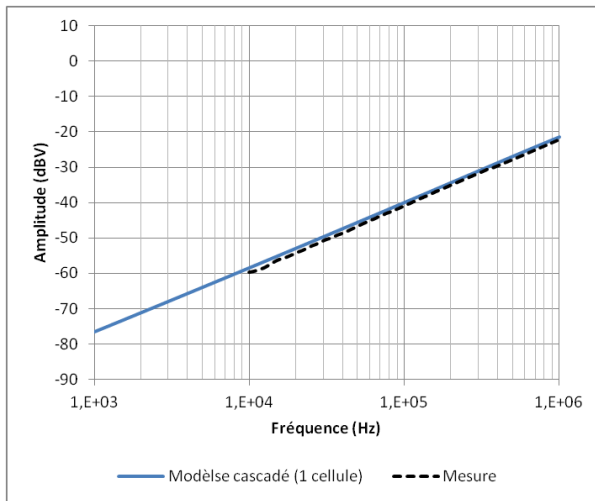


Figure 3.37 : Niveau de tension sur la borne BT_C1

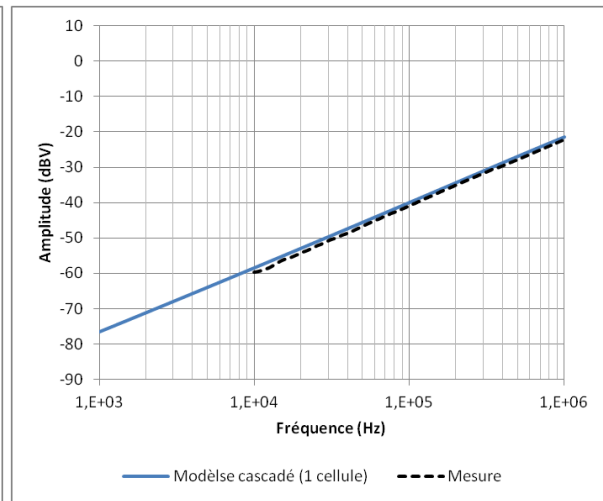


Figure 3.38 : Niveau de tension sur la borne BT_C2

Les niveaux de tension et de la mesure à l'entrée et en sortie du câble sur la phase BT_C sont équivalents à ceux obtenus pour la phase BT_B pour les mêmes raisons.

En conclusion, les résultats de simulation obtenus par le modèle cascadié sont cohérents avec la mesure de la section du câble souterrain BT de 2 m.

La section suivante aura pour objectif d'analyser le comportement du modèle cascadié en lien avec les phénomènes de propagation présentés en début de chapitre, lorsque que celui-ci représente le câble souterrain BT pour une longueur de 100 mètres.

4.2 Analyse du modèle pour une représentation d'un câble de 100 m

La présentation des résultats se fait dans un premier temps par la phase A puis dans un second temps pour la phase B et C. L'analyse des résultats de chacune des phases se fait par une explication des phénomènes de propagation observés par le bais du gain généré par le câble, mais également par d'autres outils. La configuration de transmission est identique à l'étude précédente, avec les phases non excitées chargées par une impédance R de 50 Ohms (cf figure 3.39). Le modèle cascadié est paramétré pour représenter un câble de 100 mètres.

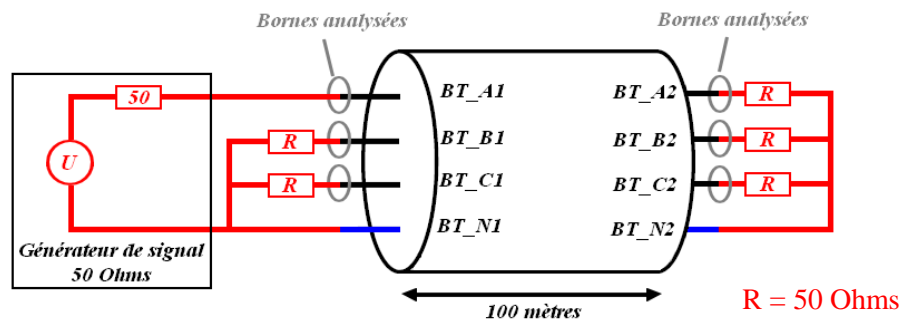


Figure 3.39 : Configuration du modèle cascadié pour une simulation d'un câble BT de 100m

4.2.1 – Analyse des résultats de la phase A

Les figures 3.40 et 3.41 correspondent pour la première au niveau d'injection sur la borne BT_A1 et la seconde au niveau de réception sur la borne BT_A2.

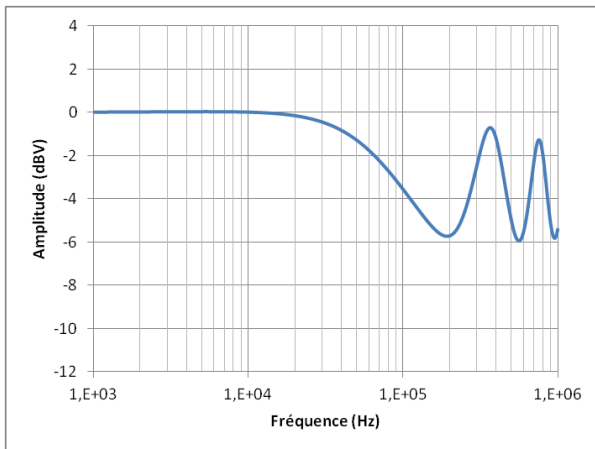


Figure 3.40 : Niveau de tension sur la borne BT_A1

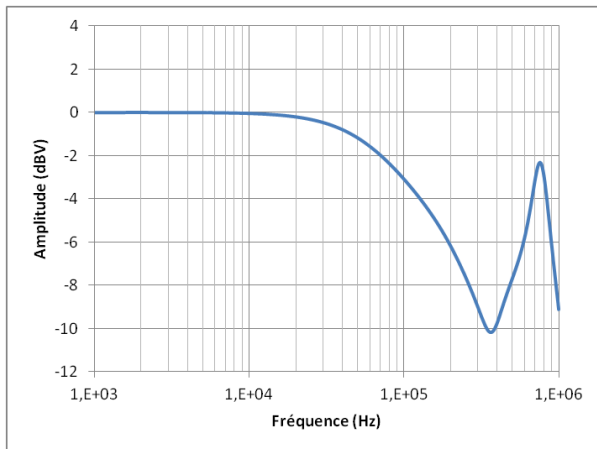


Figure 3.41 : Niveau de tension sur la borne BT_A2

Le niveau de tension au niveau de la borne BT_A1 varie en fonction de la fréquence. Cette variation est liée à l'impédance vue par le générateur de signal 50 Ohms comme l'illustre la figure 3.42. Pour l'étude précédente avec le tronçon de 2 mètres, le générateur visualisait une impédance proche de 50 Ohms sur l'ensemble de la plage de fréquences. Avec un câble de 100 mètres, les phénomènes de propagation dans le câble modifient cette impédance vue par le générateur, ce qui a pour conséquence d'entraîner des pertes d'insertion du signal provenant du générateur 50 Ohms.

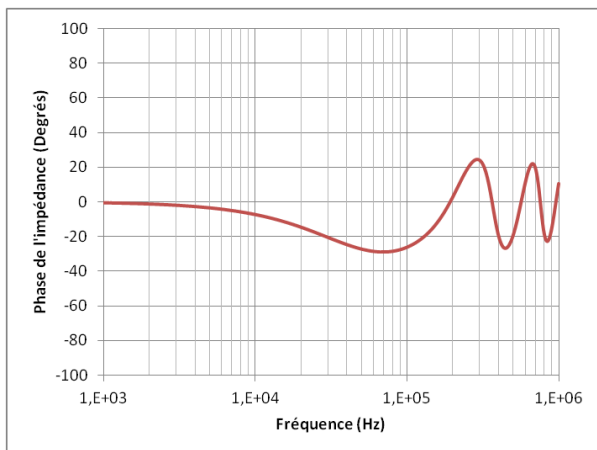
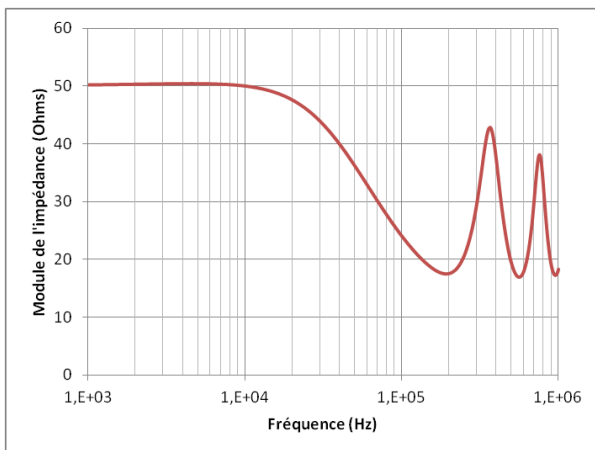


Figure 3.42 : Module et phase de l'impédance vue par le générateur de signal 50 Ohms raccordé à la borne BT_A1

Dans le cas d'une transmission sur une ligne bifilaire, l'impédance vue par le générateur de signal \overline{Z}_{in} , se définit par l'équation 3.51. Celle-ci dépend des paramètres secondaires \overline{Z}_C et $\overline{\gamma}$, de l'impédance en sortie du câble \overline{Z}_L et de sa longueur l .

$$\overline{Z}_{in}(l) = \overline{Z}_C \times \frac{\overline{Z}_L + \overline{Z}_C \times \tanh(\overline{\gamma}l)}{\overline{Z}_C + \overline{Z}_L \times \tanh(\overline{\gamma}l)} \quad (3.51)$$

Le niveau de tension concernant la borne BT_A2 varie également en fonction de la fréquence, mais différemment qu'à la borne BT_A1. Ces variations sont en lien avec le phénomène de multitrajets. Au niveau de la fréquence 360 kHz, il s'y produit un évanouissement en fréquence en lien avec un

déphasage de 180 ° entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. Pour le pic à la fréquence de 730 kHz, il provient du fait que les ondes incidente et réfléchie se retrouvent en phase, ce qui génère une onde résultante avec une amplitude plus importante que dans le cas où il n'y aurait pas d'onde réfléchie.

Concernant les amplitudes à ces deux fréquences, le tableau 3.11 regroupe les amplitudes des signaux aux bornes BT_A1 et BT_A2, ainsi que les gains entre ces deux bornes.

Fréquence	360 kHz	730 kHz
Tension à la borne BT_A1	- 0,7 dBV	- 1,3 dBV
Tension à la borne BT_A2	- 10,2 dBV	- 2,3 dBV
Gain entre BT_A1 et BT_A2	- 9,5 dB	- 1 dB

Tableau 3.10 : Amplitude des signaux aux extrémités du conducteur de la phase A

La figure 3.43 représente le gain entre les bornes BT_A1 et BT_A2. Elle permet d'illustrer le gain entre ces deux bornes.

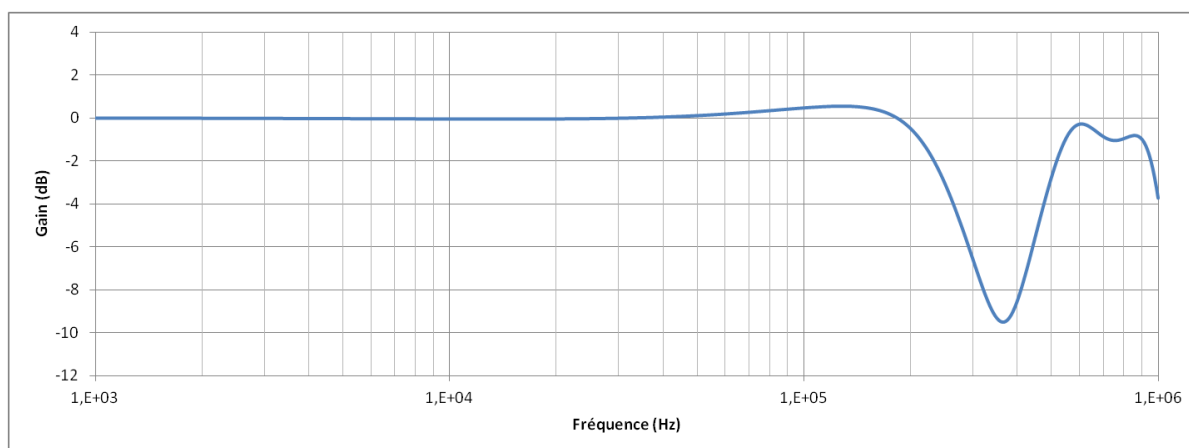


Figure 3.43 : Gain du modèle entre la borne BT_A1 et la borne BT_A2

Cette figure montre bien les phénomènes de propagation que sont l'évanouissement en fréquence à 360 kHz et l'amplification de l'onde résultante à 730 kHz. De plus, elle présente également un léger gain de 0,5 dBV au niveau de la fréquence de 110 kHz. A cette fréquence, les ondes incidente et réfléchie sont déphasées d'environ 90°. Associée à une faible atténuation générée par le conducteur de phase à cette fréquence pour 100 mètres de câble, le comportement du câble présente au final un léger gain positif à cette fréquence.

Pour illustrer l'ensemble de ces phénomènes de multitrajets se produisant à ces fréquences, une transmission d'un échelon a été réalisée à la fréquence de 360 kHz et 730 kHz pour démontrer que les signaux sont bien déphasés de 180° pour la première et en phase pour la seconde.

La figure 3.44 présente la transmission d'un échelon à la fréquence de 360 kHz. Sur celle-ci, les deux bornes BT_A1 et BT_A2 sont présentes pour pouvoir déterminer le temps de propagation dans le câble de 100 mètres à cette fréquence.

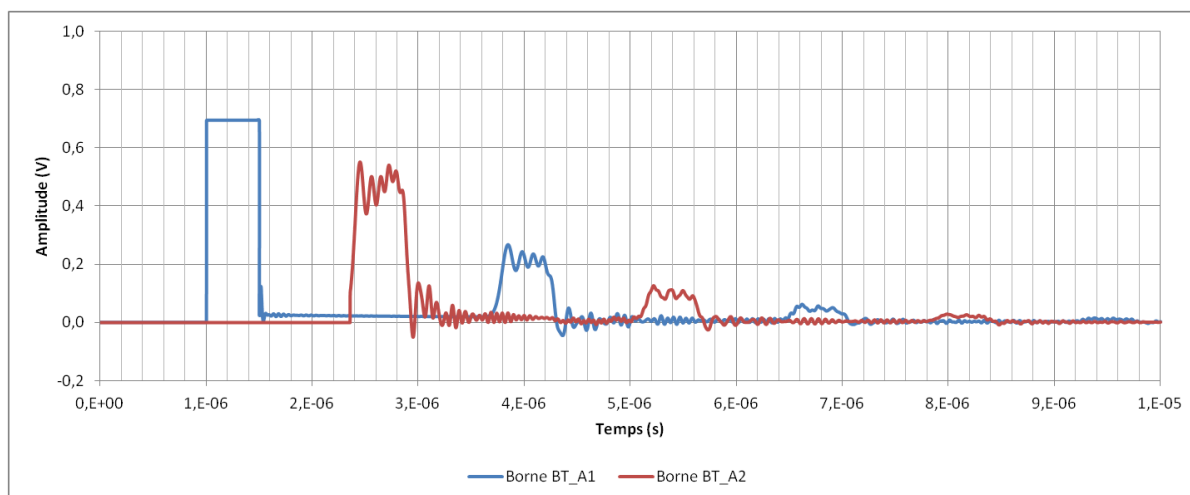


Figure 3.44 : Transmission d'un échelon à la fréquence de 360 kHz sur la phase A

Dans un premier temps, la figure illustre plusieurs phénomènes. Le premier est un phénomène de surtension sur les parties montante et descendre des échelons reçus qui s'atténue avec le temps. Celui-ci provient des effets capacitifs du câble BT. Plus le câble sera de longueur importante, plus les surtensions seront importantes [5]. Le second phénomène est le phénomène de multitrajets de par la réception de l'échelon plusieurs fois par les bornes BT_A1 et la borne BT_A2 jusqu'à atténuation complet de celui-ci.

Ensuite, dans un second temps, la transmission d'un échelon à la fréquence de 360 kHz donne le temps de propagation de celui-ci dans le modèle représentant 100 mètres de câble. Le temps de propagation de l'échelon est de $1,4 \mu\text{s}$. La vitesse de propagation correspond au rapport entre la distance du câble sur le temps de propagation, à la fréquence de 360 kHz dans un câble de 100 mètres, celle-ci est de $7,14 \times 10^7 \text{ m/s}$. A partir de cette vitesse de propagation v (en m/s) et de la fréquence f (en Hz), il est alors possible de déterminer la longueur d'onde λ (en m) du signal par l'équation 3.11.

Au final, les propriétés du câble, à cette fréquence de transmission de 360 kHz, entraînent une longueur d'onde du signal d'environ 198 mètres. Lors de la présentation des phénomènes de propagation au début du chapitre, il a été exposé qu'un déphasage de 180° entre les ondes incidente et réfléchie se réalise tous les $N \times (\lambda/4)$, avec N un entier pair défini par l'équation $N = \sum_{x=0}^{\infty} 2 + 4x$, introduisant le phénomène d'évanouissement en fréquence. Dans le cas d'étude actuel, le premier évanouissement se produit à une longueur de câble de 99 mètres avec les approximations de calcul, ce qui est en parfaite cohérence avec les résultats de simulation obtenus avec le modèle cascadié représentant un câble souterrain BT de 100 mètres.

Il est également possible de visualiser le déphasage sur la transmission d'un sinus à la même fréquence sur la borne BT_A1 à partir de la figure 3.45

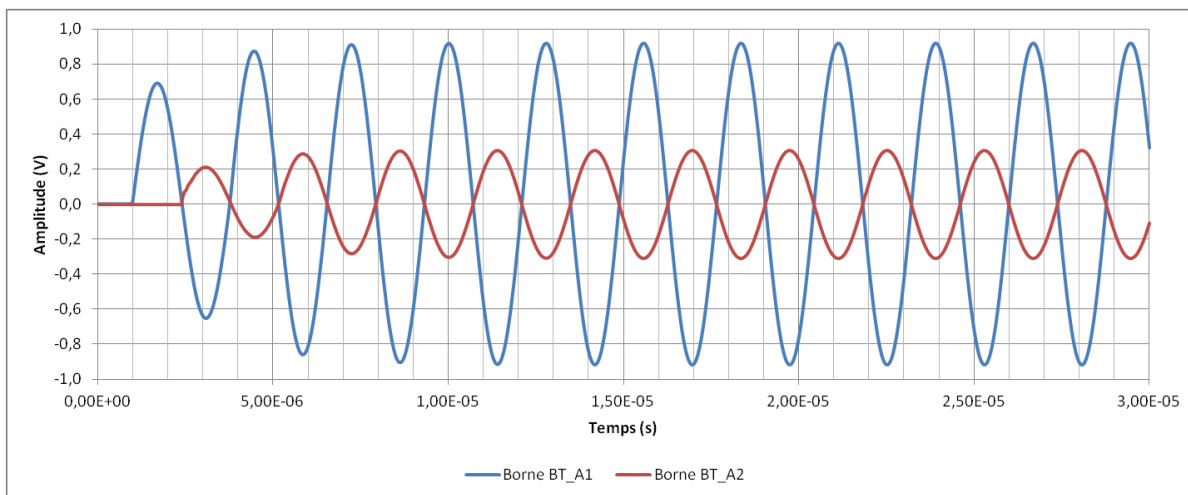


Figure 3.45 : Transmission d'un sinus à la fréquence de 360 kHz sur la phase A

Sur cette figure, le temps de propagation est également visible et montre bien un déphasage de 180° entre l'onde résultante au niveau de la borne BT_A1 et la borne BT_A2. L'amplitude de ces deux sinusoïdes augmente avec le temps en lien avec le temps de propagation de l'échelon à travers la phase A. En effet, lors de la réception par la borne BT_A1 de l'onde réfléchie au niveau de la borne BT_A2, elle se retrouve en phase avec l'onde incidente, ce qui a pour effet d'augmenter l'amplitude de l'onde résultante au niveau de cette borne BT_A1. Il en est de même pour la borne BT_A2. Au final, après 10 μ s, il est possible de retrouver l'atténuation déterminée précédemment entre le niveau de tension des deux bornes. A partir de la figure 3.45, le niveau de tension du sinus à la borne BT_A1 est de 0,919 V, soit -0,7 dBV, et de 0,306 V pour la borne BT_A2, soit -10,2 dBV, ce qui permet de retrouver l'atténuation de -9,5 dB du tableau 3.11.

Concernant le phénomène d'amplification à la fréquence de 730 kHz, la figure 3.46 présente la transmission d'un échelon à cette fréquence sur le câble. Sur cette figure, les deux bornes BT_A1 et BT_A2 sont présentes pour pouvoir déterminer le temps de propagation comme précédemment.

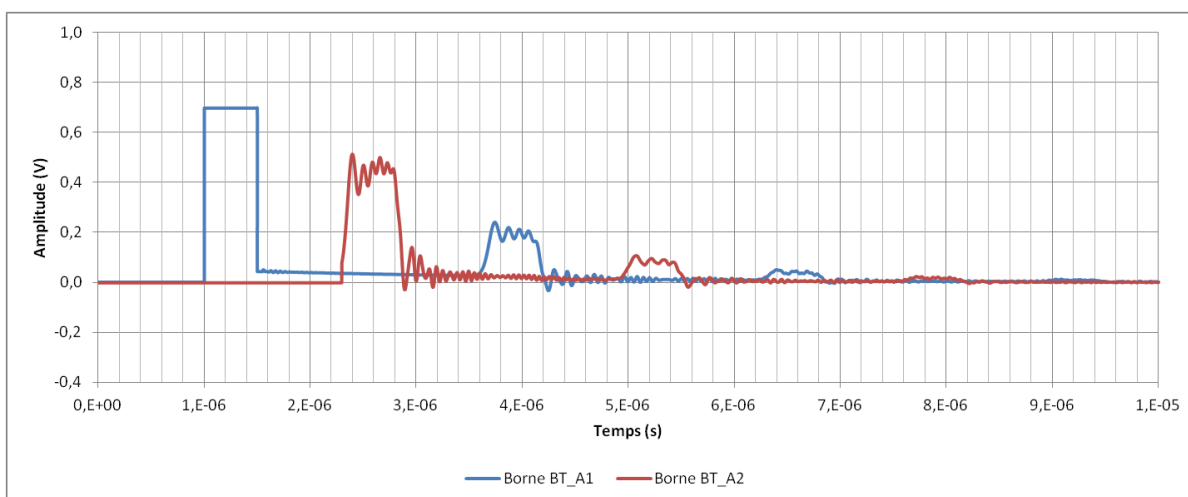


Figure 3.46 : Transmission d'un échelon à la fréquence de 730 kHz sur la phase A

Les phénomènes observés sont identiques que précédemment. Le temps de propagation est de 1,3 μ s environ, ce qui permet d'obtenir une vitesse de propagation dans le câble à cette fréquence de $7,41 \times 10^7$ m/s, et au final une longueur d'onde de 105 mètres. Cette longueur d'onde correspond au cas particulier de transmission où la longueur du câble dispose d'une distance proche de $N \times (\lambda/4)$, avec

N un entier pair défini par l'équation $N = \sum_{x=0}^{\infty} 4 + 4x$, ce qui à pour effet d'introduire une amplification de l'onde résultante, de par un déphasage de 360° entre les ondes incidente et réfléchie. Dans le cas d'étude actuel, le premier déphasage de 360° se produit pour une longueur de câble de 105 mètres avec les approximations de calcul, ce qui est en parfaite cohérence avec les résultats de simulation du modèle cascadié. Cela peut se vérifier également comme précédemment, sur la transmission d'un sinus à 730 kHz sur la phase A. La figure 3.47 illustre le résultat.

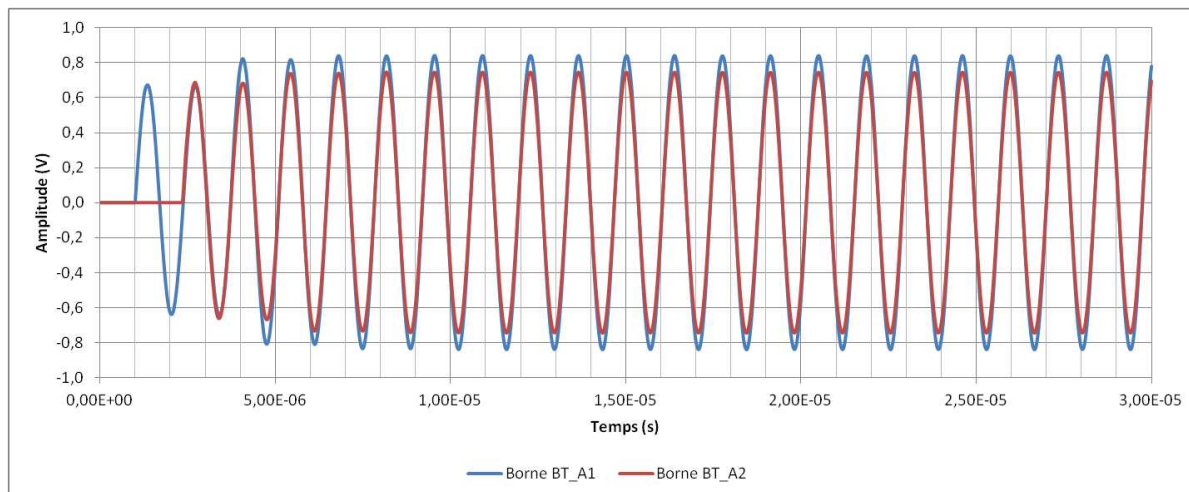


Figure 3.47 : Transmission d'un sinus à la fréquence de 730 kHz sur la phase A

Le temps de propagation correspond à une distance de la longueur d'onde, ce qui implique des sinusoïdes au niveau de la borne BT_A1 et BT_A2 en phase. L'amplitude de ces deux sinusoïdes augmente avec le temps, toujours en adéquation avec le temps de propagation observé pour la transmission d'un échelon à travers la phase A. Après $10 \mu\text{s}$, il est possible de retrouver l'atténuation déterminée précédemment entre le niveau de tension des deux bornes. A partir de la figure 3.47, le niveau de tension du sinus à la borne BT_A1 est de 0,86 V, soit -1,3 dBV, et de 0,76 V pour la borne BT_A2, soit -2,3 dBV, ce qui permet de retrouver une atténuation de -1 dB.

4.2.2 Analyse des résultats pour les phases B et C

Au niveau des phases B et C, les figures 3.48 et 3.49 représentent pour la première le niveau de réception sur les bornes BT_B1 et BT_C1, et la seconde le niveau de réception au niveau des bornes BT_B2 et BT_C2. En effet, les résultats obtenus pour les deux bornes du même coté du câble sont similaires.

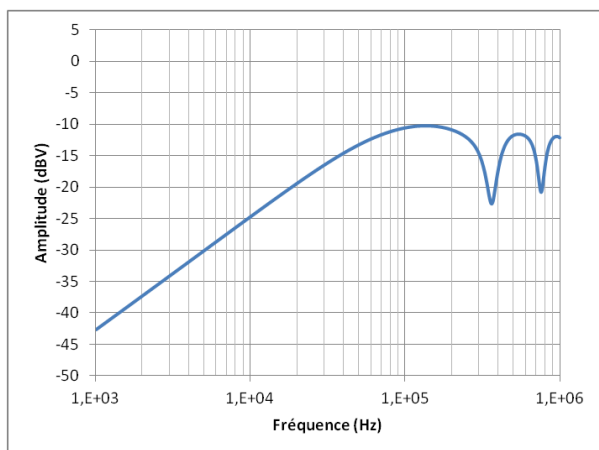


Figure 3.48 : Niveau de tension sur les bornes BT_B1/C2

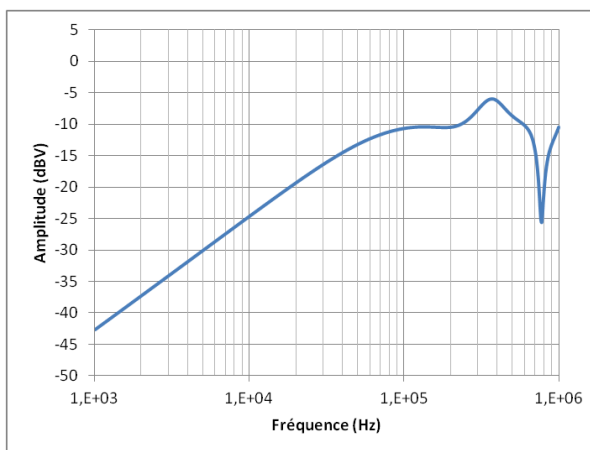


Figure 3.49 : Niveau de tension sur les bornes BT_B2/C2

Comme lors de l'analyse de la transmission sur le tronçon de 2 mètres, le couplage entre la phase A et les deux phases B et C est présent et augmente avec la fréquence, pour être très proche du niveau de tension de la borne BT_A1. Les figures 3.50 et 3.51 représentent, respectivement, le gain entre la borne BT_A1 et les deux bornes BT_B1 et BT_C1, et entre la borne BT_A1 et les deux bornes BT_B2 et BT_C2.

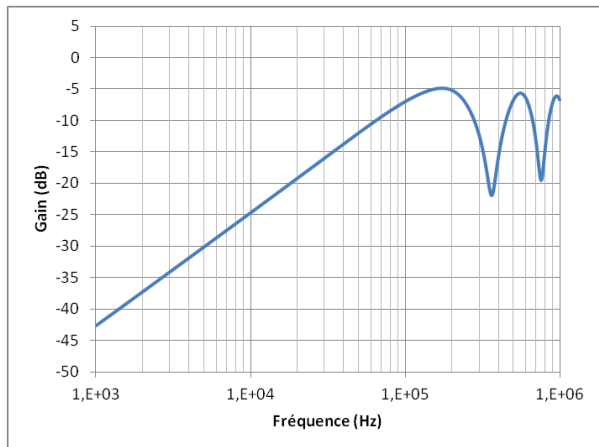


Figure 3.50 : Gain entre BT_A1 et BT_B1

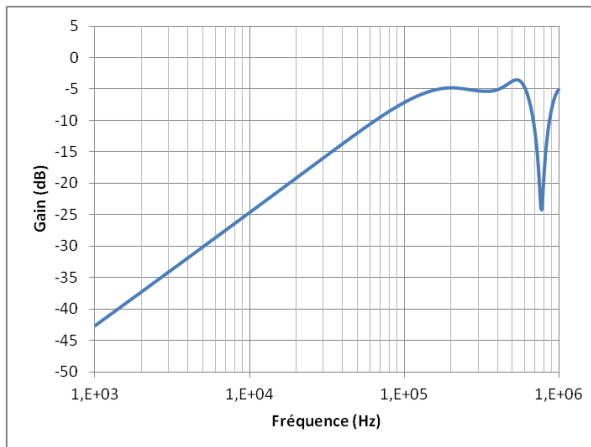


Figure 3.51 : Gain entre BT_A1 et BT_B2

Le gain observé est de -5 dB à partir de la fréquence de 150 kHz. Ce couplage important à partir de cette fréquence, a pour conséquence de retrouver les phénomènes de propagation à la fréquence de 360 kHz et 730 kHz sur les phases B et C, toutefois avec une petite différence.

En effet, à la première fréquence de 360 kHz, sur la phase A, il se produit un évanouissement au niveau de la borne BT_A1. En transmettant un échelon à cette fréquence dans le câble de 100 mètres, la figure 3.52 illustre les différents échelons aux bornes de la phase B et C.

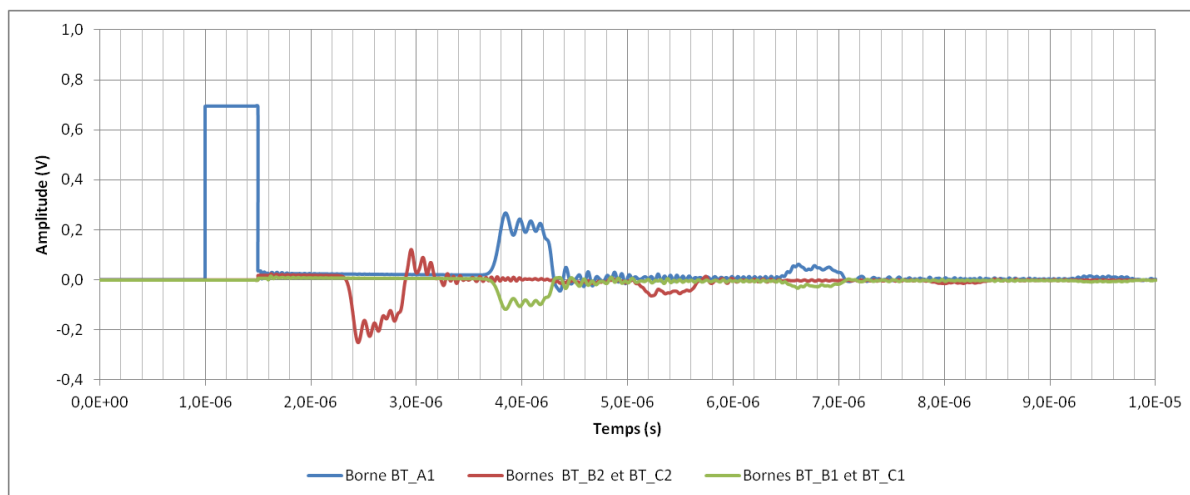


Figure 3.52 : Transmission d'un échelon à la fréquence de 360 kHz sur la phase A, B et C

L'échelon partant de la borne BT_A1 arrive dans un premier temps à la borne BT_B2 et BT_C2 puis au niveau des bornes BT_B1 et BT_C1. Le niveau de l'échelon est négatif du fait d'un coefficient de réflexion probablement négatif impliquant un changement de signe de l'échelon.

Le temps de propagation pour effectuer le trajet de la borne BT_A1 aux bornes BT_B2 et BT_C2 est de 1,4 µs, identique au temps pour arriver à la borne BT_A2. Pour arriver aux bornes BT_B1 et

BT_C1, le temps de propagation de l'échelon est de 2,8 μ s. Schématiquement, cette propagation peut être représentée comme sur la figure suivante.

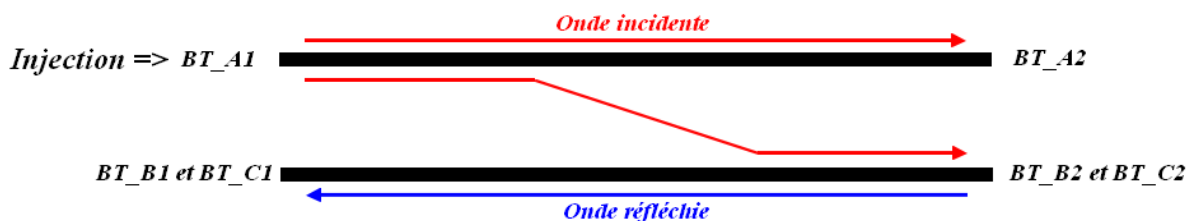


Figure 3.53 : Propagation de l'échelon à travers le modèle cascadi du câble BT triphasé

Pour conclure, le comportement du câble dans ces conditions de transmission a pour conséquence de générer des multitrajets et donc de présenter un comportement sélectif en fréquence de par la présence d'évanouissements. De plus, ces phénomènes de propagation ont pour effet d'entraîner des pertes d'insertion du signal issu du générateur de 50 Ohms. Au final, le niveau reçu à chacune des autres bornes du câble dépend de l'atténuation générée par les conducteurs du câble, des phénomènes d'évanouissement et d'amplification, ainsi que de la perte d'insertion entre le câble et le générateur de signal.

4.3 Etude paramétrique sur la longueur du câble

Pour analyser l'impact de la longueur du câble sur la transmission des signaux. Le modèle cascadi est configuré comme sur la figure 3.54, l'injection se fait par le générateur de signal au niveau de la borne BT_A1. Les autres bornes sont chargées par une impédance de 50 Ohms. Le neutre, quand à lui, est relié à la masse. La gamme de fréquences d'étude est de 1 kHz à 1 MHz.

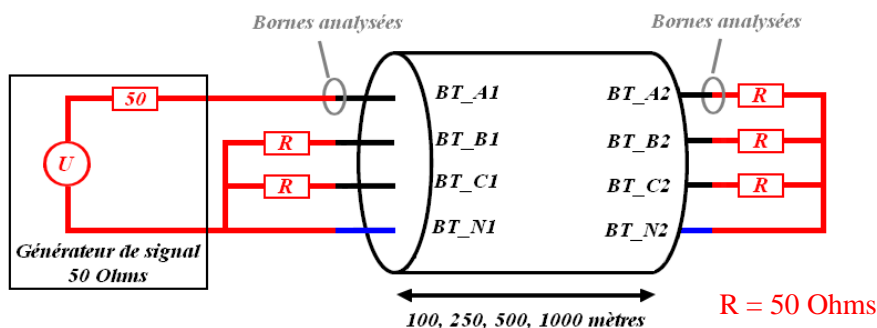


Figure 3.54 : Configuration du modèle cascadi pour l'étude sur la longueur du câble

La figure 3.55 montre l'évolution du gain entre la borne BT_A1 et la borne BT_A2 en fonction de la longueur du câble allant de 100 à 1 000 mètres en passant par 250 et 500 mètres.

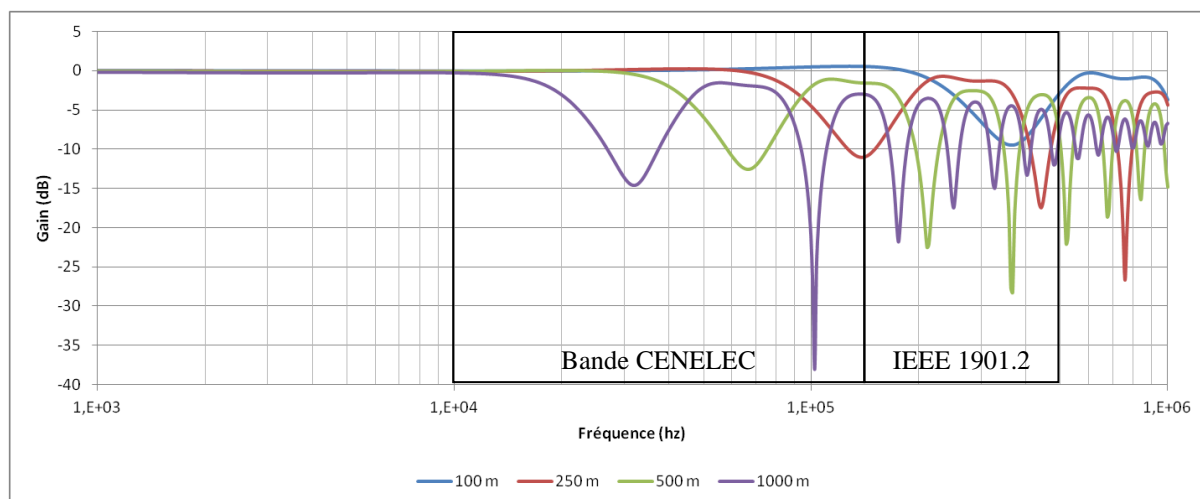


Figure 3.55 : Gains en fonction de la longueur du câble (Phase A)

Les résultats de simulation montrent une influence de la longueur du câble sur les transmissions. En effet, l'accroissement de la longueur du câble a pour conséquence, dans un premier temps, d'entraîner une présence des phénomènes de propagation plus bas en fréquence. Dans un second temps, une longueur de câble importante a pour effet d'atténuer les phénomènes de multitrajets. Ceci est très visible pour le câble de 1 000 mètres après 500 kHz. Toutefois, dans la bande de fréquence CENELEC et IEEE 1901.2, et surtout pour cette dernière, ce sont les évanouissements en fréquence qui prédominent, avec toutefois une diminution de la profondeur des évanouissements pour une transmission sur un câble de 1 000 mètres.

Ces résultats sont cohérents avec la littérature [16, 17, 18]. En faisant le rapprochement avec le chapitre 1, les réseaux « Indoor » présentent un canal très sélectif en fréquence de par un réseau ne faisant guère plus de quelques centaines de mètres, alors que pour les réseaux « Outdoor » de plusieurs kilomètres, au-delà du mégahertz, ils présentent un canal plutôt atténuatif avec l'augmentation de la fréquence.

Concernant le temps de calcul nécessaire pour simuler le modèle cascadié correspondant à un câble de distribution BT de 1 000 mètres avec une cellule élémentaire tous les 2 mètres, ce temps est d'environ 2-3 heures. La simulation a été réalisée sur un ordinateur équipé d'un processeur Intel Core i5 avec 4 Go de mémoire vive. Ce temps de simulation n'est pas négligeable et est une contrainte à l'étude de transmission sur un réseau de distribution complet. Il peut être alors utile de réaliser une étude permettant d'optimiser le nombre de cellule élémentaire pour modéliser le câble souterrain BT.

4.4 Etude paramétrique sur l'influence des impédances d'entrées/sorties

Comme pour le transformateur de distribution, les impédances en entrées et sortie du câble souterrain BT ne sont pas forcément de 50 ohms. Celles-ci dépendent de la charge du réseau, des clients et varient au cours du temps, de la fréquence et de l'espace.

Il est donc nécessaire de mettre en place une étude paramétrique afin de visualiser l'influence d'une impédance d'entrée et de sortie autre que 50 Ohms sur le gain du modèle. Pour cela, le modèle cascadié a été simulé pour une longueur de 500 mètres (cf figure 3.56), dans trois configurations d'impédances pour obtenir le gain du câble entre la borne « émettrice » BT_A1 et la borne « réceptrice » BT_A2.

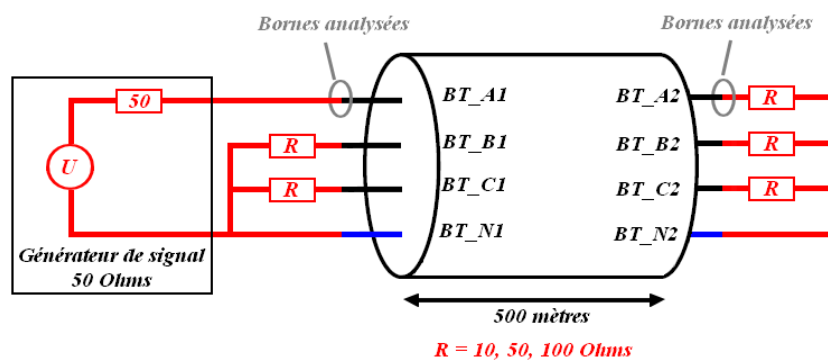


Figure 3.56 : Configuration du modèle cascadi pour l'étude sur les impédances d'entrées/sorties

L'impédance du générateur de signal est laissée à 50 Ohms, mais les impédances chargeant les différentes bornes du modèle sont configurées à 10, puis 50 et enfin 100 Ohms simultanément. La figure 3.57 représente les gains du câble entre les deux bornes BT de la phase A pour les trois configurations d'impédances d'entrées/sorties.

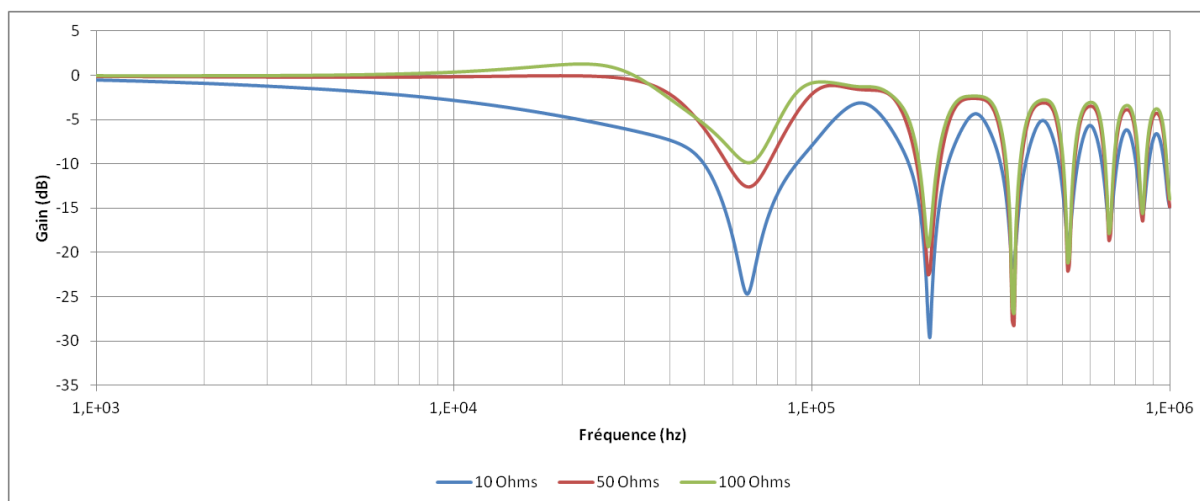


Figure 3.57 : Gains du modèle entre les bornes BT_A1 et BT_A2 pour des impédances de 10, 50 et 100 Ohms

La figure montre que les résultats pour des impédances de 50 et 100 Ohms sont très proches. Pour des impédances de 10 Ohms, cette dernière a pour conséquence en basses fréquences d'augmenter les pertes de transmission et d'accentuer la profondeur du premier évanouissement, puis en hautes fréquences, au niveau des lobes, de réduire leur largeur et donc d'agrandir la largeur fréquentielle des évanouissements.

En conclusion, comme pour le transformateur, la variation des impédances d'entrées/sorties modifie les résultats du modèle cascadi. Cette variation trouve son origine dans celle du coefficient de réflexion aux extrémités du câble. Cette étude paramétrique couplée à l'étude paramétrique sur la longueur du câble souterrain BT montre, que pour un réseau souterrain BT qui n'excède généralement pas le kilomètre entre le transformateur et le dernier client, ce seront les phénomènes de multitrajets qui prédomineront le comportement atténuatif de ce réseau BT, avec une amplification de ces phénomènes pour des impédances de faibles valeurs. Dans le cas des réseaux HTA, dans cette même gamme de fréquences, de par des distances de plusieurs dizaines de kilomètres, il peut être émis l'hypothèse que l'impact du phénomène de multitrajets sera moins important que sur les réseaux BT, et que leur comportement sera principalement régi par l'atténuation générée par les câbles.

4.5 Etude paramétrique sur l'influence d'une dérivation

Les réseaux HTA, comme BT, dispose de plusieurs branches, dérivations, pour permette la circulation de l'énergie et ainsi l'acheminer à l'ensemble de clients. Dans le cas des réseaux BT, hormis dans quelques configuration rurales où un transformateur alimente un seul client, le réseau BT, même rural, dispose d'une ou plusieurs dérivations, et plus encore dans des réseaux suburbains et urbains. Il est alors nécessaire d'étudier l'impact d'une dérivation sur la transmission. Pour cela, trois études paramétriques sont mises en place. La première consiste à étudier l'influence des impédances d'entres sorties. La seconde concerne l'impact de la longueur de la dérivation, et la dernière son positionnement. La figure 3.58 représente le réseau « simple » mis en place pour réaliser ces études paramétriques. L'étude se focalise sur la phase A entre le point d'injection du générateur de signal 50 Ohms et le point de réception en sortie du deuxième câble.

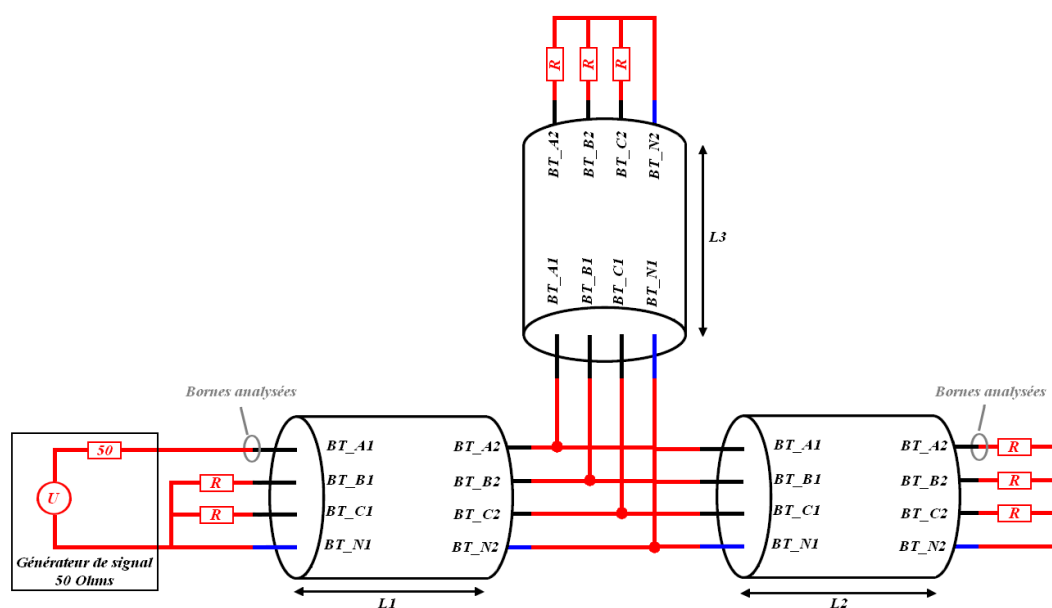


Figure 3.58 : Configuration du réseau « simple » pour l'étude de la dérivation

Pour chacune des études paramétriques, la configuration de simulation sera précisée.

4.5.1 Influence des impédances d'entrées/sorties

Comme pour l'étude mise en place sur le modèle cascadié représentant un câble, il est nécessaire de réappliquer cette étude sur l'élaboration d'un réseau simple composé de trois câbles dont un câble pour la dérivation. En effet, du fait de la validité de représentation du comportement du modèle élaboré en lien avec les mesures réalisées, cette configuration de transmission sur un réseau simple a pour effet de modifier les impédances d'entrées et de sorties au niveau de chacun des câbles et donc d'amplifier les phénomènes de multitrajets, principalement quand ces impédances sont faibles.

Il a donc été décidé de mettre en place cette étude paramétrique. Pour cela, le réseau « simple » est composé de deux câbles de 250 mètres, soit 500 mètres entre le générateur de signal et le point de réception, avec une dérivation entre ces deux câbles de 50 mètres. Cette configuration est simulée avec l'impédance du générateur de signal à 50 Ohms et les impédances chargeant les différentes bornes des câbles à 10, puis 50 et enfin 100 Ohms.

Le choix de ces longueurs se justifie par le fait de représenter un réseau de distribution et donc une distance réaliste entre un poste de distribution et le dernier client se trouvant à moins d'un demi-

kilomètre de celui-ci. La figure 3.59 présente les gains du réseau simple entre le générateur de signal et le point de réception pour les trois configurations d'impédances d'entrées/sorties.

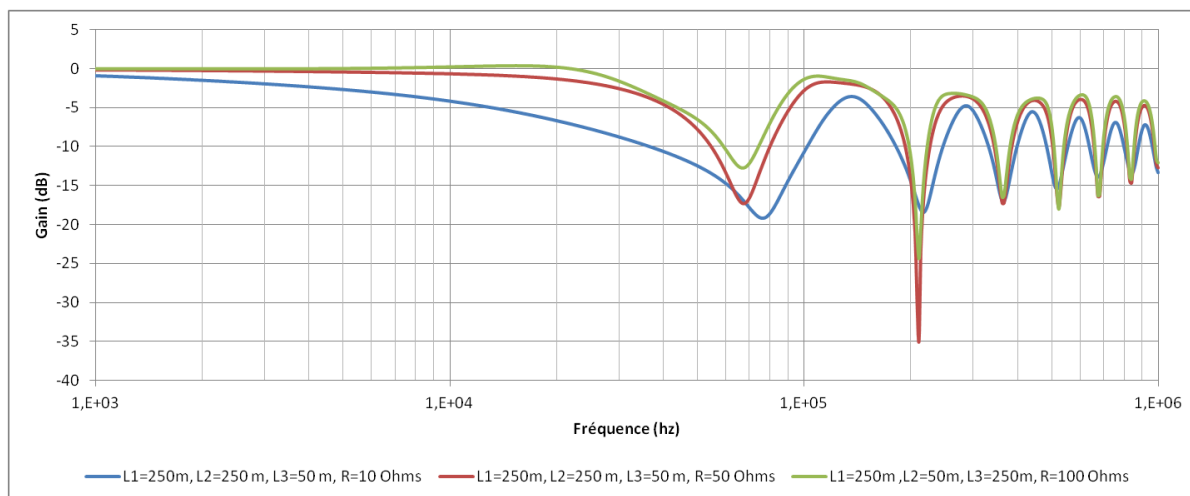


Figure 3.59 : Gains du réseau simple en fonction des impédances de 10, 50 et 100 Ohms (Phase A)

Les fonctions de transfert évoluent en fonction de ces impédances. Par rapport à l'impédance de référence 50 Ohms, l'utilisation d'impédances de 100 Ohms a pour effet de diminuer les évanouissements en fréquence, mais reste négligeable vis-à-vis d'une utilisation d'impédances de 10 Ohms. En effet, comme pour le résultat concernant le câble de 500 m, cette dernière a pour conséquence, en basses fréquences d'augmenter les pertes de transmission, et, en hautes fréquences, au niveau des lobes, de réduire leur largeur et donc d'agrandir la largeur fréquentielle des évanouissements. Comme pour le comportement du câble de 500 mètres, le comportement du réseau simple est également régi par le phénomène de multitrajets. Les prochaines études paramétriques seront configurées avec des impédances d'entrées et de sorties d'une valeur de 50 Ohms.

4.5.2 Influence de la longueur de la dérivation

Pour analyser l'impact de la longueur de la dérivation, le réseau « simple » est toujours composé de trois câbles, avec la dérivation positionnée au centre de la transmission entre le générateur et le point de réception situé à une distance l'un de l'autre de 500 m. La longueur de la dérivation est de 50 puis de 100 mètres. La figure 3.60 présente les gains du réseau simple entre le générateur de signal et le point de réception pour les deux configurations avec dérivation et la configuration sans la dérivation.

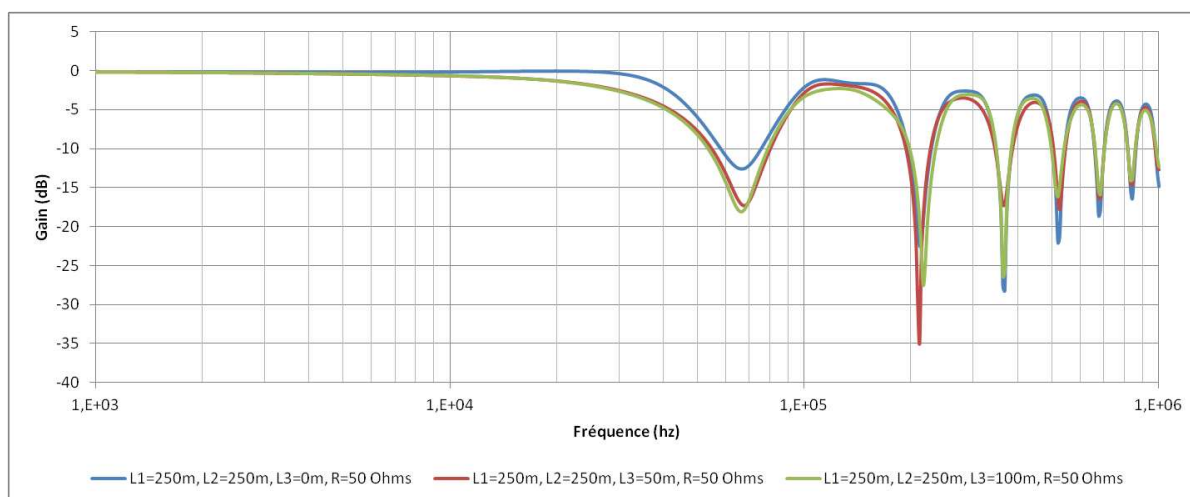


Figure 3.60 : Gains du réseau simple en fonction de la longueur de la dérivation (Phase A)

Les résultats démontrent que la présence d'une dérivation a pour effet d'accroître la profondeur des évanouissements. En effet, les deux premiers sont augmentés, alors que les suivants sont diminués par rapport à la réponse fréquentielle sans dérivation.

Dans la littérature, les études paramétriques sur la longueur de la dérivation montrent que celle-ci influe sur le positionnement des évanouissements [16, 17, 18]. Ces études, principalement axées sur des « réseaux indoor », sont effectuées dans des bandes de fréquences supérieures au mégahertz et avec des câbles de section inférieure et de longueur moindre, ce qui peut expliquer la différence de comportement dans une configuration « Outdoor » avec des longueurs de câbles plus importantes, et une gamme de fréquences inférieure au mégahertz. Dans le cas d'une transmission au-delà du mégahertz, l'étude paramétrique sur l'influence de la longueur du câble a montré qu'à partir de cette fréquence, l'atténuation du câble prédomine sur les phénomènes de propagation.

4.5.3 Influence de la position de la dérivation

Pour analyser l'impact du positionnement de la dérivation, le réseau « simple » étant toujours composé de trois câbles, la dérivation d'une longueur de 50 mètres est positionnée à 50, puis 250 et enfin 450 mètres du générateur de signal. Le point de réception est toujours à une distance de 500 mètres du générateur de signal 50 Ohms. La figure 3.61 présente les gains du réseau simple entre le générateur de signal et le point de réception pour les trois configurations de positionnement de la dérivation.

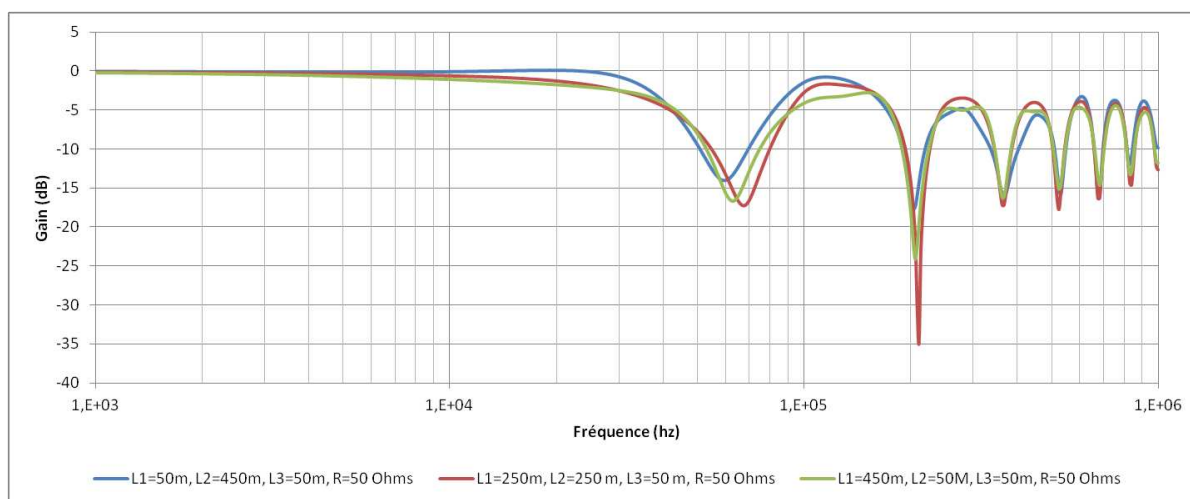


Figure 3.61 : Gains du réseau simple en fonction du positionnement de la dérivation (Phase A)

Comme précédemment, les résultats démontrent que le positionnement de la dérivation a pour effet de modifier la profondeur des évanouissements en fréquence, de déplacer légèrement le positionnement en fréquence du premier évanouissement, et d'impacter la réponse fréquentielle au niveau des lobes lorsque les ondes incidente et réfléchie sont en phase.

Dans la littérature, les études paramétriques sur le positionnement de la dérivation montrent que celle-ci influe sur la profondeur des évanouissements [16, 17, 18]. Dans ce cas d'étude, contrairement à la précédente, les résultats sont cohérents avec la littérature.

Conclusion

La première partie du chapitre a été consacrée à la présentation de la théorie des lignes de transmission définissant le comportement et la représentation des câbles en un modèle à constantes réparties. L'utilisation de ce modèle pour étudier le comportement des câbles de distribution en basses fréquences peut être simplifiée pour se limiter à un modèle à constantes localisées. En hautes fréquences, ces hypothèses simplificatrices ne tiennent plus du fait d'une longueur d'onde des signaux proches de la longueur des câbles de distribution.

A partir de cette première partie, un modèle cascadié a été proposé pour répondre au besoin de modélisation des câbles de distribution en HF. Ce modèle fait des hypothèses simplificatrices au vu de la gamme de fréquences étudiée (1 kHz à 1 MHz), comme les couplages entre le ruban en acier composant les câbles souterrains BT et le couplage avec l'environnement du câble. La mise en place de ce modèle s'appuie sur une approche expérimentale permettant de déterminer l'ensemble des paramètres primaires du modèle. Les résultats offerts par le modèle ont été validés par des mesures d'impédances et de transmission à partir d'un générateur de signal et d'un récepteur 50 Ohms.

Le comportement du câble, du fait de la désadaptation de celui-ci avec des impédances de 50 Ohms, a pour effet de générer un phénomène de multitrajets et donc d'être sélectif en fréquence dans la gamme de fréquences de 1 kHz à 1 MHz. Cette sélectivité en fréquence dépend de la longueur du câble et de la valeur des impédances en entrées et sorties de celui-ci. En effet, lorsque ces dernières sont faibles, cette sélectivité se retrouve amplifiée. Il est donc opportun de caractériser la variation des impédances que représentent les clients dans les bandes de fréquences CPL au cours du temps. Toutefois, cette sélectivité en fréquence a tendance à diminuer lorsque le câble dispose d'une longueur de l'ordre du kilomètre où l'atténuation de ce dernier commence à limiter les réflexions dans le câble.

La génération d'évanouissements dans la bande CENELEC ne débute que pour des câbles faisant une longueur d'environ 250 mètres. La bande IEEE 1901.2 est plus sensible à ces effets du fait de sa position fréquentielle plus élevée. L'influence de la longueur et le positionnement d'une dérivation, contrairement à la littérature, a tendance principalement à accentuer la profondeur des évanouissements en fréquence. Il peut alors être supposé que, pour des réseaux résidentiels, comme des lotissements de petites tailles n'excédant pas cette distance de 250 mètres, les pertes de transmission sur un tel réseau seront minimales. Dans le cas des réseaux de plus grandes tailles, cette sélectivité en fréquence sera une contrainte à la transmission CPL du fait des longueurs de câble plus importantes et des réflexions plus accentuées provenant des faibles impédances localisées que représentent les clients.

Bibliographie du chapitre 3

- [1] G. Metzger, J.P. Vabre, « Electronique des impulsions, Circuits à constantes réparties », Edition Masson & Cie, 1996
- [2] J. Bonal, G. Séguier, « Entraînements électriques à vitesse variables » Edition Lavoisier, 1998
- [3] C.R. Paul, « Analysis of multiconductor transmission lines », Edition John Wiley and Sons, 1994
- [4] M. Zimmermann, K. Dostert, « A multipath model for the powerline channel », IEEE Transactions on Communications, vol.50, no.4, pp.553-559, 2002
- [5] Y. Weens, « Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance », Thèse, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006
- [6] J. Hirsch, « Performance openstandard PLC on ERDF distribution network », ERDF, 2009
- [7] Y. Weens, N. Idir, J.-J. Franchaud, R. Bausiere, « High frequency model of a shielded 4-wire energy cable », IEEE Power Electronics and Applications, 2005
- [8] Y. Weens, N. Idir, R. Bausiere, J.-J. Franchaud, « Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains », IEEE Transactions on Magnetics, vol.42, no.7, pp.1876-1882, 2006
- [9] N. Idir, Y. Weens, J.-J. Franchaud, « Skin effect and dielectric loss models of power cables », IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol.16, no.1, pp.147-154, 2009
- [10] D. Guezgouz, « Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL », Thèse, Université François-Rabelais de Tours, 2010
- [11] G. Duval, « Analyse et modélisation du réseau basse tension aux fréquences courants porteurs (3 kHz -148.5 kHz) », Thèse, Université de Paris Sud, 1998
- [12] P. Ferrari, « Phénomènes de propagation en hyperfréquences », <http://www.geea.org/>
- [13] T. A. Denidni, « Paramètre S – Analyse des réseaux », <http://www.inrs-telecom.quebec.ca/>
- [14] B. Reval, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone », Thèse, Université Joseph Fourier de Grenoble, 2003
- [15] R. Nozaki, T. K. Bose, « Measurement of the dielectric properties of materials by using time domain reflectometry », Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1990
- [16] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, M. Kissaka, N.H. Mvungi, « The Effects of Load Impedance, Line Length, and Branches in Typical Low-Voltage Channels of the BPLC Systems of Developing Countries: Transmission-Line Analyses », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.24, no.2, pp.621-629, 2009
- [17] J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, M. Kissaka, N.H. Mvungi, « The Influence of Load Impedance, Line Length, and Branches on Underground Cable Power-Line Communications (PLC) Systems », IEEE Transactions on Power Delivery, vol.23, no.1, pp.180-187, 2008

- [18] H. Zattar, L. Salek, G. Carrijo, « An evaluation of power line communication channel modelling for indoor environment application », National Conference on CONATEL, vol., no., pp.1-6, 2011
- [19] S. Tsuzuki, T. Takamatsu, Y. Yamada, « An estimation method of the transfer function of indoor power line channels for Japanese houses », IEEE Proceedings of 6th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, vol., no., pp. 55–59, 2002
- [20] H. Phillips, « Modeling of power-line communication channels », IEEE 3rd International Symposium on Power Line Comms and Its Applications, vol., no., pp., 1999
- [21] Z. Mingyue, « Measurements and channel characteristics of LV power line communications networks in China », IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, vol., no., pp.212–216, 2006

Chapitre 4 : Etude de transmissions à la supervision des réseaux de distribution

Sommaire

Introduction	162
1 Communication CPL sur les réseaux de distribution	163
1.1 Performances de transmission des CPL G1 et CPL G3.....	163
1.2 Définition des cas d'études de transmission CPL	165
1.3 Transmission CPL du réseau BT vers le réseau HTA	166
1.4 Transmission CPL du réseau HTA vers le réseau BT	168
1.4.1 Superposition d'un bruit de fond BT « fixe » aux résultats de transmission.....	171
1.4.2 Superposition d'un bruit de fond BT « dynamique » aux résultats de transmission ...	172
1.5 Synthèse.....	173
2 Optimisation du déploiement des équipements radio GSM/GPRS	175
2.1 Réseau mobile et technologies GSM/GPRS.....	175
2.2 Les phénomènes de propagation d'un canal radio.....	177
2.3 Sélection des modèles de propagation radio-mobile	179
2.3.1 Le modèle en espace libre	180
2.3.2 Le modèle d'Okumura-Hata et son extension COST 231	180
2.4 Expérimentations sur sites.....	182
2.4.1 Présentation du premier site	182
2.4.2 Présentation du deuxième site	183
2.4.3 Matériels de mesures	185
2.4.4 Protocole de mesures.....	186
2.5 Résultats expérimentaux et analyse.....	186
2.6 Analyse de l'impact du lieu d'installation des équipements GSM/GPRS.....	187
2.7 Comparaison des résultats mesurés/simulés – communication descendante.....	189
2.8 Cas des communications montantes	191
2.9 Synthèse.....	192
Conclusion.....	194
Bibliographie du chapitre 4	195

Introduction

Ce dernier chapitre est consacré, dans un premier temps, à l'étude de la fiabilité de la technologie CPL sur les réseaux de distribution. Pour cela, il regroupe l'ensemble des éléments abordés, modélisés dans les chapitres précédents sous la forme d'une plateforme de simulation CPL.

Cette étude débute par une présentation des performances de transmission des CPL G1 et CPL G3, puis du réseau mis en place pour effectuer différents cas de transmission CPL. Dans la continuité des résultats de simulation des chapitres précédents, l'analyse de ces résultats de transmission CPL se concentre sur la variation du gain entre le point d'injection et les points analysés dans la bande de fréquences de 1 kHz à 1 MHz. L'estimation de la fiabilité est effectuée dans deux cas de transmission : une première transmission allant de la HTA vers les clients BT, et inversement pour la deuxième. Sur cette dernière sont ajoutées les perturbations BT mesurées pour en estimer une qualité réseau, afin d'en déduire les possibilités de transmission des CPL G1 et CPL G3 dans ces conditions, et au final, répondre aux besoins de la matrice de services définie pour superviser les réseaux de distribution.

Dans un deuxième temps, pour compléter l'étude sur la communication CPL, la deuxième partie du chapitre est orientée vers l'optimisation du déploiement des équipements radio GSM/GPRS par un ensemble d'expérimentations et de simulation.

1 Communication CPL sur les réseaux de distribution

La plateforme de simulation CPL intègre les expérimentations sur les perturbations au niveau des réseaux BT évoqués dans le chapitre 1 : le modèle à constantes localisées du transformateur de distribution de type H61 100 kVA présenté dans le chapitre 2, et le câble souterrain BT de 150 mm² sous un modèle cascadié exposé dans le chapitre 3. Grâce à ces éléments, il est possible de déterminer la qualité d'un réseau électrique et d'en déduire les performances de communication en terme de fiabilité que peuvent offrir les technologies CPL G1 et G3. Toutefois, un élément essentiel pour cette étude est la variation des impédances localisées en fonction de la fréquence et du temps. Celles-ci étant inconnues, les simulations sont alors réalisées de façon similaire aux chapitres 2 et 3, c'est-à-dire que ces impédances localisées sont modélisées par une impédance de 50 Ohms. Puis, celles-ci varient entre 10 Ohms et 100 Ohms. L'estimation de la fiabilité de communication CPL sur un réseau de distribution est réalisée sur un cas simple. Plus précisément, l'étude est effectuée sur un réseau BT de type souterrain existant, exploité par le fournisseur Séolis, composé d'une dizaine de clients. A ce réseau BT est ajouté le transformateur modélisé au chapitre 2. Enfin le réseau HTA sera uniquement représenté par des impédances.

1.1 Performances de transmission des CPL G1 et CPL G3

Aujourd'hui, en France, la technologie CPL G1 employée dans le cadre du déploiement de l'architecture AMM destinée à automatiser la relève à distance des compteurs électriques, et à offrir de nouveaux services aux fournisseurs, aux gestionnaires de réseaux et aux consommateurs, est une technologie CPL reposant sur un mécanisme simple. En effet, elle s'appuie sur une technique de modulation S-FSK utilisant deux porteuses (fréquences) pour transmettre les données. Elle offre ainsi un débit brut théorique de 2,4 kbits/s. La modulation et les techniques de démodulation utilisées permettent à ce CPL d'être robuste au bruit de type bande étroite. Toutefois le faible débit limite l'utilisation de ce CPL à des services simples.

Pour élargir l'offre de services par CPL sur les réseaux de distribution, une version plus élaborée, le CPL G3, a été développée. Celui-ci s'appuie sur les standards de CPL Broadband, c'est-à-dire sur la technique OFDM utilisant plusieurs porteuses pour envoyer les données et ainsi permettre un débit brut théorique pouvant atteindre 44 kbits/s dans de bonnes conditions de transmission dans les bandes de fréquences CENELEC. La robustesse est également améliorée grâce à une auto-adaptation de la modulation (D8PSK, DQPSK, DBPSK) à la qualité du support de transmission et de disposer d'un mode « Robo » reposant sur la modulation la plus robuste DBPSK en y ajoutant de la redondance (x4) dans la transmission des bits.

Le tableau 4.1 regroupe les débits bruts théoriques types de chacune des technologies selon leur mode de fonctionnement et de la modulation employée [1].

Bande de fréquences	Modulations / Débits bruts théoriques				
	CPL G1 (S-FSK)	CPL G3 (Robo)	CPL G3 (DBPSK)	CPL G3 (DQPSK)	CPL G3 (D8PSK)
CENELEC (36-91 kHz)	2,4 kbits/s	4,5 kbits/s	14,6 kbits/s	29,3 kbits/s	43,9 kbits/s
FCC (150-487,5 kHz)	X	21 kbits/s	62,3 kbits/s	124,6 kbits/s	186,9 kbits/s
FCC (10-487,5 kHz)	X	38 kbits/s	75,2 kbits/s	150,3 kbits/s	225,5 kbits/s

Tableau 4.1: Débits bruts théoriques de transmission des CPL G1 et CPL G3 selon les bandes de fréquences

Le CPL G3 offre un débit brut théorique bien plus important que le CPL G1 aussi bien dans le mode « Normal » que « Robo ».

La fiabilité de ces deux technologies est présentée sur la figure 4.1. Elle représente le taux d'erreurs binaires (TEB) pour chacune des modulations des technologies CPL G1 et G3, en fonction de la qualité du support de transmission. Cette qualité est exprimée par l'intermédiaire du rapport entre le niveau du signal CPL et le niveau du bruit en dB (SNR). Ces courbes sont obtenues à partir d'un bruit de type gaussien, appelé bruit blanc. Ce bruit est uniforme sur l'ensemble de la plage de fréquences de transmission. Lorsque le SNR est d'une valeur de zéro, le bruit blanc et le signal CPL ont une puissance équivalente ; en dessous de zéro, le bruit a une puissance supérieure au signal CPL et inversement lorsque que le SNR a une valeur au-dessus de zéro. C'est dans ce dernier cas que la qualité du réseau permet d'utiliser des techniques de transmission moins complexes et/ou d'offrir des débits de transmission plus importants.

La G3 Alliance suggère un niveau de TEB à 10^{-4} comme le niveau d'erreurs de transmission acceptable pour effectuer des communications CPL sur les réseaux de distribution [1].

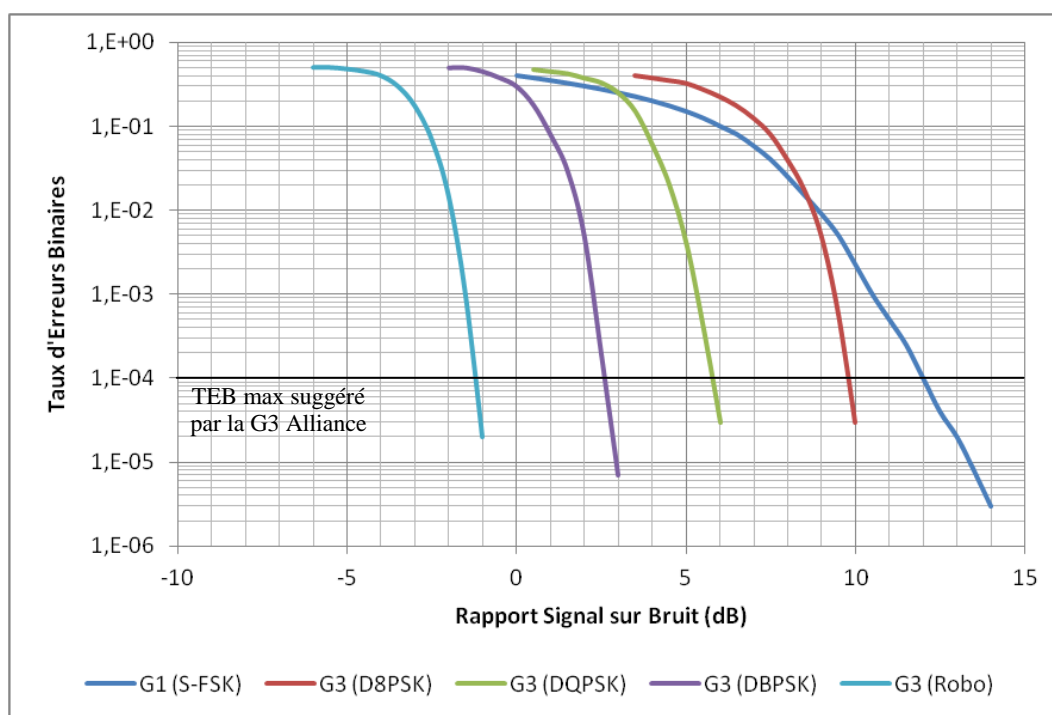


Figure 4.1 : Taux d'erreurs Binaires des CPL G1 et G3 en fonction du SNR

La figure 4.1 montre que la technologie CPL G3 offre une fiabilité supérieure à la technologie CPL G1 de par l'utilisation de modulations plus robustes. Le CPL G3 peut ainsi fonctionner avec un SNR inférieur à zéro grâce au mode de transmission « Robo ».

Le tableau 4.2 regroupe les seuils de SNR qui permettent des communications avec un TEB maximum de 10^{-4} .

Modulations	G1 (S-FSK)	G3 (D8PSK)	G3 (DQPSK)	G3 (DBPSK)	G3 (Robo)
SNR (TEB : 10^{-4})	12 dB	9,6 dB	5,6 dB	2,5 dB	-1,2 dB

Tableau 4.2 : Valeur du SNR maximum pour une transmission avec un TEB < 10^{-4}

Ces seuils illustrent parfaitement la fiabilité accrue qu'offre le CPL G3 comparé au CPL G1. Globalement, lorsque le CPL G1 peut être utilisé, le CPL G3 offre un débit de transmission maximum 18 fois plus important que le CPL G1 (Bandes CENELEC). Pour les prochaines simulations de transmission CPL, ces seuils seront utilisés comme références.

1.2 Définition des cas d'études de transmission CPL

La mise en place des différents cas d'études de transmission se fait sur un réseau BT de petite taille (cf figure 4.2). Il alimente un lotissement composé de 9 clients tous raccordés en monophasé, c'est-à-dire entre une phase et le neutre. Le réseau est exclusivement câblé en souterrain de section 150 mm² pour les portions de 10, 20 et 25 mètres, et de section 35 mm² pour les portions de 5 et 7 mètres. Il dispose de deux GFC (Grilles Fausses Coupures) permettant d'accéder aux câbles et de modifier le raccordement des clients aux GFC. Ce réseau BT est raccordé à un poste de distribution possédant un transformateur H59 de puissance 160 kVA datant de 2006.

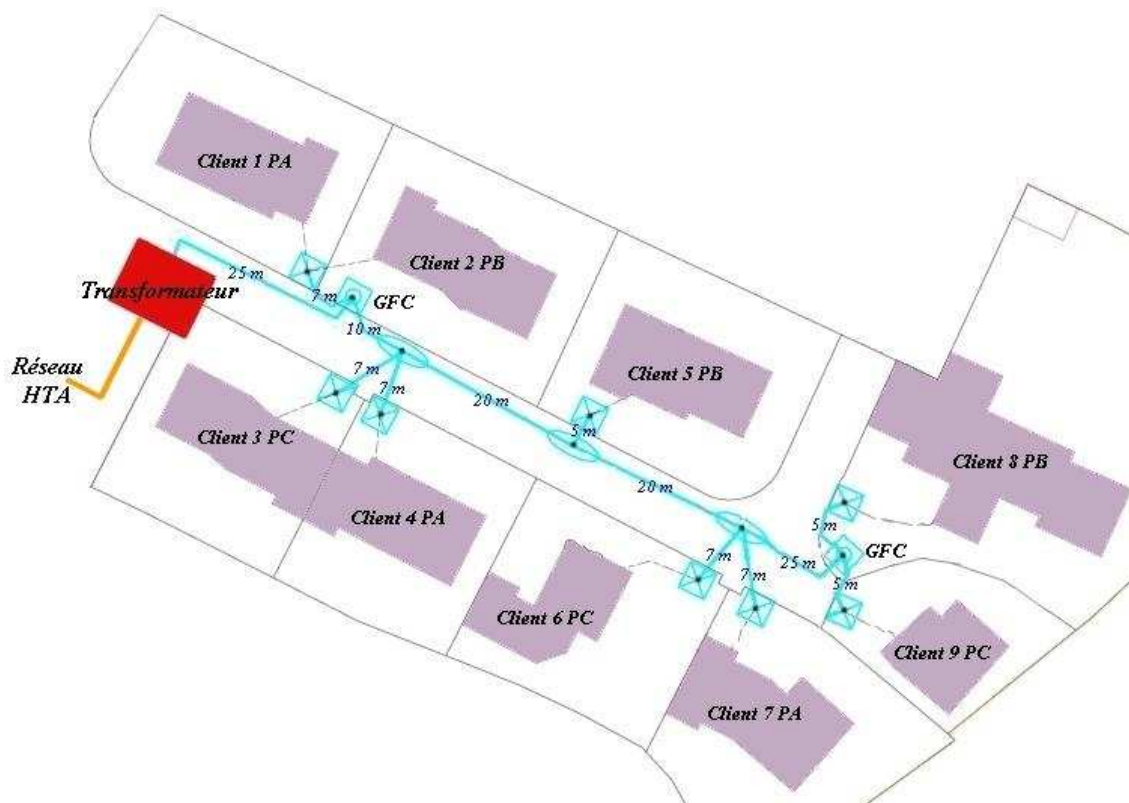


Figure 4.2 : Réseau modélisé pour l'étude de différents cas de transmission

La modélisation de ce réseau à partir des modèles obtenus dans les chapitres 2 et 3 permet de respecter la topologie de celui-ci, ainsi que le raccordement des clients à leur phase respective. Comparé au réseau existant, les câbles BT sont représentés par le modèle cascadi défini pour un câble souterrain BT de 150 mm². Le transformateur H59 160 kVA est représenté par le modèle à constantes localisées obtenu pour un H61 de puissance 100 kVA. Cette dernière modification peut être entreprise, du fait que les résultats du chapitre 2 ont montré que ces deux types de transformateur offrent un comportement proche dans cette gamme de fréquences de 1 kHz à 1 MHz.

L'étude de transmission CPL sur ce réseau modélisé débute du côté BT vers la HTA. Pour cela, l'injection se fait au niveau des clients en bout de réseau (client 7, puis 8 et enfin 9). L'analyse est réalisée au niveau de chacun des clients raccordés à la phase d'injection, ainsi qu'en aval (BT) et en amont (HTA) du transformateur de distribution.

Dans un deuxième temps, l'étude de transmission CPL est réalisée dans le sens inverse. Elle débute par une injection du côté HTA (phase A, puis B et enfin C). L'analyse du gain du réseau est effectuée

en aval du transformateur coté BT, puis pour chacun des clients raccordés à la phase où le signal est injecté.

1.3 Transmission CPL du réseau BT vers le réseau HTA

La transmission des signaux CPL G1 et CPL G3 du réseau BT vers le réseau HTA est la plus contraignante actuellement du fait de la limitation du niveau d'injection de ces signaux CPL par le standard CENELEC. Cette limitation est étendue à l'ensemble de la plage de fréquences de l'étude. La simulation du gain généré par le réseau modélisé est effectuée avec l'ensemble des impédances localisées des clients et du réseau HTA à 50 Ohms. L'injection se fait au niveau du client 7 raccordé à la phase A, et l'analyse au niveau des clients 4 et 1, tous les deux raccordés sur la phase A, et au niveau du transformateur coté BT et coté HTA (cf figure 4.3). Le gain en chacun de ces points est représenté par la figure 4.4.

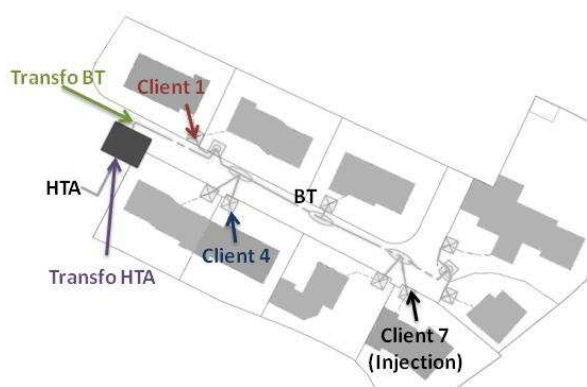


Figure 4.3 : Illustration du point d'injection et des points analysés (BT vers HTA - Phase A)

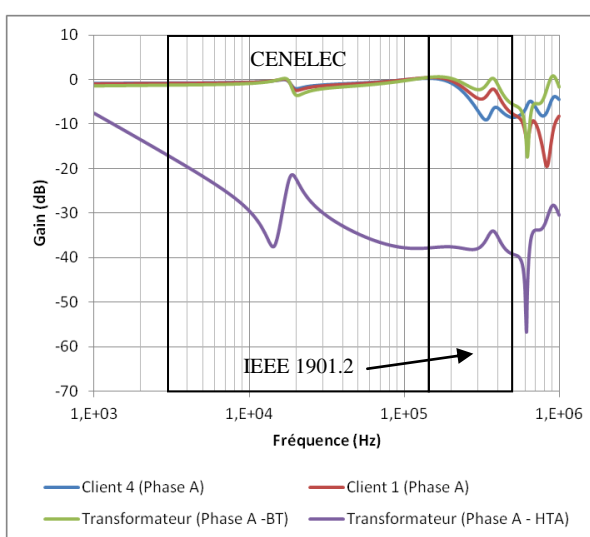


Figure 4.4 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (BT vers HTA - Phase A - 50 Ohms)

Les gains observés au niveau des clients et du transformateur coté BT montrent une atténuation très faible jusqu'à 200 kHz, avec un accroissement de l'atténuation par la suite en lien avec la présence d'évanouissements en fréquence. Ceci s'explique par la faible taille du réseau BT qui dispose d'une longueur de 100 mètres entre le transformateur et le client le plus éloigné. Cette taille a pour effet de cantonner le phénomène de multitrajets haut en fréquence. Au niveau du gain en sortie du transformateur coté HTA, celui-ci est fortement réduit par ce dernier, comme il a pu être souligné lors des études de transmission au chapitre 2.

Dans ce cas de transmission, il peut être conclu que le transformateur a un impact bien plus prononcé sur la transmission CPL que le phénomène de multitrajets qui se produit sur le réseau BT dans la bande de fréquences CENELEC. Plus haut en fréquence, l'addition du phénomène de multitrajets avec le passage du transformateur a pour conséquence d'obtenir une atténuation encore plus contraignante.

Les réseaux électriques possèdent la caractéristique d'avoir un comportement qui évolue au cours du temps en lien avec la variation des impédances localisées. La même démarche réalisée dans les chapitres précédents est effectuée avec des impédances localisées de 10 Ohms (cf figure 4.5) puis de 100 Ohms (cf figure 4.6) pour l'ensemble des impédances du réseau.

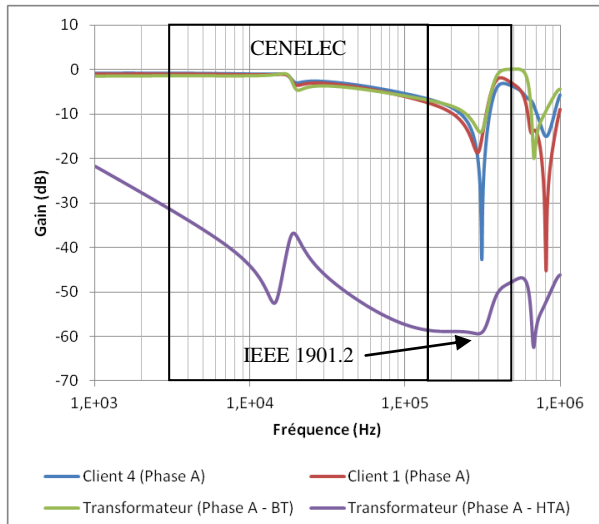


Figure 4.5 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (BT vers HTA - Phase A – 10 Ohms)

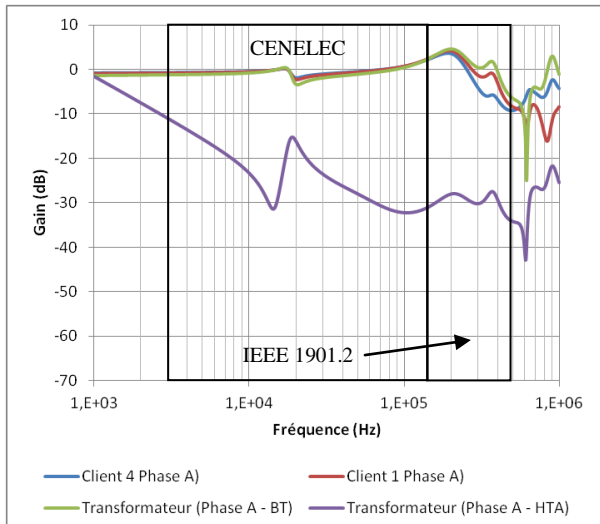


Figure 4.6 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (BT vers HTA - Phase A – 100 Ohms)

Les résultats montrent que, pour des impédances localisées de faibles valeurs (10 Ohms), le phénomène de multitrajets est plus important, générant ainsi des pertes de plus de 40 dB à 300 kHz et à 800 kHz chez les clients 4 et 1 respectivement. L'atténuation au niveau des fréquences CENELEC est également plus importante. Concernant le gain du côté HTA du transformateur, celui-ci est également fortement impacté par ces impédances de faibles valeurs. Le gain est d'environ 15 dB inférieur à celui obtenu avec des impédances localisées de 50 Ohms dans la bande CENELEC, et inférieur de 20 dB dans la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2.

Lorsque les impédances localisées sont de valeurs équivalentes à 100 Ohms, l'atténuation générée par le réseau est moindre que précédemment. Ceci se retrouve également en sortie du transformateur côté HTA qui présente un gain supérieur au cas de transmission avec des impédances localisées de 10 et 50 Ohms.

Dans le cas d'une transmission sur la phase B, la figure 4.7 montre le point d'injection au niveau du client 8 raccordé sur la phase B et les points analysés sur cette même phase. La figure 4.8 présente le gain obtenu pour chacun de ces points avec des impédances localisées de 50 Ohms.

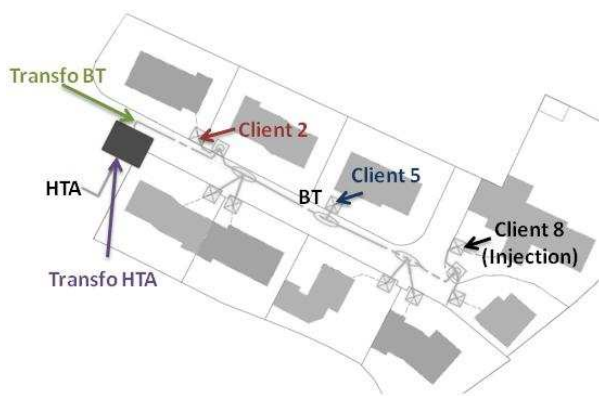


Figure 4.7 : Illustration du point d'injection et des points analysés (BT vers HTA - Phase B)

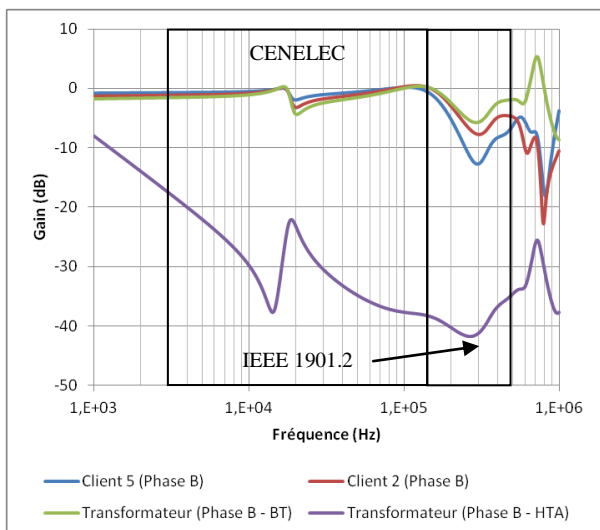


Figure 4.8 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (BT vers HTA - Phase B – 50 Ohms)

Comme précédemment pour la phase A, le gain observé au niveau des clients raccordés à la phase B et au niveau du transformateur coté BT sur cette même phase est d'un niveau proche des signaux CPL injectés dans la bande de fréquences CENELEC. Au delà, le phénomène de multitrajets gouverne le comportement du réseau. L'atténuation générée par le passage des signaux CPL à travers le transformateur est du même ordre.

En comparaison avec la phase A, il peut être noté que le phénomène de multitrajets a un impact différent sur cette phase B. En effet, bien que chaque phase soit composée de 3 clients, ceux-ci ne sont pas répartis de la même manière, ce qui a pour conséquence de modifier les points de réflexion des ondes. Ce phénomène est négligeable dans la bande de fréquences CENELEC, moins dans la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2, pour la même raison que pour la phase A. Dans le cas d'un réseau BT de grande taille, ce phénomène sera visible plus bas en fréquence, et sera susceptible de faire varier plus fortement le gain dans les bandes de fréquences CPL.

Pour une transmission sur la phase C, l'injection se fait au niveau du client 9 et les points analysés sur la même phase que ce client (cf figure 4.9). La figure 4.10 montre le gain obtenu pour chacun de ces points avec des impédances localisées de 50 Ohms.

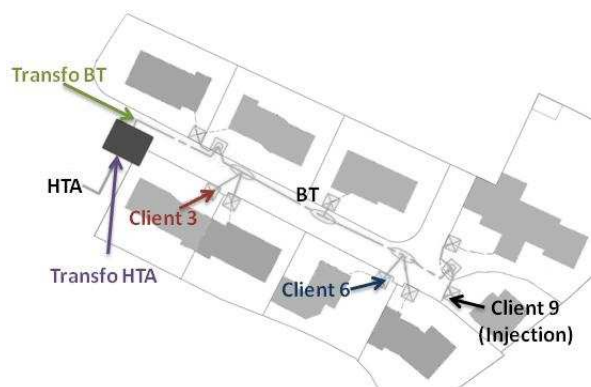


Figure 4.9 : Illustration du point d'injection et des points analysés (BT vers HTA - Phase C)

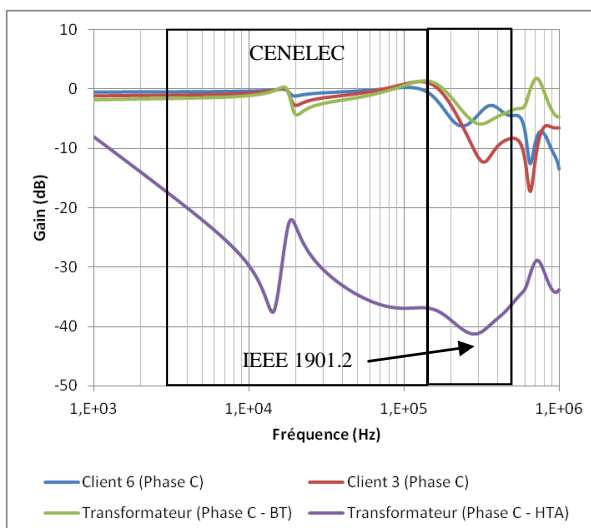


Figure 4.10 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (BT vers HTA - Phase B - 50 Ohms)

Les remarques sont similaires à celles exposées pour les résultats de la phase A et B.

La prochaine partie du chapitre est consacrée à une transmission débutant au niveau du réseau HTA en amont du transformateur de distribution. Les points analysés se situent donc en aval du transformateur au niveau du réseau BT.

1.4 Transmission CPL du réseau HTA vers le réseau BT

La transmission du réseau HTA vers le réseau BT peut être considérée moins contrainte que la transmission précédente, du fait qu'actuellement aucun standard de transmission ne limite la puissance des signaux CPL sur les réseaux HTA.

La simulation du gain généré par le réseau modélisé pour cette transmission est effectuée avec l'ensemble des impédances localisées des clients et du réseau HTA à 50 Ohms. L'injection se fait en amont du transformateur de distribution au niveau de la phase A, et l'analyse en aval du

transformateur ainsi qu'au niveau des clients 1, 4 et 7 tous les trois raccordés sur la phase A (cf figure 4.11). Le gain en chacun de ces points est illustré par la figure 4.12.

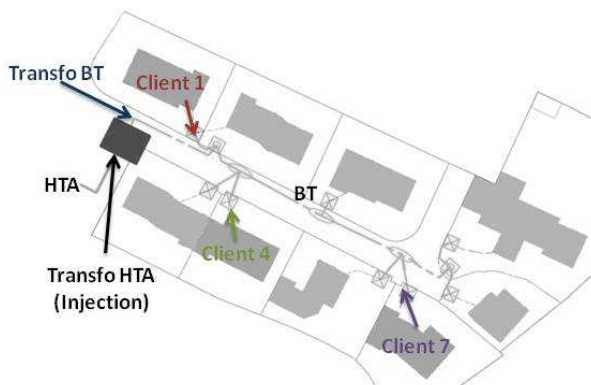


Figure 4.11 : Illustration du point d'injection et des points analysés (HTA vers BT - Phase A)

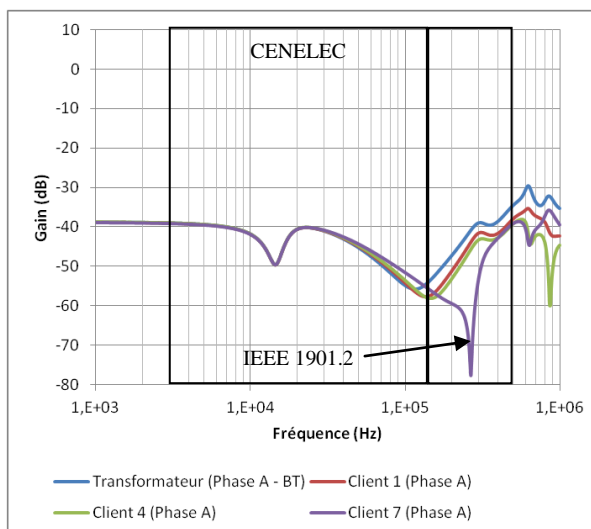


Figure 4.12 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (HTA vers BT - Phase A - 50 Ohms)

Les gains observés pour l'ensemble des points en aval du transformateur sont très similaires jusqu'à quelques centaines de kilohertz, puis divergent au-delà par la présence de multitrajets. Comme pour l'étude de transmission BT vers HTA, le transformateur entraîne une perte importante de plus de 40 dB dans cette deuxième configuration de transmission. Couplé aux multitrajets, le client 7 se retrouve avec un évanouissement en fréquence qui entraîne une atténuation de 78 dB à la fréquence de 270 kHz.

En modifiant les impédances localisées, les gains obtenus se trouvent modifiés, comme l'illustrent les figures 4.13 et 4.14 pour des impédances localisées de 10 et 100 Ohms respectivement.

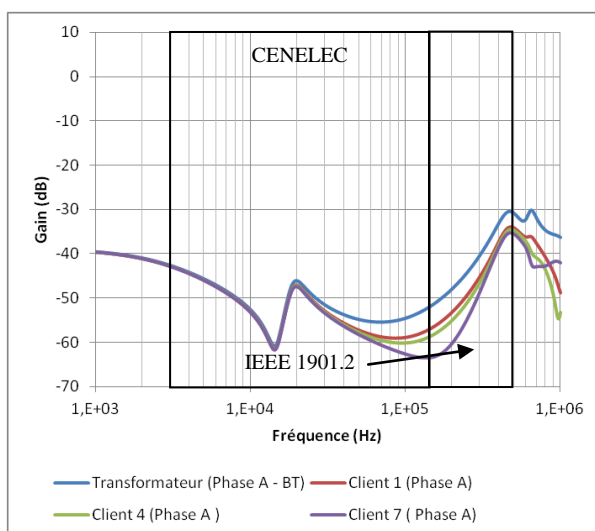


Figure 4.13 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (HTA vers BT - Phase A - 10 Ohms)

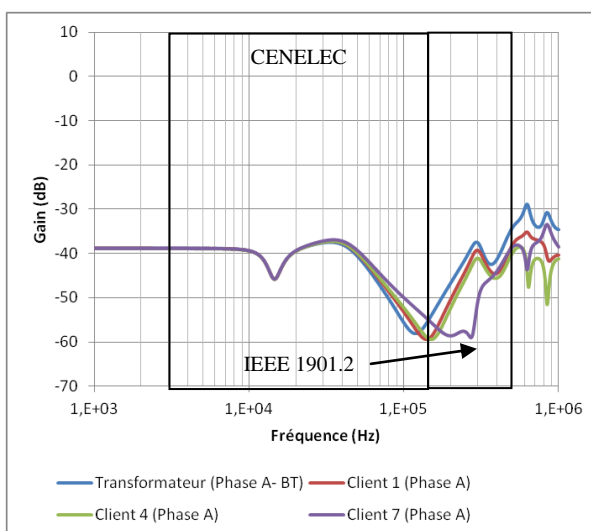


Figure 4.14 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (HTA vers BT - Phase A - 100 Ohms)

L'impact des impédances de 100 Ohms sur les gains est du même ordre que les résultats obtenus avec les impédances de 50 Ohms, comparé à la simulation avec des impédances de 10 Ohms qui est plus contraignante. En effet, cette dernière a pour conséquence d'accroître l'atténuation dans la bande de fréquences CENELEC pour être en moyenne de 55 dB.

La figure 4.15 présente le point d'injection et les points d'analyses sur la phase B. La figure 4.16 montre les résultats de gains obtenus en ces points avec des impédances localisées de 50 Ohms.

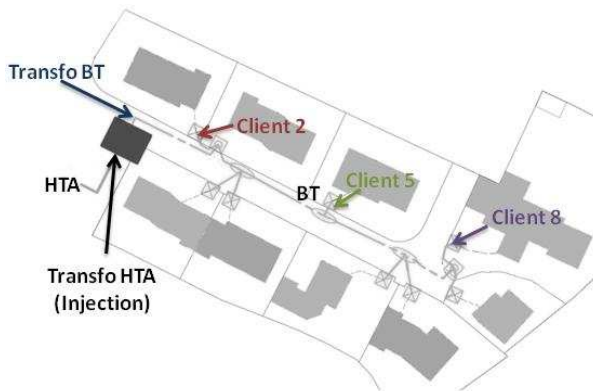


Figure 4.15 : Illustration du point d'injection et des points analysés (HTA vers BT - Phase B)

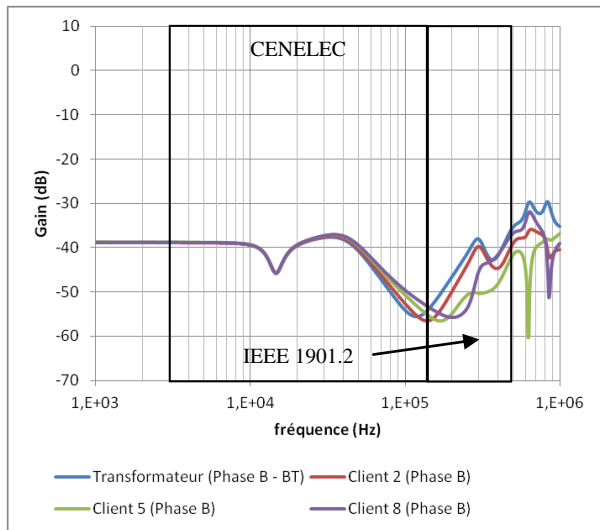


Figure 4.16 : Gains du réseau modélisé pour chacun des points analysés (HTA vers BT - Phase B – 50 Ohms)

Les résultats sur la phase B sont dans la continuité des résultats présentés précédemment. Il peut être noté que le client le plus éloigné (ici le client 8) n'est pas celui qui subit l'atténuation la plus importante. En effet, du fait de la faible perte des câbles et des multitrajets, le gain pour chacun des clients dépendra de la topologie du réseau et donc de son positionnement dans celui-ci. Cela illustre l'importance de disposer de ce type de plateforme de simulation pour appréhender les éventuelles difficultés de transmission au déploiement de cette technologie et au raccordement de nouveaux clients.

Pour une injection sur la phase C en amont du transformateur (cf figure 4.17), la figure 4.18 présente les gains obtenus pour les points en aval du transformateur avec des impédances localisées de 50 Ohms.

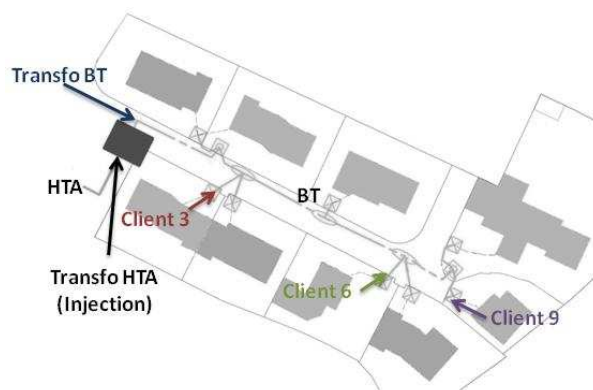


Figure 4.17 : Illustration du point d'injection et des points analysés (HTA vers BT - Phase C)

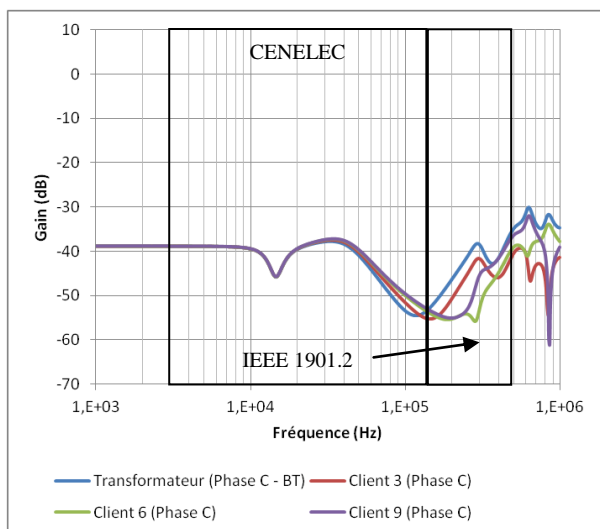


Figure 4.18 : Gain du réseau modélisé pour chacun des points analysés (HTA vers BT - Phase C – 50 Ohms)

Ces derniers résultats permettent de conclure que le passage du transformateur entraîne une atténuation importante de plus de 40 dB en moyenne et que le phénomène de multitrajets ajoute des pertes

supplémentaires. Ces pertes dépendent de la taille du réseau basse tension. Plus celui-ci sera de grande taille, plus les évanouissements seront situés bas en fréquence.

1.4.1 Superposition d'un bruit de fond BT « fixe » aux résultats de transmission

Pour ce deuxième cas de transmission CPL de la HTA vers la BT, les gains simulés sont superposés aux perturbations mesurées et présentées dans le chapitre 1 en tête d'installation de quelques clients BT, afin d'en sortir la fiabilité des CPL G1 et CPL G3 dans ces conditions. Plus précisément, ces perturbations sont ajoutées au gain obtenu au niveau du client 7 après passage du transformateur, en bout du réseau BT.

La figure 4.19 présente l'atténuation au niveau du client 7 en fonction de la valeur des impédances localisées du réseau (10, 50 et 100 Ohms simultanément) dans la bande de fréquences de 10 kHz à 1 MHz. Le niveau d'injection en HTA est paramétré de façon arbitraire pour être similaire au niveau maximum autorisé en BT par le standard CENELEC : 120 dB μ V. A ces atténuations, le niveau (moyen et max) d'un bruit de fond d'un réseau BT obtenu à partir d'une mesure sur plusieurs minutes est ajouté.

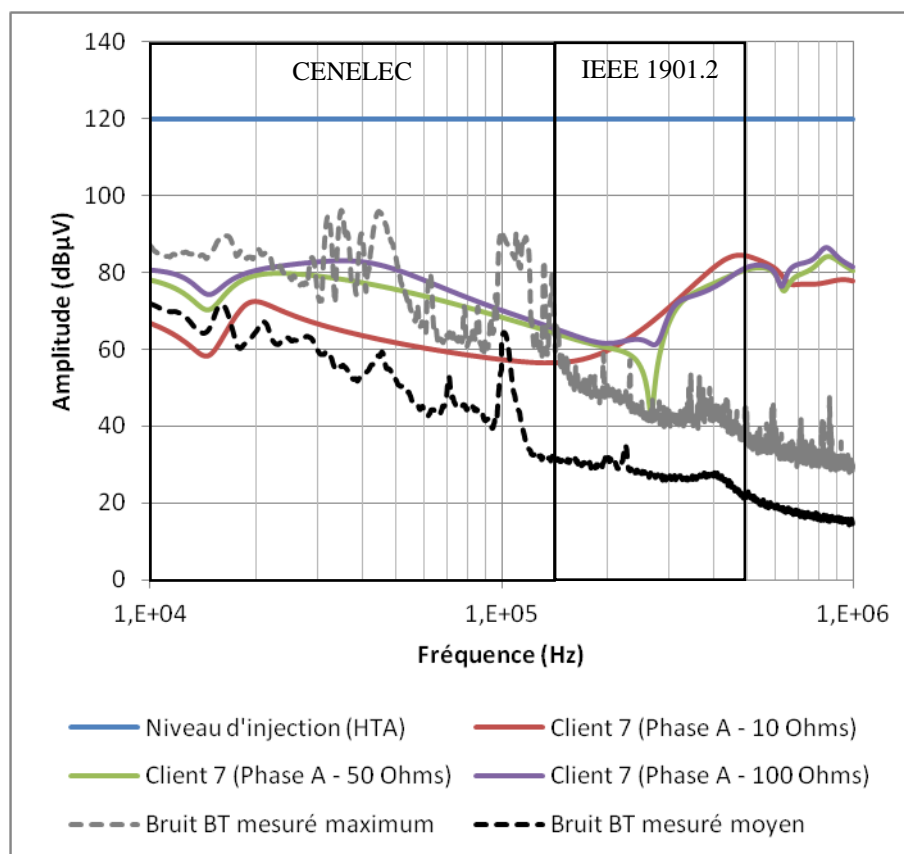


Figure 4.19 : Superposition d'un bruit de fond BT à une transmission du réseau HTA vers un client BT

Cette superposition montre que le bruit de fond moyen se trouve globalement à un niveau permettant d'obtenir des conditions de transmission relativement bonnes dans les fréquences CENELEC et encore meilleures dans la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2. A partir du niveau de bruit fond maximum, les résultats sont plus problématiques du fait d'un niveau très proche, voir supérieur à l'atténuation dans la bande CENELEC (cf tableau 4.3).

SNR – (configuration réseau)	Niveau du bruit	CENELEC	IEEE 1901.2
SNR moyen au client 7 (Impédances à 10 Ohms)	Max	-14 dB	29 dB
	Moyen	11 dB	46 dB
SNR moyen au client 7 (Impédances à 50 Ohms)	Max	-2 dB	25 dB
	Moyen	23 dB	42 dB
SNR moyen au client 7 (Impédances à 100 Ohms)	Max	1 dB	26 dB
	Moyen	26 dB	43 dB

Tableau 4.3: SNR moyen dans les bandes de fréquences CENELEC et IEEE 1901.2 au niveau du client 7 BT

Globalement dans la bande ajoutée par l'IEEE 1901.2, la transmission CPL est la moins contraignante pour les trois niveaux d'impédances localisées simulés. Au niveau des fréquences CENELEC, la communication CPL comparée au niveau du bruit moyen permet des transmissions aux performances maximales du CPL G1 et CPL G3 (cf tableau 4.2). Toutefois, en comparaison avec le niveau maximum du bruit, seul le CPL G3 peut effectuer des transmissions. Dans le cas du réseau simulé avec des impédances localisées de 10 Ohms, la transmission CPL du réseau HTA vers ce client est impossible pour les deux technologies dans les bandes de fréquences CENELEC.

1.4.2 Superposition d'un bruit de fond BT « dynamique » aux résultats de transmission

Pour approfondir sur les fréquences CENELEC (10 kHz à 150 kHz), le gain obtenu au niveau du client 7 avec des impédances localisées du réseau à 50 Ohms est corrélé avec une mesure de perturbation sur 24 heures en tête d'installation d'un client BT présentée au chapitre 1. La figure 4.20 représente l'évolution obtenue du SNR.

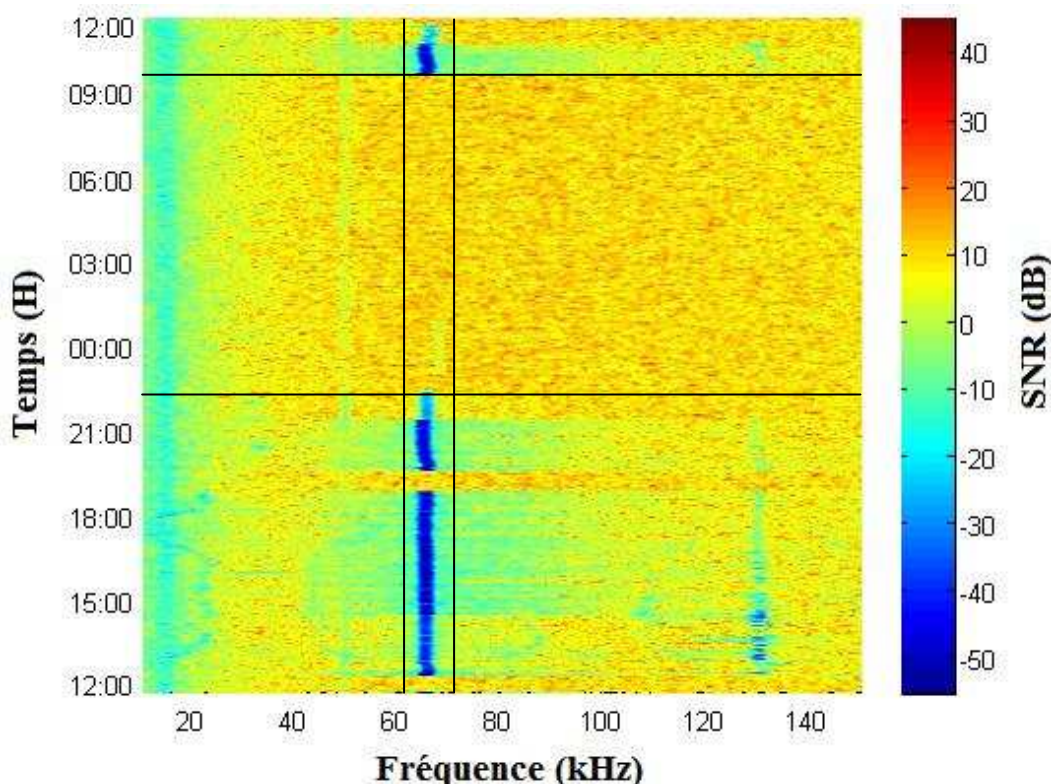


Figure 4.20 : Evolution temporelle du SNR dans les fréquences CENELEC (10 kHz à 150 kHz)

Pour analyser ce résultat de SNR « dynamique », celui-ci est divisé en trois bandes de fréquences et en deux tranches horaires en lien avec son évolution. Cette structuration permet ainsi de définir le SNR

moyen par fréquence et tranche horaire délimitée. La première tranche horaire débute à 12 h pour se terminer vers 23 h, et la seconde tranche horaire débute à 23 h pour terminer à 10 h le lendemain.

Au niveau de la délimitation des bandes de fréquences, celle-ci s’articule autour de la perturbation à 63,3 kHz. En effet, elle a été isolée dans une bande de fréquences allant de 60 kHz à 70 kHz.

Le tableau 4.4 regroupe le SNR moyen calculé pour chacune des bandes de fréquences et des tranches horaires définies. A celui-ci sont associées les performances des CPL G1 et CPL G3.

Fréquences	Horaires	SNR moyen	CPL G1 (TEB < 10 ⁻⁴)	CPL G3 (TEB < 10 ⁻⁴)
10 kHz à 60 kHz	12h – 23h	0,4 dB	Non	Oui (Robo)
	23h – 10h	4 dB	Non	Oui (DBPSK)
60 kHz à 70 kHz	12h – 23h	-12,9 dB	Non	Non
	23h – 10h	10,3 dB	Non	Oui (D8PSK)
70 kHz à 150 kHz	12h – 23h	4,7 dB	Non	Oui (DBPSK)
	23h – 10h	10,1 dB	Non	Oui (D8PSK)

Tableau 4.4 : Performance offerte par les CPL G1 et G3 en fonction du SNR obtenu à la figure 4.20

Ce tableau montre que le seuil de qualité minimale du réseau pour effectuer une transmission de la HTA vers la BT par le CPL G1 n’est jamais disponible dans ce cas d’étude, contrairement au CPL G3 qui permet de fonctionner à tout moment, sauf lors de la présence de la perturbation dans la bande de fréquences de 60 kHz à 70 kHz de 12 h à 23 h. La faculté du CPL G3 de s’adapter à la qualité du support de transmission en choisissant judicieusement la modulation à utiliser et à éviter l’emploi de certaines sous-porteuses, permet d’obtenir une communication robuste et optimisée.

Globalement, dans cette configuration de transmission du réseau HTA vers un réseau BT de faible dimension, la technologie CPL G1 ne permet pas d’établir de communication fiable. Le CPL G3 le permet à tout moment de la journée de par sa conception plus élaborée. Les débits bruts théoriques les plus importants offerts par cette technologie sont principalement dans la tranche horaire de 20 h à 10 h et dans la bande de fréquences de 70 kHz à 150 kHz. Lors du passage de cette technologie à la nouvelle bande de fréquences ajoutée par l’IEEE 1901.2, il peut être supposé que les performances de transmission en seront améliorées pour des réseaux de taille réduite, du fait d’une faible présence de multitrajets. Dans le cas de réseaux de plus grande taille, les transmissions seront probablement plus contraignantes par une présence plus importante de multitrajets.

1.5 Synthèse

La transmission de signaux CPL sur un réseau de distribution est principalement impactée par le transformateur de puissance que ce soit dans le sens HTA vers BT ou dans le sens inverse. L’association des pertes générées par le transformateur de puissance à la sélectivité en fréquence des réseaux BT a pour conséquence d’offrir un support de transmission avec des contraintes non négligeables. Du fait des faibles pertes du câble souterrain BT, le comportement du réseau BT est principalement gouverné par les multitrajets qui dépendent de la taille du réseau, de sa topologie et des impédances des clients.

L’ajout des perturbations BT aux résultats de transmission CPL de la HTA vers la BT, définit le réseau de distribution comme un environnement de propagation très dégradé, principalement pour les bandes de fréquences CENELEC. La bande de fréquences ajoutée par l’IEEE 1901.2 est plus épargnée par un niveau de perturbations plus faible, mais plus sujette aux évanouissements en fréquence.

Au niveau des bandes CENELEC, l'évolution au cours du temps du niveau des perturbations a montré que la période nocturne est plus propice à une transmission CPL de par une qualité de réseau bien meilleure qu'au cours de la journée. Le passage à l'utilisation du CPL G3 à la place du CPL G1 dans les fréquences CENELEC améliorera la transmission CPL en termes de fiabilité et de débit de transmission. L'utilisation des fréquences IEEE 1901.2 de 150 kHz à 500 kHz offrira de meilleures conditions de transmission permettant également un débit de transmission bien plus important que dans un fonctionnement dans les fréquences CENELEC avec des contraintes de perturbations à priori moindres.

2 Optimisation du déploiement des équipements radio GSM/GPRS

La communication radio majoritairement déployée pour la supervision des réseaux de distribution se fait par la technologie 2G GPRS en s'appuyant sur l'équipement concentrateur de l'architecture AMM positionné dans les postes de distribution. A cela s'ajoute la technologie GSM employée pour la télérelève à distance de certains compteurs par les gestionnaires de réseaux. L'étude présentée ici, des technologies GSM et GPRS, a pour but de contribuer à la définition de règles d'ingénierie pour leur déploiement afin de fiabiliser les communications destinées à la supervision des réseaux de distribution. Cette démarche est appliquée au cas du département des Deux-Sèvres. Elle repose sur des travaux de modélisation et d'expérimentation.

Dans un premier temps, une présentation du principe d'un réseau mobile (cellulaire) est proposée pour établir la communication entre les BTS et les équipements utilisateurs, puis les performances de transmission du GSM et GPRS sont introduites. Par la suite, les phénomènes de propagation d'un canal radio sont exposés. En adéquation avec le besoin de l'étude, des modèles de la littérature définis comme des références dans le domaine du déploiement des technologies mobiles sont présentés.

Dans un second temps, des expérimentations sont mises en place sur deux sites offrant deux environnements de propagation, à priori, différents. Ces mesures servent de paramétrage aux modèles et de valeurs de référence afin de confirmer l'emploi de ces modèles pour optimiser le déploiement des équipements radio GSM et GPRS à la supervision des réseaux. L'impact du lieu de pose de ces équipements sur les communications radio fait l'objet d'une étude par une comparaison entre les données mesurées à l'extérieur et à l'intérieur de ces lieux d'installation.

Dans un troisième temps, une synthèse de cette étude est posée et établit le lien entre les données mesurées, simulées des deux sites avec les besoins des services destinés à la supervision des réseaux.

2.1 Réseau mobile et technologies GSM/GPRS

Historiquement, les réseaux mobiles avaient pour fonction première d'offrir un service de téléphonie mobile uniquement. Avec l'évolution des technologies, ils permettent aujourd'hui d'établir des connexions haut-débit mobiles et de compléter l'offre des connexions haut-débit filaires comme l'ADSL et la fibre.

Les réseaux mobiles reposent sur le concept de « cellule » définie par « Bell Labs » dans les années 1970 [2, 3]. Ce concept consiste à diviser une zone géographique en plusieurs « cellules » et ainsi permettre de réutiliser les ressources radio pour chaque « cellule ». Concrètement, à une cellule est associée une ressource radio qui l'est également à une autre cellule, mais cette dernière est suffisamment éloignée de la première pour éviter toute interférence. Chaque cellule permet d'offrir un nombre d'appels simultanés selon la technologie mobile utilisée. Ce nombre, au niveau du réseau mobile global, peut alors être paramétré par un dimensionnement des cellules plus ou moins important selon la zone géographique à couvrir. Il s'agit de la planification des réseaux cellulaires.

Une cellule se définit par une antenne cellulaire appelée station de base (BTS) qui assure la liaison radio avec les mobiles dans sa zone de couverture. La couverture de cette BTS est limitée par plusieurs facteurs que sont la puissance d'émission, les fréquences (canaux) utilisées, le type d'antenne, l'environnement de propagation et la technologie radio utilisée. Théoriquement, une cellule se représente par un hexagone (cf figure 4.21). Ce motif géométrique assure ainsi un pavage complet de l'espace. Toutefois, dans la réalité, cette zone de couverture présente des formes bien différentes. En

effet, il peut y avoir soit des recouvrements entre des cellules, soit des zones non couvertes dites zones blanches.

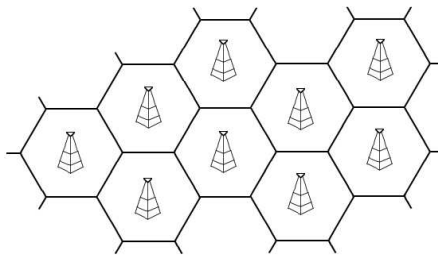


Figure 4.21 : Configuration « classique » d'un réseau mobile en cellule

Dans le cas des réseaux mobiles à l'échelle d'un département, plusieurs types de cellules peuvent être rencontrés. Ces types de cellules se définissent selon leur surface de couverture et la puissance d'émission de la BTS. La plus importante cellule en terme de couverture est dite « macro ». Elle offre une couverture de l'ordre de plusieurs kilomètres. La puissance des BTS est de l'ordre de 40 W (46 dBm) et les BTS sont positionnées à une hauteur supérieure aux bâtiments avoisinants. Ce type de cellule est principalement déployé dans les zones rurales et semi-urbaines où l'environnement de propagation permet une communication sans contraintes fortes du fait d'une présence de bâtiments moindre que dans les zones urbaines. Pour palier les difficultés de transmission dans les zones urbaines, des cellules appelées « micro » sont déployées dans ces zones avec des BTS de puissance de l'ordre de 10 W (40 dBm). Elles permettent une couverture de quelques dizaines à plusieurs centaines de mètres.

Dans un premier temps en Europe, puis dans le monde, l'essor des réseaux cellulaires a été réalisé par le déploiement de la technologie GSM (Global System for Mobile). Aujourd'hui, plus 212 pays possèdent un réseau GSM permettant ainsi de couvrir plus de 90 % de la population mondiale [4]. Globalement le GSM permet d'offrir des services similaires au réseau de téléphonie fixe (Réseau Téléphone Commuté, RTC) de type voix et l'envoi de messages textes (Short Messages Service, en anglais (SMS)). Il permet également des transferts de données, mais à des débits faibles.

L'allocation des ressources radio entre la BTS et l'équipement utilisateur (User Equipment, en anglais (UE)) se fait par le biais de deux voies de communication [2, 3, 5]. En effet, une première voie de communication dite montante (UpLink, en anglais UL) correspond à une transmission de l'UE vers la BTS ; la seconde voie de communication dite descendante (DownLink, en anglais (DL)) correspond à une communication de la BTS vers l'UE. Ensuite, selon la technologie, la séparation de ces deux voies de communication peut se faire de façon fréquentielle comme temporelle. Cette séparation porte le nom de duplexage. Le duplexage fréquentiel (Frequency Division Duplex, en anglais (FDD)) correspond à une utilisation des voies montante et descendante sur deux fréquences bien distinctes. Le duplexage temporel (Time Division Duplex (TDD)) correspond à une séparation temporelle des voies montante et descendante fonctionnant sur la même fréquence. Cette technique nécessite une synchronisation temporelle entre les stations de base.

La technologie GSM repose sur une séparation des voies montante et descendante de façon fréquentielle (FDD). Aujourd'hui, en France, les bandes de fréquences destinées à ces voies sont 880-915 MHz pour la voie montante et 935 – 960 MHz pour la voie descendante. Ces deux bandes sont divisées en 175 canaux de 200 kHz. Ces canaux sont répartis entre les différents opérateurs du pays. Pour palier les demandes croissantes de communication, la bande des 1 800 MHz a été attribuée sur le même principe que celle des 900 MHz.

L'utilisation de la technologie GSM pour la transmission de données n'est pas très adaptée car elle s'appuie sur le réseau RTC. En effet, la commutation du réseau RTC a pour conséquence de bloquer la ressource radio pour l'utilisateur durant toute la durée du transfert, et offre une vitesse de transfert très lente non adaptée à la transmission de volumes de données importants. C'est pour répondre à cette problématique qu'une extension a été intégrée au niveau de l'architecture GSM pour pouvoir offrir de nouveaux services de données tout en optimisant l'allocation des ressources.

Cette extension correspond à la technologie GPRS. Globalement, elle permet à l'opérateur d'offrir de nouveaux services de données à l'utilisateur grâce à la mise en place de la notion de paquet permettant un accès à l'internet pour remplacer la liaison commutée du réseau RTC. Au niveau de l'allocation des ressources radio, le GPRS s'appuie sur le même fonctionnement que le GSM. Il utilise les mêmes bandes de fréquences, la même modulation (Gaussian minimum Shift Keying, GMSK), et les mêmes canaux physiques. En revanche, le GPRS introduit davantage de souplesse dans la protection de la transmission par l'emploi d'un codage canal sur la base de 4 niveaux de codage (Coding Scheme, CS), comme indiqué dans le tableau 4.5.

Codage	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
Débit brut pour 1 time-slot (kbits/s)	9,05	13,4	15,6	21,4
Débit brut pour 8 time-slot (kbits/s)	72,4	107,2	124,8	171,2

Tableau 4.5 : Niveau de codage et débit brut théorique de la technologie GPRS

Le choix du schéma de codage dépend de la qualité de l'environnement de propagation entre le mobile et la BTS. Si l'environnement est très perturbé ou si l'utilisateur très éloigné de la BTS, le codage CS-1 sera employé afin d'assurer une plus grande fiabilité de transmission mais avec un débit plutôt faible comparé au codage CS-4 qui sera utilisé, quant à lui, dans le cas d'un environnement de propagation optimal ou si l'utilisateur se situe à proximité de la BTS. Dans la pratique, le codage CS-2 est le plus couramment employé.

Le point commun de ces deux technologies est de s'appuyer sur le même support de transmission pour transférer les données. Le support de transmission radio n'est pas parfait de par la présence de plusieurs phénomènes venant perturber la propagation des ondes radios.

2.2 Les phénomènes de propagation d'un canal radio

Comme pour la transmission CPL sur les réseaux électriques, il est important de bien appréhender les phénomènes de propagation pouvant altérer la communication entre deux entités.

Dans le cas d'une propagation dans un milieu sans obstacle, celui-ci se définit comme étant un espace libre. Cette propagation dite en espace libre se représente par une droite reliant l'émetteur et le récepteur. A cette droite s'ajoute une zone dite d'ellipsoïde de Fresnel (cf figure 4.22). L'ellipsoïde de Fresnel regroupe plus de 90 % de la puissance des signaux transmis. Pour que la propagation soit considérée en espace libre, il faut que l'ellipsoïde de Fresnel soit dégagé à 60 %.

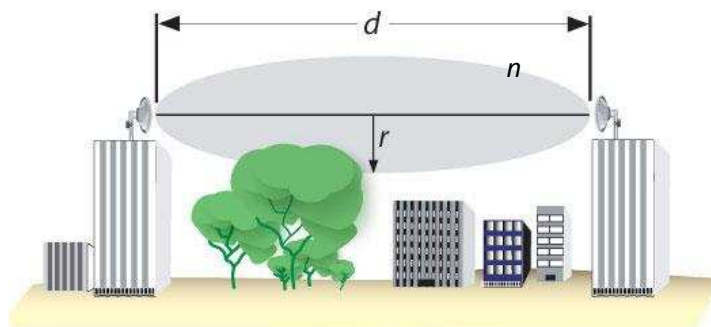


Figure 4.22 : Ellipsoïde de Fresnel

Avec des antennes d'émission et de réception espacées d'une distance d en mètres, le rayon r de l'ellipsoïde de Fresnel en son centre, se calcule par l'équation 4.01 [2, 5].

$$r = \sqrt{\frac{n\lambda \times (d/2)^2}{d}} \quad (4.01)$$

avec λ la longueur d'onde en mètre, et n la zone de Fresnel en radian. Lorsque que $n = 1$, on parle de premier ellipsoïde de Fresnel.

Pour une fréquence de 900 MHz et une distance de 1 km entre l'émetteur et récepteur, le rayon du premier ellipsoïde de Fresnel en son centre est de 9 mètres. Il faut alors un dégagement de 18 mètres pour avoir une propagation en espace libre. A 1 800 MHz, ce dégagement est de 13 mètres. A partir de ce constat, une propagation dans ces conditions ne semble envisageable que pour des zones rurales dégagées.

Dans le cas d'un milieu de propagation plus contraignant, avec un certain nombre d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, et donc dans cet ellipsoïde de Fresnel, l'atténuation sera plus élevée que dans le cas en espace libre. En effet, ces conditions ont pour conséquences de faire apparaître des phénomènes tels que la diffraction, la diffusion, la réflexion et la réfraction. Ces phénomènes dépendent de l'environnement (bâtiments, arbre, montagne, voiture, ...) rencontré par les ondes radios, comme l'illustre la figure 4.23.

- La diffraction se produit lorsque l'onde rencontre une arête (toits, coins de bâtiment, ...) dont la dimension est supérieure à la longueur d'onde de l'onde radio.
- La diffusion se produit lorsque l'onde radio rencontre une surface non plane. Ce phénomène a pour conséquence de réfléchir et de diffuser dans plusieurs directions l'onde radio émise en plusieurs ondes de puissance moindre par rapport à l'onde émise.
- La réflexion se produit lorsque l'onde rencontre une surface dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde (sol, façade de bâtiment, ...).
- La réfraction correspond au changement de direction de l'onde lorsque celle-ci change de milieu.

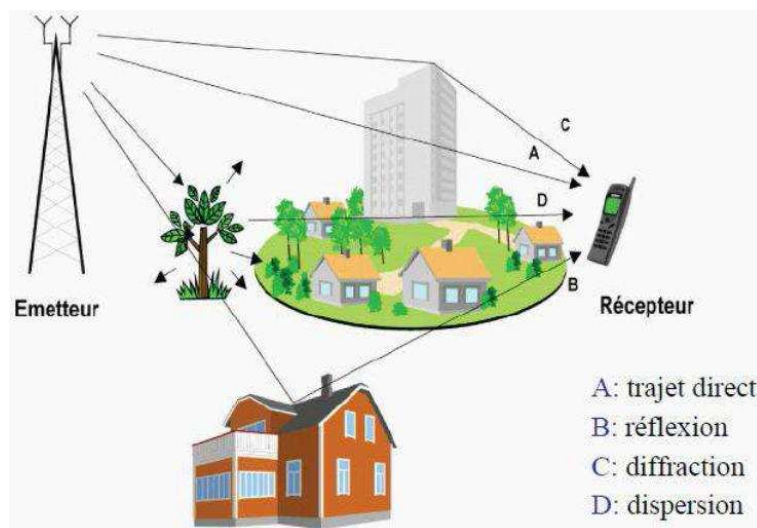


Figure 4.23 : Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission [6]

Au final, l'ensemble de ces phénomènes a pour conséquence d'impacter l'onde radio récupérée au niveau de l'entité réceptrice de par le phénomène de multitrajets. Ces multitrajets, comme pour le CPL, ont pour conséquence de modifier l'amplitude et la phase de l'onde radio reçue vis-à-vis de l'onde émise.

A cela s'ajoute un phénomène fréquentiel, l'effet Doppler, qui intervient lorsque l'émetteur et/ou le récepteur sont en mouvement.

L'ensemble de ces phénomènes peut être déterminé de façon analytique et donc par des modèles de propagation déterministes, si l'ensemble des conditions est connu. Dans des situations réalistes, le support de transmission radio fluctue au cours du temps et dépend de plusieurs paramètres qui sont non maîtrisables. Par exemple, les conditions de transmission dans des environnements urbains varient au cours du temps de par la construction ou la modification de bâtiments, le déplacement de véhicules et de personnes.

Dans le cas d'une communication entre deux entités fixes comme la communication entre la BTS et les concentrateurs AMM, l'ensemble des contraintes citées ci-dessus est toujours valide. Toutefois, le phénomène de variabilité dans le temps est moins important que dans le cas d'un utilisateur qui se déplace au sein du réseau mobile.

2.3 Sélection des modèles de propagation radio-mobile

Les modèles de propagation radio peuvent se diviser en deux catégories : les modèles large bande, aussi appelés modèles vectoriels, et les modèles bande étroite (modèles scalaires). Pour une étude de déploiement de la communication radio GSM et GPRS, les modèles à bande étroite sont suffisants. Dans cette catégorie, le modèle le plus simple est le modèle de propagation en espace libre [5]. Ce modèle étant limité à certaines conditions d'utilisation, le modèle qui fait référence pour des études de déploiement de technologie mobile GSM et GPRS est le modèle d'Okumura-Hata [5, 9, 10] et son extension COST 231 [5, 11, 12]. Ce modèle propose plusieurs types d'environnements de propagation (urbain, suburbain, rural et rural dégagé).

A partir de ce constat, il a été décidé de s'orienter sur le modèle de propagation en espace libre, ainsi que le modèle d'Okumura-Hata pour réaliser les prochaines simulations.

Une liaison radio-mobile se définit par l'équation de bilan de liaison, qui permet de déterminer la puissance reçue P_r en dBm au niveau du récepteur.

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L \quad (4.02)$$

avec P_t la puissance délivrée à l'antenne d'émission en dBm, G_t le gain de l'antenne d'émission en dB, G_r le gain de l'antenne de réception en dB et L l'atténuation de propagation en dB.

Cette équation repose sur des hypothèses, comme le fait que les antennes soient parfaitement adaptées au système de transmission/réception. Pour prendre en compte d'autres contraintes, cette équation peut être complétée.

2.3.1 Le modèle en espace libre

La propagation en espace libre correspond à un environnement sans obstacle entre l'émetteur et le récepteur. Il ne se passe donc aucun phénomène de multitrajets. L'atténuation en espace libre L se définit par l'équation suivante :

$$L = 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f) + 32,4 \quad (4.03)$$

avec d la distance en kilomètre, et f la fréquence en mégahertz.

2.3.2 Le modèle d'Okumura-Hata et son extension COST 231

Pour exprimer l'atténuation en fonction d'un environnement de propagation disposant de plusieurs obstacles, trois étapes sont nécessaires. La première définit l'atténuation médiane due à la distance, la seconde à l'ajout d'un terme aléatoire prenant en compte la présence d'obstacle (effet de masque), puis un dernier terme aléatoire représentant les évanouissements en lien avec les multitrajets.

Dans le domaine du déploiement des technologies mobiles 2G, le modèle d'Okumura-Hata permet de définir l'atténuation médiane due à la distance selon différents milieux de propagation. Celui-ci a été obtenu à partir de mesures effectuées dans l'environnement de Tokyo à différentes fréquences. Y. Okumura a ainsi calculé l'atténuation médiane en fonction de la distance et en a déduit des graphiques permettant des prévisions en fonction de divers paramètres. M. Hata, à partir de ces courbes, a établi des formules empiriques. Par la suite, ces formules ont été complétées par le COST 231 (european COoperation in the field of Scientific and Technical research).

Les modèles d'Okumura-Hata et COST 231 s'emploient pour des cellules de plus de 1 kilomètre comme les cellules « macro ».

Les conditions d'utilisations de ces modèles sont les suivantes :

- Hauteur de la station de base (h_b) : 30 à 200 m
- Hauteur du mobile (h_m) : 1 à 10 m
- Distance (d) : 1 à 20 km
- Fréquence (f) en mégahertz

Le modèle d'Okumura-Hata s'applique dans la bande de fréquences allant de 150 à 1 500 MHz. Dans un milieu urbain, l'atténuation L_u en dB est donnée par l'équation suivante :

$$L_u = 69,55 + 26,16 \log_{10}(f) - 13,82 \log_{10}(h_b) - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_b)) \log_{10}(d) \quad (4.04)$$

avec $a(h_m)$ un facteur de correction dépendant de la hauteur du mobile et de l'environnement.

Pour les petites et moyennes villes :

$$a(h_m) = (1,1 \log_{10}(f) - 0,7)h_m - (1,56 \log_{10}(f) - 0,8) \quad (4.05)$$

Pour les grandes villes pour les fréquences allant de 150 à 200 MHz :

$$a(h_m) = 8,29(\log_{10}(1,54h_m)^2) - 1,1 \quad (4.06)$$

Pour les grandes villes pour les fréquences allant de 200 à 1 500 MHz :

$$a(h_m) = 3,2(\log_{10}(11,75h_m)^2) - 4,97 \quad (4.07)$$

L'affaiblissement en dB dans un milieu suburbain L_{su} est donné par l'équation suivante :

$$L_{su} = L_u - 2 \left(\log_{10} \frac{f}{28} \right)^2 - 5,4 \quad (4.08)$$

avec L_u la perte du milieu urbain dans les petites villes en dB.

Dans un milieu rural, deux types d'environnements peuvent être distingués. L'environnement dégagé L_{r1} , et l'environnement semi-dégagé L_{r2} .

$$L_{r1} = L_u - 4,78(\log_{10}(f))^2 + 18,33 \log_{10}(f) - 40,94 \quad (4.09)$$

$$L_{r2} = L_u - 4,78(\log_{10}(f))^2 + 18,33 \log_{10}(f) - 35,94 \quad (4.10)$$

avec L_u la perte du milieu urbain dans les petites villes en dB.

Le modèle d'Okumura-Hata étant limité à une utilisation inférieure à 1 500 MHz, il ne permet pas d'étudier les transmissions radio-mobiles dans les bandes de fréquences de 1 800 MHz. Le modèle COST 231 fonctionne dans la bande de fréquences allant de 1 500 MHz à 2 000 MHz.

Il définit l'affaiblissement L_u du milieu urbain par l'équation suivante :

$$L = 46,3 + 33,9 \log_{10}(f) - 13,82 \log_{10}(h_b) - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_b)) \log_{10}(d) + C \quad (4.11)$$

avec $a(h_m)$ dans les petites et moyennes villes ayant pour valeurs :

$$a(h_m) = (1,1 \log_{10}(f) - 0,7)h_m - (1,56 \log_{10}(f) - 0,8) \quad (4.12)$$

et C avec une valeur de 0 dB pour les petites et moyennes villes et 3 dB pour les grandes villes.

Les équations dans les deux types d'environnements ruraux du modèle Hata peuvent être réutilisées dans la bande de fréquences de 1 500 MHz à 2 000 MHz avec l'application de l'affaiblissement L_u du modèle COST 231.

2.4 Expérimentations sur sites

Dans le but de contribuer à la définition de règles d'ingénierie pour le déploiement de futurs équipements, tels que des concentrateurs nécessitant des connexions radios, il sera nécessaire de disposer de modèles de propagation. Toutefois, préalablement, il faut s'assurer de la précision de ces modèles dans des configurations représentatives de la liaison radio. Dans ce but, des mesures ont été réalisées qui serviront globalement de référence pour la précision des modèles mais aussi à mieux appréhender les éléments clés de la propagation des ondes radios dans les environnements étudiés.

Cette section présente la mise en place des expérimentations. Tout d'abord, les deux sites de mesures sont introduits, puis les équipements utilisés et le protocole de mesure. Le premier site correspond à des équipements AMM déployés principalement en centre bourg, alors que pour le deuxième, ils sont plutôt dispersés. De plus, il existe plusieurs types d'installation de ces équipements définissant des conditions de réception différentes des signaux radios.

2.4.1 Présentation du premier site

Le premier site de mesures est centré sur la commune de Prahecq à quelques dizaines de kilomètres de la ville de Niort (cf figure 4.24).

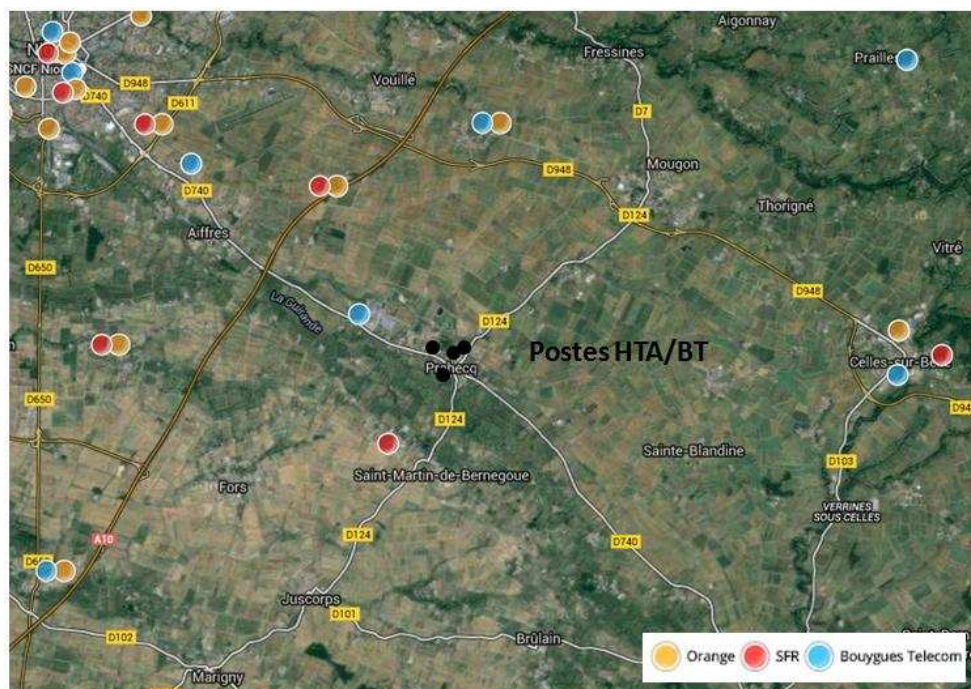


Figure 4.24 : Premier site de mesures au niveau de la commune de Prahecq

Sur cette figure sont indiquées les BTS des trois opérateurs (Orange, SFR et Bouygues) offrant une communication GSM/GPRS. Ces données sont issues de l'ANFR (Agence Nationale des FRéquences). Les quatre points noirs représentent les quatre équipements AMM étudiés qui ici sont des postes de distribution HTA/BT.

Le tableau 4.6 regroupe les hauteurs moyennes et la distance moyenne des BTS pour chacun des opérateurs à proximité des quatre postes HTA/BT de la commune de Prahecq. Cette moyenne se limite aux BTS se trouvant dans un rayon de 10 kilomètres autour des postes HTA/BT. Ce rayon permet d'incorporer entre 3 et 5 BTS selon l'opérateur pour cette commune. L'ensemble de ces BTS offre uniquement des communications GSM/GPRS dans la bande de fréquences des 900 MHz.

Opérateurs	Hauteur moyenne	Distance moyenne
Bouygues Télécoms	41 m	5,3 km
Orange	35 m	6,3 km
SFR	28 m	4,9 km

Tableau 4.6 : Hauteurs et distances moyennes des BTS dans un rayon de 10 km autour des postes de Prahecq

La puissance d'émission et le gain de ces BTS ne sont pas précisément connus. Toutefois, la norme GSM 5.05 [14] informe sur les différentes classes de stations de base et de mobiles définissant les niveaux de puissance maximum et minimum d'émission. Pour une BTS fonctionnant dans la bande des 900 MHz, la puissance d'émission est comprise entre 2,5 Watts (34 dBm) et 640 Watts (58 dBm). Pour une antenne mobile à 900 MHz, la puissance d'émission minimum est de 0,2 Watts (23 dBm) et la puissance maximum de 2 Watts (33 dBm).

Le module GSM/GPRS équipant les concentrateurs du gestionnaire de réseau Gérédis dispose d'une puissance d'émission maximum de 33 dBm et d'un seuil de sensibilité de -100 dBm, avec une antenne disposant d'un gain nul. Pour les BTS, l'ANFR, après contact, a communiqué une valeur moyenne de 55 dBm PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) utilisée par les opérateurs pour les technologies 2G à 900 MHz. Cette valeur correspond à la puissance maximum émise dans la direction de l'antenne de la BTS [2, 5]. Elle intègre la puissance électrique appliquée à l'antenne, ainsi que le gain de celle-ci.

Les quatre postes de distribution HTA/BT équipés de concentrateur AMM dans la commune de Prahecq sont principalement situés dans le cœur de la ville. Les postes HTA/BT rencontrés sont des maisonnettes en parpaing (cf figure 4.25), des postes métalliques (cf figure 4.26), ou des postes préfabriqués en béton/métallique (cf figure 4.28). Dans certain cas, le concentrateur AMM se retrouve déporté dans un boîtier en plastique (cf figure 4.26).



Figure 4.25 : Poste HTA/BT type maisonnette en parpaing

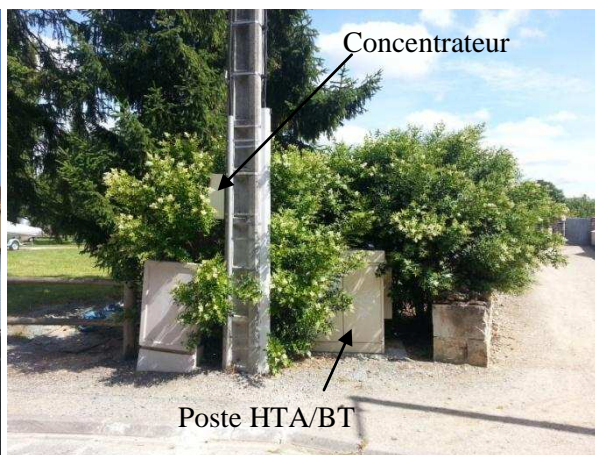


Figure 4.26 : Poste HTA/BT métallique

2.4.2 Présentation du deuxième site

Le deuxième site de mesures se situe au niveau de la commune de Vouillé (cf figure 4.27). Pour cette commune, cinq postes HTA/BT sont équipés d'un concentrateur AMM.

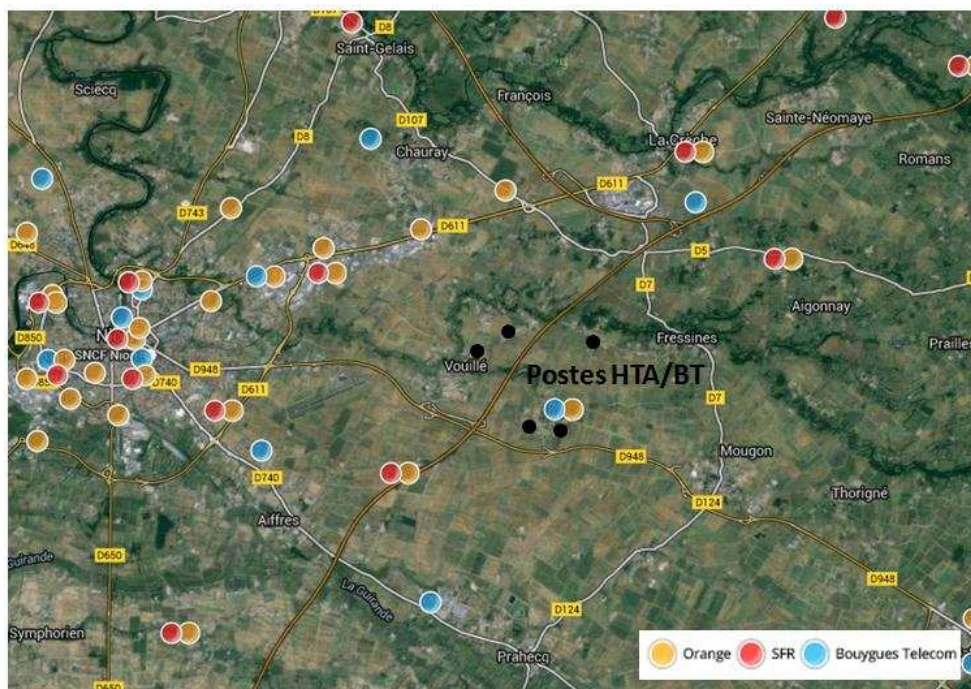


Figure 4.27 : Deuxième site de mesures au niveau de la commune de Vouillé

Sur cette figure sont également indiquées les BTS des trois opérateurs (Orange, SFR et Bouygues) offrant une communication GSM/GPRS. La proximité de la commune de Vouillé avec Niort lui permet de bénéficier d'un plus grand nombre de BTS à proximité, et donc a priori, une meilleure couverture.

Le tableau 4.7 regroupe les hauteurs moyennes et les distances moyennes des BTS pour chacun des opérateurs à proximité des 5 postes HTA/BT de la commune de Vouillé dans un rayon de 10 kilomètres. L'ensemble de ces BTS fonctionnent avec des communications GSM/GPRS dans la bande de fréquences des 900 MHz.

Opérateurs	Hauteur moyenne	Distance moyenne
Bouygues Télécoms	44 m	4,1 km
Orange	38 m	3,1 km
SFR	40 m	5,2 km

Tableau 4.7 : Hauteurs et distances moyennes des BTS dans un rayon de 10 km autour des postes de Vouillé

Les postes HTA/BT de la commune de Vouillé sont plus dispersés géographiquement qu'à Prahecq. En effet, certains se trouvent dans des zones résidentielles avec des postes préfabriqués en béton/métallique (cf figure 4.28) ou bien des postes en forme de maisonnette en parpaing (cf figure 4.25), ou encore dans des zones dégagées de par la présence de transformateur H61 (cf figure 4.29). Dans ce dernier cas, le concentrateur est déporté dans un boîtier plastique en bas du poteau ou à proximité de celui-ci pour être facilement accessible pour d'éventuelles interventions techniques.



Figure 4.28 : Poste HTA/BT préfabriqué béton/métallique

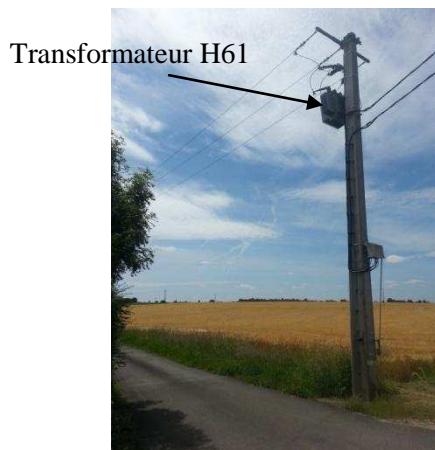


Figure 4.29 : Transformateur H61 en haut d'un poteau

2.4.3 Matériels de mesures

Pour réaliser l'ensemble des mesures de puissance reçue à proximité de chaque poste de distribution, et plus précisément à l'extérieur et à l'intérieur du lieu d'installation des concentrateurs AMM, deux équipements de mesures GSM/GPRS ont été considérés : le Beluga et un mobile trace.

Le Beluga (figure 4.30) de la société Ixel, permet d'obtenir un niveau de puissance reçue, dans un premier temps, pour l'opérateur offrant la meilleure puissance de réception. Puis dans un second temps, pour les trois opérateurs historiques, il indique trois niveaux de puissances correspondant aux BTS à portée de réception. L'antenne utilisée pour les mesures avec le Beluga présente un gain nul.

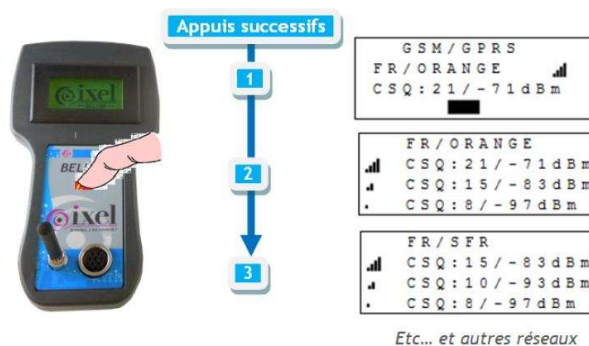


Figure 4.30 : Fonctionnement et affichage de l'équipement Beluga

Le mobile trace possède un système de visualisation des paramètres du réseau cellulaire. Il permet d'obtenir des données concernant les cellules qui entourent le mobile. La cellule à laquelle est raccordé le mobile trace, informe ainsi de la puissance reçue par le mobile en dBm, puis les fréquences et les puissances des 6 cellules à portée du mobile. Il offre également la possibilité d'observer la qualité de service assurée par le réseau cellulaire.

Le Beluga a été utilisé pour l'ensemble des mesures du fait que cet appareil a été choisi par le gestionnaire de réseau Gérédis pour optimiser le déploiement de ces équipements radio GSM /GPRS dont les concentrateurs AMM. Le mobile trace a été utilisé comme référence pour valider les mesures du Beluga.

2.4.4 Protocole de mesures

L'emploi des deux équipements que sont le Beluga et le mobile trace, a été fait selon le protocole de mesure suivant :

- Noter le type de poste HTA/BT
- Identifier le lieu d'installation du concentrateur AMM
- Positionner l'équipement radio-mobile à l'extérieur du lieu d'installation du concentrateur
 - Relever la hauteur de l'équipement
 - Mesurer la puissance reçue avec le Beluga pour les trois opérateurs
 - Comparer les résultats avec le mobile trace
 - Moyenner sur 3 points de mesures pour lisser les multitrajets
- Positionner l'équipement radio-mobile à l'intérieur du lieu d'installation du concentrateur
 - Relever la hauteur de l'équipement
 - Mesurer la puissance reçue avec le Beluga pour les trois opérateurs
 - Comparer les résultats avec le mobile trace
 - Moyenner sur 3 points de mesures pour lisser les multitrajets

2.5 Résultats expérimentaux et analyse

Cette partie est consacrée à la présentation des mesures extérieures effectuées pour les deux sites. L'objectif de cette partie est d'étudier l'environnement de propagation qu'offrent les deux communes.

Les figures 4.31 et 4.32 illustrent l'ensemble des mesures effectuées à l'extérieur des postes HTA/BT des communes de Prahecq et de Vouillé respectivement. Elles présentent le niveau de puissance mesurée en fonction de la distance entre la BTS et les postes.

Pour établir le lien entre le niveau de puissance mesurée pour chacun des opérateurs et la BTS correspondante, les figures 4.24 et 4.27 ont été utilisées. Les BTS ont été associées selon leur distance avec le poste HTA/BT, du fait que la topographie terrain de cette zone est relativement plane, et que l'éloignement maximum de la troisième BTS avoisine les 8 kilomètres, ce qui permet de négliger la courbure de la terre.

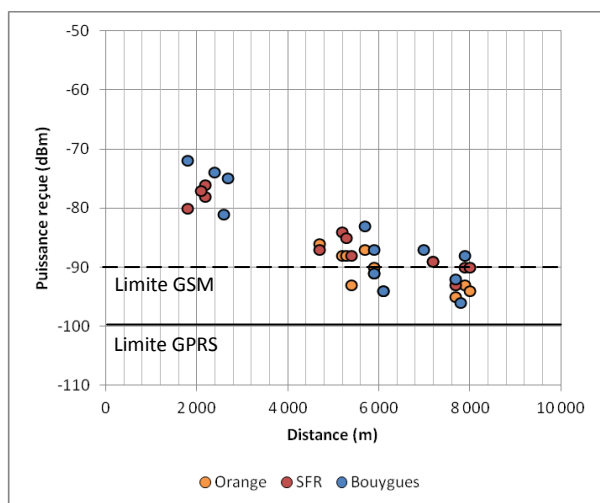


Figure 4.31 : Mesures sur Prahecq

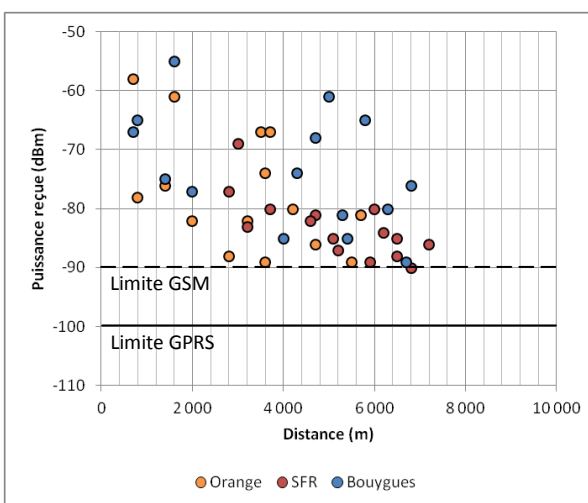


Figure 4.32 : Mesures sur Vouillé

Les résultats sur la commune de Prahecq montrent un environnement de propagation plus contraignant que celui de la commune de Vouillé. En effet, les niveaux de puissance reçue sont globalement plus

faibles à Prahecq qu'à Vouillé à distance équivalente. Ceci s'explique par le fait que les postes HTA/BT de Prahecq sont positionnés au centre de la commune. A cela s'ajoute également une hauteur moyenne des BTS plus faible pour Prahecq : 35 mètres contre 40 mètres pour Vouillé. En outre, on peut observer une plus grande dispersion des mesures dans le cas de la commune de Vouillé. Cela s'explique par la diversité des localisations géographiques des concentrateurs contrairement à Prahecq où ils sont tous en centre ville. Les différentes conditions de propagation sont clairement mises en évidence.

Sur ces deux figures est affichée la limite de réception des technologies GSM et GPRS pour offrir un service de télérelève. De par sa conception, le GPRS offre une limite de réception plus basse que le GSM, permettant ainsi de fonctionner dans des conditions de propagation plus difficiles que son prédécesseur. En lien avec les données constructeurs des puces GSM/GPRS installées dans les concentrateurs AMM, dans la plage de réception de -100 dBm à -90 dBm, l'utilisation du GPRS permet d'offrir un service de télérelève et au delà des -90 dBm, ce service de télérelève par GPRS peut être effectué par pas de 10 minutes.

Ces deux sites de mesures permettent de mettre en avant l'influence de l'environnement de propagation sur le niveau de réception des signaux GSM/GPRS à proximité des postes HTA/BT. La section suivante sera consacrée à l'impact du lieu d'installation du concentrateur AMM, à savoir si celui-ci se trouve à l'intérieur du poste HTA/BT ou à l'extérieur déporté dans un boîtier en plastique.

2.6 Analyse de l'impact du lieu d'installation des équipements GSM/GPRS

Cette section est consacrée à la comparaison des mesures extérieures avec les mesures intérieures du lieu d'installation des concentrateurs AMM. L'objectif de cette partie est d'étudier l'influence du positionnement du concentrateur (poste préfabriqué, maisonnette, boîtier plastique, ..) en lien avec leur sensibilité de réception.

Le premier cas illustré par les figures 4.33 et 4.34 correspond à une comparaison entre les mesures extérieures et à l'intérieur du boîtier en plastique où se trouve le concentrateur AMM. Le poste de la figure 4.33 se situe dans la commune de Prahecq et le poste de la figure 4.34 dans la commune de Vouillé.

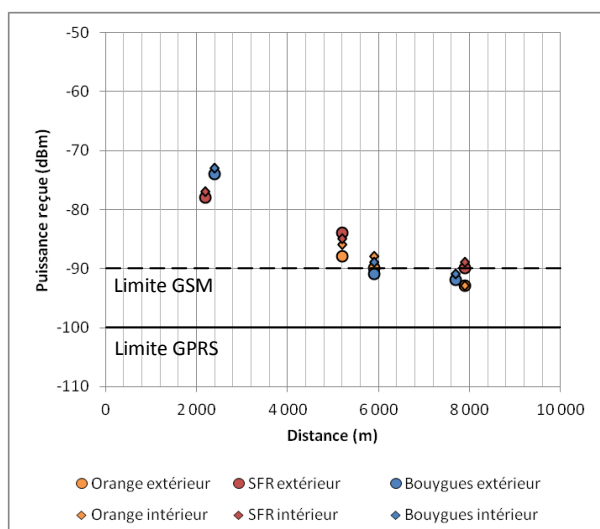


Figure 4.33 : Influence du boîtier plastique - Prahecq

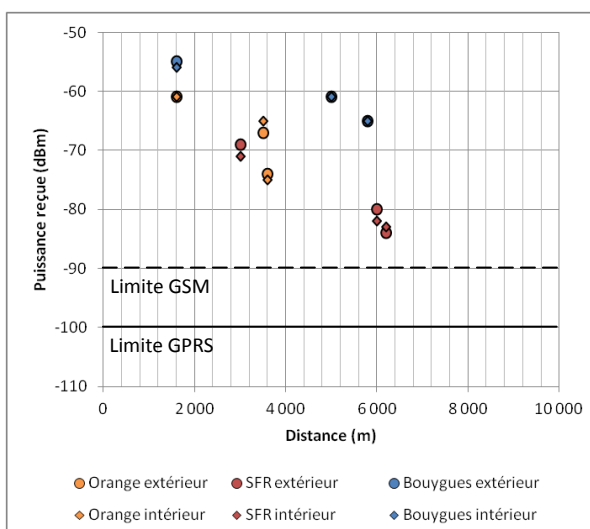


Figure 4.34 : Influence du boîtier plastique - Vouillé

Pour les deux postes, l'influence du boîtier en plastique est négligeable, inférieure à 1 dB. Cette faible atténuation peut s'expliquer par une épaisseur de quelques millimètres du boîtier et de la propriété du plastique à laisser passer les ondes radios. Ce faible écart peut d'ailleurs probablement être imputé aux erreurs de mesures du Beluga. En effet, cet appareil n'est pas un équipement de mesures de haute précision, mais plutôt un appareil destiné à aider au déploiement des équipements GSM/GPRS.

Les figures 4.35 et 4.36 illustrent une comparaison pour deux postes de distribution préfabriqués métalliques. Ces deux postes se situent dans la commune de Vouillé.

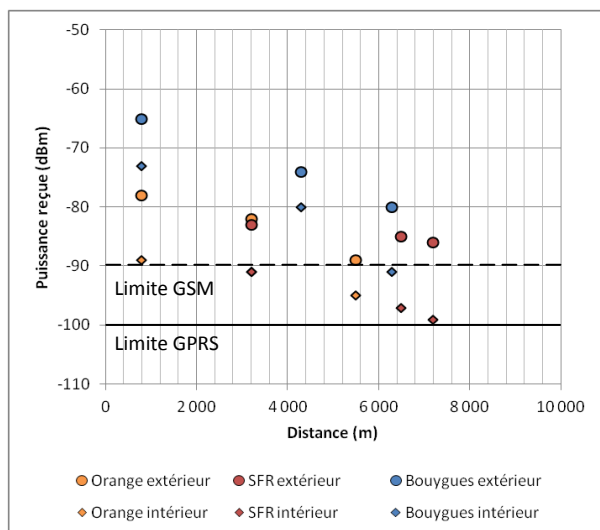


Figure 4.35 : Influence d'un poste métallique 1

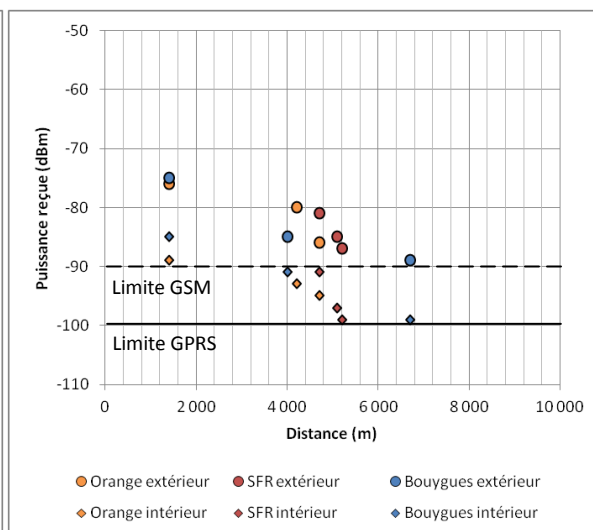


Figure 4.36 : Influence d'un poste métallique 2

La structure métallique des postes de distribution, malgré son épaisseur de quelques millimètres comme le boîtier en plastique, impacte sur la puissance de réception obtenue à l'intérieur de celui-ci. Ce matériau induit une atténuation importante sur les ondes radios. Une perte de 10 dB environ est observée entre les mesures réalisées à l'intérieur et à l'extérieur du poste. Dans plusieurs cas, cela a pour conséquence d'obtenir un niveau de réception en-dessous de la limite GSM et proche de la limite GPRS pour offrir un service de télérelève fonctionnel.

Enfin, la figure 4.37 présente une comparaison entre les mesures extérieures et à l'intérieur d'un poste de distribution de type maisonnette. Ce poste se situe dans la commune de Prahecq.

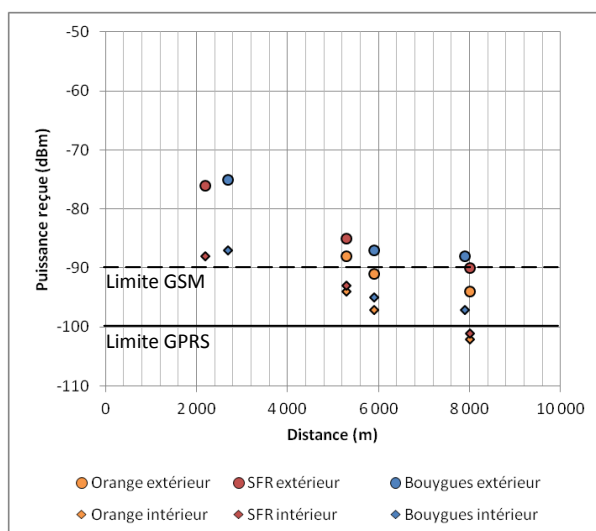


Figure 4.37 : Influence d'un poste préfabriqué en béton

La structure béton du poste avec des parpaings d'environ 5 centimètres d'épaisseur ajoute un peu plus de 9 dB d'atténuation à la valeur mesurée à l'extérieur du poste.

En conclusion, la comparaison entre les mesures à l'extérieur et à l'intérieur de l'environnement de pose du concentrateur AMM, a mis en évidence l'importance de définir une règle de déploiement des futurs équipements radio GPRS afin de fiabiliser la mise en place des services qui leur sont associés. L'utilisation d'antenne déportée pour les postes à structure métallique et béton doit être envisagée pour optimiser la transmission radio.

Dans le cas des compteurs disposant d'une télérelève par la technologie GSM, ces premières mesures montrent que les environnements de propagation de Prahecq et Vouillé, couplés à un éventuel positionnement dans des boîtiers métalliques, conduisent à une limite du GSM rapidement atteinte.

Enfin, l'ensemble des mesures réalisées montre qu'il est difficile pour un gestionnaire de réseau de retenir un unique opérateur pour traiter toutes les situations possibles. Des compromis sont donc nécessaires.

2.7 Comparaison des résultats mesurés/simulés – communication descendante

Le paramétrage du modèle en espace libre et du modèle d'Okumura-Hata pour estimer la puissance reçue pour les différentes liaisons radios des communes de Vouillé et Prahecq s'appuie sur les éléments présentés dans la partie 2.4.

Pour éviter d'alourdir la présentation des résultats correspondant aux quatre environnements de propagation du modèle d'Okumura-Hata pour chacun des opérateurs pour les deux communes, le paramétrage de la hauteur des BTS a été défini dans le modèle par la moyenne des hauteurs des BTS des trois opérateurs présentées dans les tableaux 4.6 et 4.7, soit une hauteur moyenne de 35 mètres pour les BTS à proximité de Prahecq, et de 40 mètres pour Vouillé. Ensuite, concernant la hauteur des points de mesures, ceux-ci se situent en moyenne à 1,3 mètre au-dessus du sol.

Les BTS à proximité des sites mesurés offrent uniquement des communications GSM/GPRS dans la bande des 900 MHz. La fréquence de simulation est alors paramétrée à 942,5 MHz. Celle-ci correspond à la fréquence médiane pour une communication descendante, c'est-à-dire allant de la BTS aux postes HTA/BT. Pour rappel, la puissance d'émission est définie à 55 dBm. Les points de mesures présentés sont ceux issus des mesures à l'extérieur des postes HTA/BT.

La figure 4.38 présente les résultats du modèle en espace libre et du modèle d'Okumura-Hata sur la commune de Prahecq avec les paramétrages exposés ci-dessus.

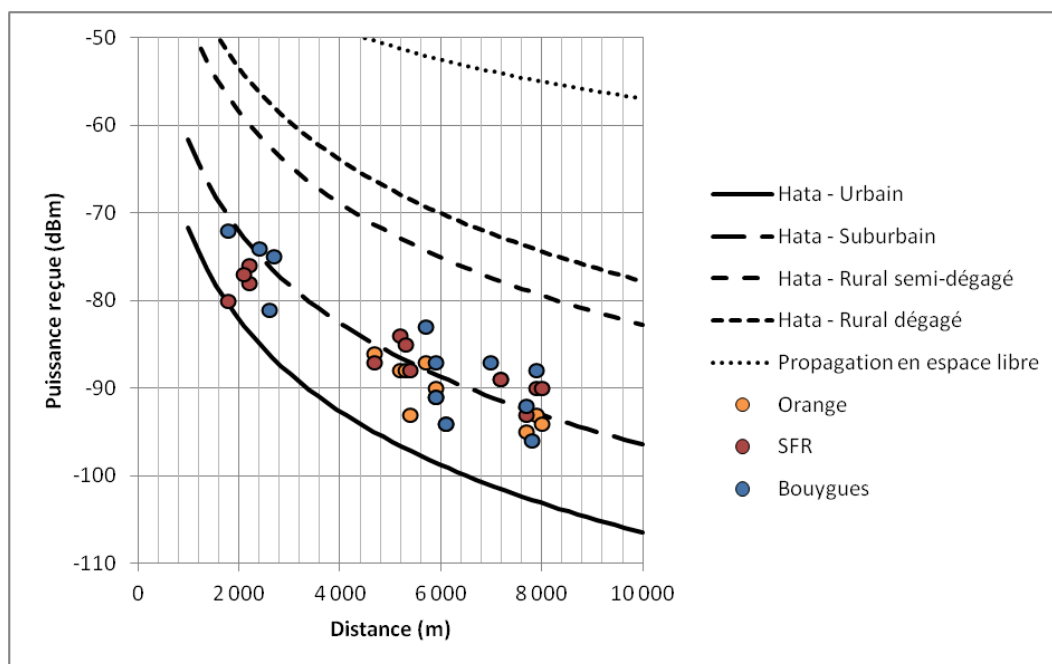


Figure 4.38 : Application des modèles sur la commune de Prahecq (communication descendante)

Globalement, avec les hypothèses de communication mises en place, les mesures effectuées dans la commune de Prahecq se rapprochent du modèle d'Okumura-Hata en milieu suburbain. Le modèle en espace libre offre un mauvais résultat du fait du positionnement des postes au cœur de la commune de Prahecq et de la hauteur des mesures à 1,3 m ne permettant pas de répondre aux conditions du modèle à savoir une visibilité directe avec la BTS et un respect du dégagement de l'ellipsoïde de Fresnel.

La figure 4.39 illustre sur le même principe les résultats des deux modèles pour la commune de Vouillé.

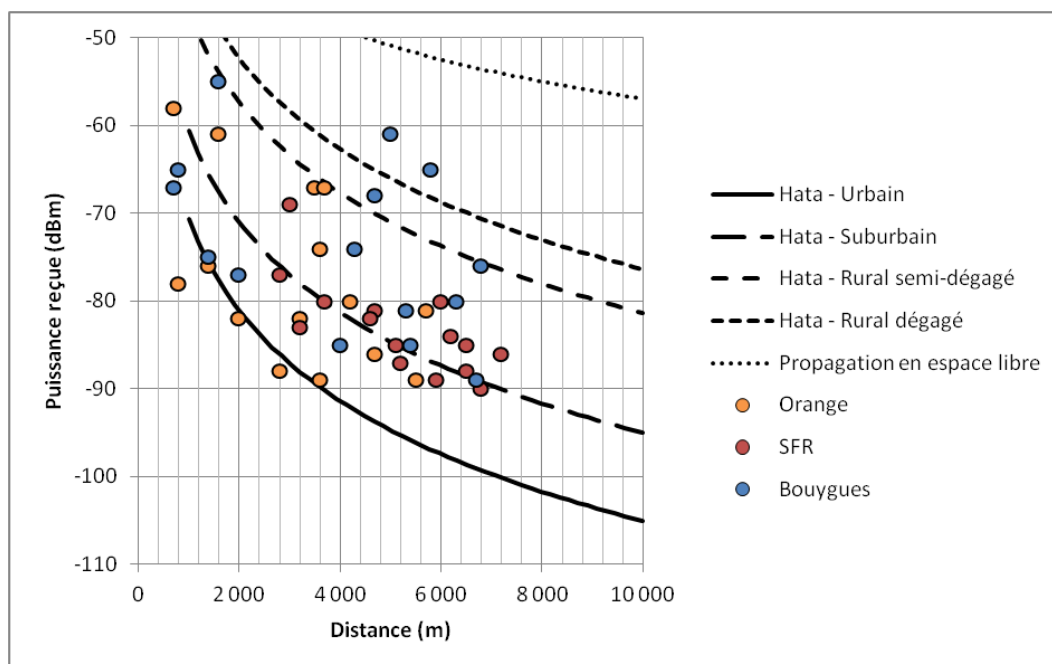


Figure 4.39 : Application des modèles sur la commune de Vouillé (communication descendante)

Comme il a été présenté lors de l'analyse de l'environnement de propagation correspondant à la commune de Vouillé, les points de mesures suivent plusieurs types d'environnements proposés par le

modèle d'Okumura-Hata. Il est alors difficile de définir un environnement de propagation précis en se basant uniquement sur une répartition des postes par commune. A partir de ce constat, il peut être plus judicieux de corréliser un environnement de propagation avec le type de transformateur H59 ou H61. En effet, pour les H59 qui sont majoritairement au cœur des communes, ils correspondront sensiblement à un environnement de propagation suburbain comme pour le cas de la commune de Prahecq. Alors que pour les transformateurs H61 majoritairement en périphérie des communes, voir très excentrés des communes, l'environnement de propagation de type rural sera à privilégier.

Concernant les résultats obtenus par le modèle en espace libre, comme pour Prahecq, ils ne sont pas bons. Ces résultats montrent que les conditions demandées par ce modèle ne peuvent être remplies même par des environnements de propagation a priori dégagés. A partir de ces premières mesures, ce modèle ne semble pas exploitable pour optimiser le déploiement des équipements GSM/GPRS, contrairement au modèle d'Okumura-Hata.

2.8 Cas des communications montantes

L'analyse des résultats de communication jusqu'à présent a porté sur les communications descendantes. Toutefois, il est important de s'intéresser à la partie montante, car le module GSM/GPRS du concentrateur AMM ne dispose pas d'une puissance d'émission équivalente à celle de la BTS. En effet, la puissance d'émission maximum pour ce module n'est que de 33 dBm, comparée au 55 dBm de la BTS. En supposant que cette dernière dispose d'une sensibilité de -100 dBm pour le GPRS, et avec l'hypothèse que l'affaiblissement est identique dans les deux sens de communication, la puissance d'émission de cet équipement risque d'être contraignante.

Cette étude sera effectuée uniquement sur la commune de Prahecq (figure 4.40). La fréquence de simulation est fixée à 897,5 Mhz, ce qui correspond à la fréquence médiane pour une communication montante dans la bande des 900 MHz. La hauteur moyenne de la BTS est à 35 m, et la hauteur moyenne du positionnement du concentrateur à 1,3 m.

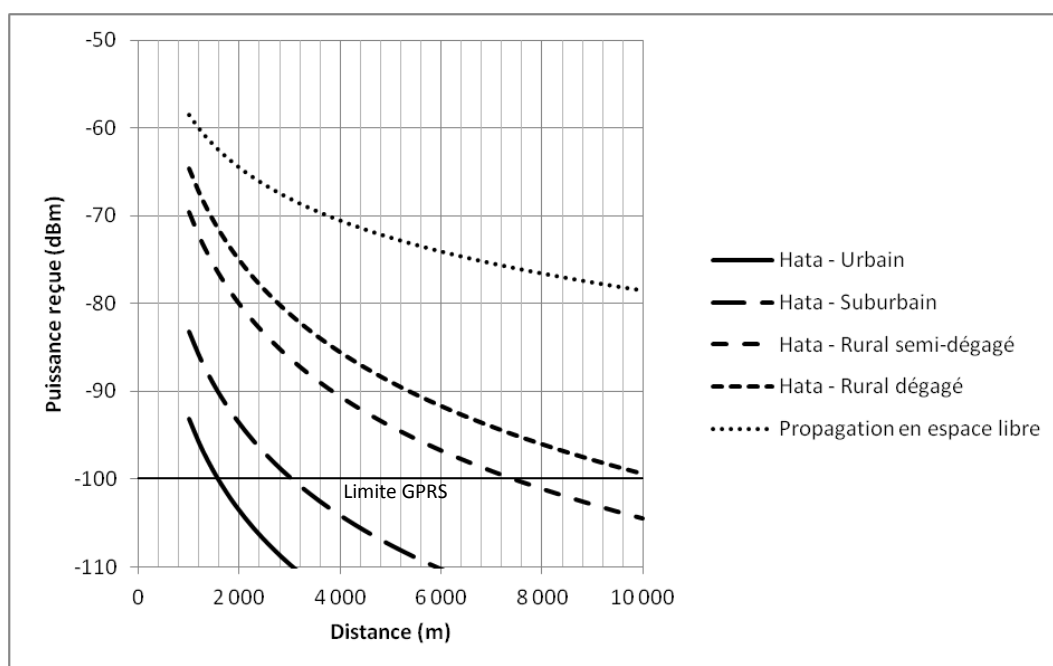


Figure 4.40 : Simulation de la communication montante sur la commune de Prahecq

Dans le cas où la commune de Prahecq a été définie comme un milieu suburbain selon l'étude précédente, cette sensibilité de la BTS à -100 dBm implique que l'ensemble des postes de la commune de Prahecq doit être situé à moins de 3 kilomètres de la BTS la plus proche, et à la condition que le concentrateur se trouve être positionné dans un boîtier en plastique. Dans ces conditions, la disposition des BTS de l'opérateur Orange ne permet pas d'établir la communication montante (tableau 4.8).

Opérateur	Orange	SFR	Bouygues
Distance moyenne de la première BTS à portée des postes HTA/BT de Prahecq	5,3 km	2,1 km	2,4 km

Tableau 4.8 : Distance moyenne de la BTS la plus proche de la commune de Prahecq

Dans le cas où le positionnement du concentrateur se situe dans un poste préfabriqué en béton/métallique ou dans une maisonnette en béton, ajoutant environ 10 dB d'atténuation supplémentaire, le poste de distribution doit se trouver à moins de 1,7 kilomètres d'une BTS. Dans cette condition, cela risque de poser des problèmes de communication avec l'ensemble des opérateurs (cf tableau 4.8). Il sera alors nécessaire de déplacer l'installation des concentrateurs en dehors des postes préfabriqués, ou bien d'utiliser des antennes déportées à l'extérieur des postes préfabriqués HTA/BT.

2.9 Synthèse

Les réseaux mobiles offrent une liberté de communication sur un large territoire, mais disposent de contraintes de transmission comme tout support. Comme pour la technologie CPL, les technologies radio-mobile sont confrontées au phénomène de multitrajets.

Les expérimentations menées sur deux sites présentant des environnements de propagation différents, ont montré que l'établissement de la communication GSM/GPRS à travers des postes de distribution est soumis à certaines difficultés. La modélisation de la propagation des ondes radios pour ces environnements ne peut être faite par le modèle en espace libre. Le modèle d'Okumura-Hata, avec les hypothèses de transmission mises en place, permet de bien représenter les environnements de propagation offerts par les deux communes où se sont effectuées les mesures. Il peut ainsi être envisagé pour réaliser des études de déploiement des futurs équipements GSM/GPRS à la supervision de réseaux de distribution. De plus, la conception des postes HTA/BT entraîne une perte supplémentaire non négligeable de 10 dB environ à laquelle il faut apporter des réponses, par exemple, en déportant les antennes ou en installant l'équipement en dehors du poste dans des boîtiers en plastiques.

D'un point de vue fiabilité, la technologie GPRS adaptera son schéma de codage pour palier les dégradations de l'environnement de propagation, soit dans le meilleur des cas avec un codage de type CS-1 offrant un débit de 9,05 kbits/s. La fiabilisation de la communication radio-mobile se fera, d'un côté, de façon automatique par la technologie GPRS, puis d'un autre côté, par le gestionnaire de réseau à partir des études de déploiement.

Lorsque le GPRS offre sa fiabilité maximale, le débit est à son minimum et donc la latence d'exécution d'un service se retrouve impactée par celui-ci.

Pour répondre aux contraintes de latence des différents services de supervision (cf tableau 4.9), mais également pour assouplir les contraintes de déploiement des concentrateurs, il pourrait être opportun de s'orienter vers des technologies radio-mobile plus récentes.

Référence	Nom du Service	Latence	Fiabilité
S1.01	Optimiser sa maîtrise de l'énergie consommée	Forte/Faible	Forte
S1.02	Limiter les pertes sur le réseau de distribution	Moyenne	Forte
S1.03	Favoriser l'insertion de production décentralisée	Forte	Forte
S1.04	Optimisation économique des productions décentralisées	Moyenne	Forte
S1.05	Faciliter l'implantation du VE/VHR	Moyenne	Forte
S1.06	Optimiser les coûts de l'énergie destinée au GRT	Moyenne	Forte
S1.07	Mécanisme d'ajustement destiné au GRT	Forte	Forte

Tableau 4.9 : Services destinés à la supervision d'un réseau de distribution

En effet, il est possible de citer la technologie 2G, EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution), permettant d'offrir des débits de transmission plus importants que le GPRS, tout en offrant une fiabilité auto-adaptative. Puis les technologies 3G plus récentes, comme l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), permettent d'atteindre un débit maximal de 384 kbits/s pour les deux sens de communication (descendante et montante). Les évolutions de l'UMTS, que sont la HSPA (High Speed Packet Access) et la HSPA+, permettent pour la première un débit de 14,4 Mbits/s en voie descendante et 5,8 Mbits/s en voie montante, et la seconde des débits de 42 Mbits/s en voie descendante et 11,5 Mbits/s en voie montante. Enfin, la dernière génération actuelle, la 4G, par la technologie LTE (Long Terme Evolution), permet pour le moment, des débits descendant de 100 Mbits/s et montant de 50 Mbits/s, et d'obtenir une latence « usager » inférieure à 5 ms, et est sujet à s'améliorer dans un avenir proche.

Conclusion

La communication CPL sur un réseau de distribution dans la bande de fréquences de 1 kHz à 1 MHz, a montré que le transformateur est l'élément le plus impactant sur celle-ci, et que le comportement des réseaux BT est gouverné par les multitrajets dépendant de la topologie du réseau et de la valeur des impédances localisées. Cet affaiblissement couplé aux perturbations présentes sur les réseaux HTA et BT a pour conséquence d'offrir une qualité du réseau électrique très dégradée. En effet, les résultats ont montré que la bande CENELEC était la plus contraignante du fait d'un affaiblissement et d'un niveau de bruit plus importants, contrairement à la bande IEEE 1901.2 où l'affaiblissement y est moins important ainsi que le niveau du bruit de fond.

L'étude de l'optimisation du déploiement des équipements GSM/GPRS a montré que le positionnement des postes HTA/BT qu'il soit au cœur de la commune, en périphérie ou en dehors, n'offre pas les mêmes conditions de propagation et donc affecte le niveau de puissance reçue. La conception des postes de distribution n'est pas à négliger, du fait d'entraîner des pertes supplémentaires d'une dizaine de dB. Afin de prédire les éventuelles problématiques de déploiement des équipements radio GSM/GPRS à la supervision des réseaux de distribution, le modèle d'Okumura-Hata semble, d'après les premières expérimentations, offrir des résultats satisfaisants.

Actuellement, les équipements GPRS installés par les gestionnaires de réseau peuvent permettre un débit maximum de 85,6 kbits/s dans le sens descendant et 42,8 kbits/s dans le sens montant, ce qui présente un débit bien supérieur à ce que peut offrir le CPL G1 avec ses 2,4 kbits/s. Ce dernier est donc le maillon faible de l'architecture AMM actuelle. Avec le déploiement futur du CPL G3, les performances de transmission vont s'équilibrer pour les deux liaisons. Au passage à la bande de fréquences IEEE 1901.2 pour le CPL, une autre technologie que le GPRS devra être envisagée. En effet, celle-ci deviendra alors le maillon faible de l'infrastructure de supervision comparé aux performances du CPL G3 dans cette nouvelle bande de fréquences avec ses 186,9 kbits/s, voir 225,5 kbits/s s'il fonctionne simultanément dans les bandes CENELEC et IEEE 1901.2. A partir de ce moment, le passage aux technologies mobiles 3G, voire 4G, devra être envisagé, ce qui permettra à l'infrastructure de supervision de s'appuyer sur des communications performantes pouvant répondre pleinement aux besoins des services futurs.

Bibliographie du chapitre 4

- [1] J. Vigneron, K. Razazian, « G3-PLC Powerline Communication Standard for Today's Smart Grid », G3-PLC Alliance Technical presentation, 2012
- [2] T. Halonen, J. Romero, J. Melero, « GESM, GPRS, and EDGE PERFORMANCE, Evolution Towards 3G/UMTS », Edition John Wiley and Sons, 2003
- [3] Y. Bougon, E. Hardouin, F. Wolff, « LTE et les réseaux 4G », Edition Eyrolles, 2014
- [4] GSMA, <http://www.gsma.com/gsm>, 2012
- [5] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, « Réseaux GSM », Edition Hermes, 2000
- [6] B. Koussa, « Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fils basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes », Thèse, Université de Poitiers, 2014
- [7] S. Saunders, A. Aragon-Zavala, « Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems », Edition John Wiley and Sons, 2005
- [8] H. Sizun, « La propagation des ondes radioélectriques », Edition Eyrolles, 2002
- [9] M. Hatay, « Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.29, no.3, pp.317-325, 1980
- [10] M. Hatay, « Propagation loss prediction models for land mobile communications », International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, vol., no., pp.15-18, 1998
- [11] ICT COST Action 231, http://www.cost.eu/domains_actions/ict/Actions/231
- [12] D. Cichon, T. Kurner, « Propagation Prediction Models », COST 231 Final report Chapter 4, 1999
- [13] 3GPP TS 05.05 version 8.20.0 Release 1999, « Digital cellular telecommunications system (Phase 2+), Radio Transmission and Reception », Specifications techniques, 2005

Conclusion générale et perspectives

Ces travaux de thèse sont positionnés principalement sur l'étude de la fiabilité de transmission par des technologies CPL sur les réseaux de distribution pour la supervision de la circulation de l'énergie électrique. Ces travaux contribuent à l'étude du comportement de ces réseaux jusqu'à la fréquence de 1 MHz. A cela, s'ajoute une étude sur l'optimisation du déploiement d'équipements radio GSM/GPRS pour répondre de façon plus complète à la mise en place d'une infrastructure de supervision.

Dans le premier chapitre, le contexte général de la thèse a été présenté. Le principe de fonctionnement d'un réseau de distribution a été abordé et l'évolution majeure que représente le concept de Smart Grid a été exposée. Puis, le projet VERDI lancé par le fournisseur historique du département des Deux-Sèvres a été présenté. Ce projet a pour objectif de contribuer à la modernisation des réseaux de distribution par une supervision intelligente de ceux-ci. Dans ce contexte, les contributions apportées par la thèse ont ensuite été présentées. Elles se focalisent sur l'étude du support de transmission que constituent les réseaux électriques pour les signaux CPL et sur les canaux hertziens pour la connexion par GSM/GPRS d'équipements AMM.

Un état de l'art sur la technologie CPL est ensuite exposé. Les contraintes de propagation induites par les réseaux électriques aux fréquences CPL sont décrites. Il ressort que ceux-ci sont gouvernés par un comportement sélectif en fréquence et par une présence de plusieurs types de perturbation. Enfin, la présentation des différents standards CPL que ce soit dans le domaine « Indoor » comme « Outdoor » est réalisée. Pour ce dernier, sur les réseaux BT, les fréquences actuellement utilisées se situent entre 10 kHz et 150 kHz définies par le standard CENELEC. Dans un avenir proche, le CPL pourra fonctionner plus haut en fréquence jusqu'à 500 kHz grâce au standard IEEE 1901.2 pour les réseaux BT et HTA. La modélisation des réseaux électriques a été exposée selon deux approches « Top-Down » et « Bottom-Up ».

Les chapitres 2 et 3 sont consacrés à la modélisation de deux éléments clés du support de transmission que constituent les réseaux de distribution, à savoir les transformateurs de puissance HTA/BT dans le chapitre 2 et les câbles d'énergie dans le chapitre 3.

L'élaboration d'un modèle HF des transformateurs de puissance a débuté par une présentation des phénomènes physiques internes qui gouvernent le comportement du transformateur en basses fréquences, puis en hautes fréquences. En effet, le transformateur se comporte différemment selon la fréquence. En basses fréquences, le comportement est principalement gouverné par le circuit magnétique, et, à partir de quelques kilohertz par des capacités parasites. Un état de l'art sur les modèles HF de la littérature et un inventaire des transformateurs déployés en France dans les zones rurales et suburbaines ont été réalisés.

Deux types de modèles ont été élaborés pour un transformateur de distribution H61 100 kVA :

- Un modèle à constantes localisées, construit à partir de la représentation du transformateur en basses fréquences en y intégrant un certain nombre de capacités parasites.
- Un modèle « boîte noire », développé à partir d'une méthodologie propre reposant sur plusieurs approches de modélisation « boîte noire » de la littérature.

Les résultats du modèle à constantes localisées sont cohérents avec les mesures sur l'ensemble de la plage de fréquences modélisée (50 Hz à 1 MHz). Les résultats du modèle « boîte noire » sont très bons et meilleurs que le modèle à constantes localisées à partir de quelques kilohertz.

Les simulations de transmission lors du passage HTA vers BT et inversement, à partir des deux modèles, ont montré qu'ils réagissent globalement de façon similaire et en cohérence par rapport à la mesure, avec une meilleure précision pour le modèle « boîte noire ». Par la suite, le modèle « boîte noire » a été appliqué sur deux autres transformateurs de distribution H61 et H59, tous les deux de puissance 160 kVA. Les résultats démontrent un comportement très proche entre les trois transformateurs. Les pertes observées dans les bandes de fréquences CENELEC sont constantes et conduisent en moyenne à une atténuation de 38 dB dans le sens HTA vers BT et de 30 dB dans le sens BT vers HTA. Dans la bande de fréquences ajoutée par l'IEEE 1901.2, les pertes décroissent avec la fréquence et en moyenne de 30 dB dans les deux sens de transmission. Pour la bande de fréquences CENELEC, l'atténuation la plus problématique est celle du passage de la BT vers la HTA du fait qu'il définit une limitation du niveau d'émission des signaux CPL sur les réseaux BT. L'atténuation importante générée par le transformateur est un avantage comme un inconvénient selon le point de vue que l'on adopte sur la supervision des réseaux de distribution. Elle est avantageuse s'il est souhaité de superviser les réseaux HTA et BT de façon bien distincte et ainsi de limiter les conflits des signaux CPL entre les deux réseaux. Dans le cas où il est souhaité de faire communiquer les réseaux BT avec les réseaux HTA, cette forte atténuation devient un inconvénient.

Dans le chapitre 3, la mise en place d'un modèle HF pour les câbles d'énergie a commencé par une présentation de la théorie des lignes de transmission définissant le comportement et la représentation des câbles en un modèle à constantes réparties. Dans le contexte des réseaux électriques, en basses fréquences, ce modèle peut être réduit à un modèle à constantes localisées par des hypothèses simplificatrices.

Pour modéliser le comportement des câbles de distribution jusqu'à la fréquence de 1 MHz, un modèle de type cascadié a été proposé pour représenter un câble souterrain BT et aérien torsadé BT. Ce modèle repose sur des hypothèses simplificatrices au vue de la gamme de fréquences étudiée, comme les couplages entre le ruban en acier composant les câbles souterrains BT et le couplage avec l'environnement du câble. La mise en place de ce modèle s'appuie sur une approche expérimentale permettant de déterminer l'ensemble des paramètres du modèle. Les résultats fournis par le modèle ont été validés par des mesures d'impédances et de transmission.

Le comportement du câble souterrain BT modélisé, du fait de la désadaptation de celui-ci avec les impédances à ses extrémités, a pour effet de générer un phénomène de multitrajets et donc de rendre le câble sélectif en fréquence. Cette sélectivité dépend de la fréquence et de la longueur du câble. Toutefois, pour être sélectif dans la bande CENELEC, celui-ci doit avoir une longueur d'environ 250 mètres. La bande IEEE 1901.2 est plus sensible à cette sélectivité du fait des fréquences plus élevées. Toutefois, cette sélectivité a tendance à diminuer lorsque le câble dispose d'une longueur de l'ordre du kilomètre car l'atténuation de ce dernier prend le dessus et limite les réflexions des signaux CPL dans le câble. Les études paramétriques sur l'influence de la longueur et le positionnement d'une dérivation, contrairement à la littérature, ont montré que celles-ci ont tendance principalement à modifier la profondeur des évanouissements en fréquence.

A partir de l'ensemble des résultats, il peut alors être supposé que pour des réseaux de petites tailles, de quelques centaines de mètres, le phénomène de multitrajets aura un impact minime dans la gamme des CPL « Outdoor ». Dans le cas des réseaux de plus grande taille, cette sélectivité sera plus basse en fréquence et donc plus contraignante pour la transmission des CPL. En extrapolant les résultats au niveau des réseaux HTA, ceux-ci faisant plusieurs kilomètres, ils devraient avoir un comportement gouverné par l'atténuation des conducteurs des câbles.

Le dernier chapitre se décompose en deux parties. La première est consacrée à l'étude de la transmission CPL sur les réseaux électriques par une association des travaux des précédents chapitres

au sein d'une plateforme de simulation CPL. La deuxième partie porte sur l'optimisation du déploiement des équipements GSM/GPRS pour la supervision des réseaux.

Concernant la première partie, après une présentation des performances de transmission des CPL G1 et CPL G3, l'étude de fiabilité de transmission CPL a été effectuée à partir de deux cas de transmission sur un réseau BT souterrain. Ce réseau étudié est exploité par le fournisseur Séolis et est composé d'une dizaine de clients. Les résultats de transmission, que ce soit dans le sens HTA vers BT ou inversement, ont montré que le transformateur de distribution est un élément très important. La faible taille du réseau BT étudié, à savoir une centaine de mètres entre le transformateur et le dernier client, montre que le phénomène de multitrajets reste limité aux hautes fréquences, et que son impact aux fréquences CPL jusqu'à 500 kHz est très faible. L'affaiblissement des signaux CPL dans le cas d'une transmission de la HTA vers la BT superposée aux perturbations mesurées en tête d'installation client BT montre des conditions de propagation très dégradées évoluant au cours du temps. Dans le cas étudié, la bande CENELEC est la bande de fréquences principalement impactée par ces mauvaises conditions. En effet, une transmission est impossible avec le CPL G1, alors que le CPL G3 permet une transmission de la HTA vers la BT et avec une meilleure performance pendant la nuit.

La deuxième partie du chapitre 4, consacrée aux technologies GSM/GPRS, commence par exposer ces deux technologies qui présentent de la souplesse de connexion mais présentes des contraintes de propagation. Les expérimentations réalisées sur deux sites ont montré que le positionnement des postes HTA/BT, qu'il soit au cœur de la commune, en périphérie ou en dehors ne conduisent pas aux mêmes conditions de propagation et donc de puissance reçue. A cela s'ajoute la conception des postes de distribution qui entraîne, pour les cas rencontrés, des pertes supplémentaires pouvant atteindre une dizaine de dB compte tenu de la transmission à travers des matériaux tels qu'un mur en parpaing ou des structures métalliques. Dans ces conditions, ces environnements ne peuvent être représentés par une modélisation en espace libre. Le modèle d'Okumura-Hata semble adapté, avec les hypothèses de transmission mises en place, pour évaluer les éventuelles problématiques de déploiement des équipements radio GSM/GPRS pour la supervision des réseaux de distribution. Un des points à souligner dans ce contexte de transmission est la communication montante de l'équipement GSM/GPRS vers la BTS. En effet, la faible puissance de transmission de ces équipements radio, dans le cas où ils se situent dans les postes étudiés, ne permet de communiquer qu'avec une BTS se trouvant au maximum à 1,7 kilomètre du poste. Cela est très contraignant dans le cas du département des Deux-Sèvres à majorité rurale et suburbaine. Il est alors nécessaire de déporter soit l'antenne à l'extérieur du poste, soit l'équipement dans un boîtier plastique en dehors du poste de distribution.

Les perspectives de ces travaux de thèse sont nombreuses :

- Pour l'étude CPL :
 - Approfondir l'analyse des perturbations sur un réseau de distribution :
 - Réaliser des expérimentations supplémentaires en BT et sur les réseaux HTA ;
 - Définir des bibliothèques de perturbations selon différents critères (clients, réseaux, ...).
 - Approfondir les modèles HF des équipements réseaux :
 - Optimiser le paramétrage et intégrer des capacités parasites supplémentaires au modèle à constantes localisées du transformateur ;
 - Optimiser la représentation (élément pris en compte, nombre par mètre) de la cellule élémentaire du modèle cascadié pour des études inférieures à 1 MHz ;
 - Appliquer les modèles à d'autres transformateurs, câbles ;
 - Réaliser des transmissions au travers d'un transformateur/câble en état de fonctionnement à son régime nominal.

- Etudier les impédances localisées en HF :
 - Réaliser des expérimentations sur plusieurs heures, voire jours ;
 - En déduire des modèles ;
 - Définir des bibliothèques d'impédances localisées selon différents critères (clients, réseaux, ...).
- Développer une plateforme de simulation CPL complète pour un gestionnaire de réseau.
- Pour l'étude radio :
 - Conforter les résultats avec des mesures supplémentaires sur d'autres sites ;
 - Etudier des modèles de propagation plus complexes prenant mieux en compte la topographie ;
 - Consolider les règles d'ingénierie pour déploiement des équipements GSM/GPRS;
 - Evaluer l'intérêt des technologies 3G et 4G pour de nouveaux services.

Résumé

Le déploiement d'une infrastructure de supervision permet une gestion plus intelligente des réseaux de distribution d'électricité comparé à un renforcement traditionnel pour répondre aux nouveaux enjeux de la maîtrise de l'énergie (Consommations, EnR, VE, ...). Pour acheminer les données, les Courants Porteurs en Ligne (CPL) possèdent un atout majeur. En effet, cette technologie permet de superposer un signal de plus haute fréquence au signal électrique 50/60 Hz. Toutefois, le support de transmission est difficile et non maîtrisable. Ces travaux de recherche ont pour objectif d'apporter une contribution à cette problématique par l'élaboration d'une plateforme de simulation des réseaux pour des fréquences allant jusqu'à 1 MHz dans un but de transmission de données. Des éléments clés des réseaux sont traités de façon séparés puis assemblés pour estimer les performances des CPL « Outdoor » actuels. La variation du comportement des réseaux en fonction du temps et de la fréquence, en particulier des perturbations en tête d'installation clients sur 24h est étudiée. Les transformateurs entre les réseaux HTA et BT sont modélisés sous la forme d'un « modèle à constantes localisées » et d'un « modèle boîte noire ». Les deux modèles sont appliqués sur un transformateur H61 100 kVA. Par la suite, une modélisation des câbles de distribution est proposée sous forme d'un « modèle cascadié ». Celle-ci est appliquée sur un câble souterrain BT. Chaque modèle est obtenu à l'aide de mesures d'impédances, et validé par des mesures de transmissions. Pour compléter, une étude préliminaire sur les communications radio mobile est réalisée pour la supervision des réseaux de distribution.

Mots clés – Réseaux intelligents, Courants Porteurs en Ligne, Réseau de distribution, *Transformateur HTA/BT, Câble d'énergie, Haute Fréquence, Expérimentations, Modèle boîte noire, Modèle à constantes localisées, Théorie des lignes de transmission, Modèle cascadié, Perturbations réseaux, Communication radio mobile*

Abstract

Establishing a supervisory infrastructure allows a better smart management than an expensive strengthening of distribution network to respond to new constraints at the energies control (Consumption, REN, EV ...). To transmit data, Power Line Communication (PLC) technologies present an advantage in this context. In fact, it enables a superposition of High Frequency (HF) signals on electrical signal 50/60 Hz. However, electric networks have not been developed to this application because of difficult propagation conditions. This research work makes a contribution to develop a simulation platform in objective to transmit data to 1 MHz. In first time, each network element is studied singly and in second time, together, to estimate "Outdoor PLC" transmission performance. The first element studied is the networks variation in function of frequency and time. Several 24h disturbance measurements on Low Voltage (LV) customers are presented. The second element is the transformers which established connection between Medium Voltage (MV) and LV. The proposed modeling method is based on a "lumped model" and a "black box model". These models are applied to a 100 kVA H61 transformer most commonly used by French distribution system operator in rural and suburban networks. The third element is the power line used in MV and LV networks. The proposed modeling method is based on a "cascaded model" from the theory of transmission line. This model is applied to one power line used in LV underground network. Each model is obtained from various impedance measurements. To complete these works, an introductory study on mobile radio communication is performed to remote network distribution.

Keywords - Smart Grid, Power Line Communication, Distribution Network, MV/LV Transformer, Power Line, High Frequency, Field Measurements, Black Box Model, Lumped Model, Theory Line Transmission, Cascaded Model, Disturbance, Mobile Radio Communication