

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE.
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.**

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE.



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département du Génie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES.

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur en Automatique.

***Modélisation d'un Canal PLC
Sur un
Réseau Electrique BT.***

Dirigé par :

Mr. O.Stihi

Etudier par :

AISSA Bachir

Promotion Septembre 2006.

Année Universitaire 2005/2006

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE 10 AVENUE HASSEN BADI

EL-HARRACH ALGER.

Résumé :

Ce travail est consacré à la modélisation d'un canal de communication ayant comme support le réseau électrique en basse tension (PLC). Ce mémoire comporte trois chapitres. Le *chapitre I* concerne des généralités sur le réseau électrique BT et son comportement dans les hautes fréquences. Le *chapitre II* comporte des généralités sur des notions physiques et logicielles concernant la communication numérique. Dans le *chapitre III*, on propose trois techniques de modélisation d'un canal PLC dans un réseau BT, où chacune est présentée et traitée dans une partie différente.

Mots clés :

Modélisation, Réseau électrique, Canal de transmission, Propagation, Réflexion, Transmission, Multi-trajets, Câble, Basse tension, Haute fréquence, Atténuation.

Abstract :

This work is dedicated to the modelling of a communication channel having like support the electric network in low tension (PLC). This memorial includes three chapters. The *chapter I* concerns some generalities on the network electric BT and its behavior in the high frequencies. The *chapter II* includes some generalities on physical and software notions concerning the numeric communication. In the *chapter III*, we propose three techniques of modelling of a PLC channel in a LV network, where each is presented and treated in a different part.

Key words :

Modeling, Power line, Transmission channel, Propagation, Reflexion, Transmission, Multipath, Cable, Low voltage, High frequency, Attenuation.

ملخص:

هذا العمل مسخر لوضع نموذج لقناة اتصال بنيتها القاعدية شبكة كهربائية ذات توتر منخفض. تحتوي هذه المذكرة على ثلاثة فصول. الفصل الأول يخص عموميات حول الشبكة الكهربائية ذات التوتر المنخفض مع تصرفاته مع التواترات العالية. الفصل الثاني يتضمن عموميات حول مفاهيم فيزيائية و لوجيستكية تخص الاتصال الرقمي. في الفصل الثالث نقترح ثلاث تقنيات لوضع نماذج قناة PLC اين وضحت و شرحت كل تقنية على حدى.

كلمات مفتاحية:

وضع نموذج, شبكة كهربائية, قناة بعث, انتشار, انعكاس, بعث, متعدد الطرق, سلك, توتر منخفض, تواترات مرتفعة, تخامد.

Remerciements

Je remercie avant tout, mon Dieu qui nous a éclairé la bonne voie et nous a aidé à la parcourir.

Je remercie mes parents qui se sont sacrifiés pour mon bien et qui m'ont encouragé et soutenu le long de ma vie et particulièrement mon cursus.

Je remercie les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'avoir accepté d'évaluer mon travail.

Je remercie particulièrement mon promoteur M^r O. Stihi pour m'avoir encadré, mais également formé et motivé. Je tiens à souligner son professionnalisme et ses qualités d'écoute, qui ont contribué à ce que j'estime avoir été une collaboration fructueuse.

J'associe pleinement à ces remerciements M^r M. Chakir pour les discussions qu'on a entretenues et qui m'ont été de grande aide.

Je tiens à remercier l'ensemble de mes enseignants.

Je remercie enfin mes amis et surtout ma famille, pour avoir supporté et accepté mes choix.

Dédicaces

*Je dédie ce travail à mes très chers parents que je
prie mon dieu de me les protéger,
à mes frères et sœurs ainsi
que ma petite
famille.*

Abréviations :

AMR: Automatic Meter Reading.
ASK: Amplitude Shift Keying.
BT : Basse Tension.
CPL : Courant Porteur en Ligne.
DCE: Data Circuit-terminating Equipment.
DSO: Digital storage Oscilloscope.
DSP : Densité Spectrale de Puissance.
EMI : Electro-Magnetic Interference.
ETCD : Equipement Terminal de Circuit de Données.
ETTD : Equipement Terminal de Traitement de Données.
FSK: Frequency Shift Keying.
HF: Haute Fréquence.
HT: Haute Tension.
LOS: Line Of Sight.
MT : Moyenne Tension.
NRZ: Non Return to Zero.
NRZI: Non Return to Zero Inverted.
OPERA: Open PLC European Research Alliance.
PC: Personnel Computer.
PLC: Power Line Communication.
PLT: Power Line Telecommunication.
PPC: Power Plus Communication.
PSK: Phase Shift Keying.
RMS: Root Mean Square.
STP: Foiled Twisted Pair.
T.E.B : Taux d'Erreur par Bit.
THT: Très Haute Tension.
UTP: Unshielded Twisted Pair.

Sommaire

Introduction Générale.

Présentation	1
Historique de la PLC	1
Principes de la technologie PLC	2
Problématique	3
Limites de notre travail	3
Structure du mémoire	4

Chapitre I : Le Réseau Electrique BT & Son Comportement en HF.

I.1 Introduction	5
I.2 Les Réseaux électriques	5
I.3 Structure générale d'un réseau (Hiérarchisation par niveau de tension)	5
I.3.1 Les réseaux de transport à très haute tension (THT)	5
I.3.2 Les réseaux de répartition à haute tension (HT)	5
I.3.3 Les réseaux de distribution	6
I.4 Réseaux BT	6
I.4.1 Généralités	6
I.4.2 Types de structures	7
I.4.2.1 Structure arborescente	7
I.4.2.2 Structure bouclable	7
I.4.2.3 Structure maillée	7
I.5 Caractéristiques d'un réseau de distribution BT en HF	8
I.5.1 Le Bruit	8
I.5.1.1 Le bruit de fond coloré	8
I.5.1.2 Le bruit à bande étroite (EMI)	8
I.5.1.3 Le bruit impulsif périodique asynchrone	8
I.5.1.4 Le bruit impulsif périodique synchrone	9
I.5.1.5 Le bruit impulsif asynchrone	9
I.5.2 l'atténuation	9
I.5.3 l'impédance	9
I.5.4 les radiations	9
I.6 Conclusion	9

Chapitre II : Généralités Sur La Communication.

II.1 Introduction	11
II.2 Système de communication numérique	11
II.2.1 L'Équipement Terminal de Circuit de Données ; ETCD	11
II.2.2 Le circuit de données	11
II.2.3 Le circuit de jonction	12
II.2.4 L'Équipement Terminal de Traitement de Données ; ETTD	12
II.2.5 La Liaison de données	12
II.3 Caractéristiques d'une voie de transmission	12
II.3.1 Bande Passante	12
II.3.2 Courbe d'affaiblissement	12
II.3.3 Capacité	13
II.3.4 Symbole	13
II.3.5 Rapidité de modulation R	13
II.3.6 Débit binaire D	13
II.3.7 Taux d'erreur par bit (T.E.B)	14
II.4 Caractéristiques de transmission	14
II.4.1 Transmission série et parallèle	14
II.4.2 Synchronisation	14
II.4.2.1 Transmission asynchrone	14
II.4.2.2 Transmission synchrone	15
II.4.3 Sens de transmission	15
II.4.3.1 Les liaisons de données unidirectionnelles	15
II.4.3.2 Les liaisons de données bidirectionnelles à l'alternat	15
II.4.3.3 Les liaisons de données bidirectionnelles simultanées	15
II.5 Codages et modulations	16
II.5.1 Codages	16
II.5.1.1 Codage NRZ (<i>Non Return to Zero</i>)	16
II.5.1.2 Codage NRZI (<i>Non Return to Zero Inverted</i>)	16
II.5.1.3 Codage Manchester	16
II.5.1.4 Codage Manchester différentiel	16
II.5.2 Modulations	17
II.5.2.1 La modulation d'amplitude ou ASK	17
II.5.2.2 La modulation de fréquence ou FSK	17
II.5.2.3 Modulation de phase ou PSK	18
II.6 Le support de transmission	18
II.6.1 Liaisons à cuivre	18
II.6.1.1 Câble coaxial	18
II.6.1.2 Paires torsadées	18
II.6.1.3 Fils du réseau électrique	18
II.6.2 Fibre optique	19
II.6.3 Ondes hertziennes	19
II.7 Conclusions	19

Chapitre III :
*Modélisation d'un Canal PLC Sur un Réseau
Electrique BT.*

III.A/ Introduction	20
---------------------	----

Partie 1 : Méthode Basée Sur Les Paramètres S.

III.1.1 Introduction	21
III.1.2 Rappel sur les paramètres de dispersion	21
III.1.3 Modélisation basée sur la matrice [S]	22
III.1.3.1 Détermination des paramètres caractéristique du câble de transmission	22
III.1.3.2 Détermination de la fonction de transfert avec les paramètres S	23
III.1.3.2.1 Détermination des paramètres de dispersion S_{11} et S_{21}	24
III.1.3.2.2 Détermination des paramètres de dispersion S_{22} et S_{12}	26
III.1.3.2.2 Détermination de la fonction de transfert	27
III.1.4 Vérification du modèle	28
III.1.5 Conclusion	30

*Partie 2 : Méthode Basée Sur Le Modèle de
« Zimmermann & Dostert ».*

III.2.1 Introduction	31
III.2.2 Détermination des paramètres caractéristique du câble de transmission	31
III.2.2.1 Le modèle des deux lignes de transmission	31
III.2.2.2 La constante de propagation complexe	32
III.2.2.3 L'impédance caractéristique	33
III.2.2.4 Détermination des paramètres fondamentaux de la ligne	34
III.2.3 Topologie proposée du réseau de distribution	35
III.2.4 Modélisation de K.Dostert et M.Zimmermann	36
III.2.4.1 La propagation multi-trajet du signale (multi-path)	36
III.2.4.2 Modèle mathématique de l'atténuation causée par les pertes du câble	39
III.2.4.3 Stratégie d'estimation des paramètres d'atténuation	40
III.2.5 Modélisation de la fonction de transfert du canal de transmission	41
III.2.5.1 Modèle généralisé	41
III.2.5.2 Modèle simplifié	41
III.2.6 Vérification du modèle	42

III.2.6.1 Comparaison des résultats avec le réseau expérimental	43
III.2.6.2 Comparaison des résultats avec le réseau réel	48
III.2.7 Applications du modèle	49
III.2.7.1 Profil d'atténuation	49
III.2.7.1.1 Liens de courte distance	50
III.2.7.1.2 Liens de longue distance	51
III.2.7.1.3 Profil de la longueur	51
III.2.7.2 Modèles détaillés d'un lien individuel	53
III.2.7.3 Modèles de référence	54
III.2.8 Conclusion	56

*Partie 3 : Méthode Basée Sur Le Modèle de
« Anastasiadou & Antonakopoulos ».*

III.3.1 Introduction	57
III.3.2 Modèle proposé de la transmission dans l'environnement indoor	57
III.3.3 Algorithme de calcul des composantes multi-trajet	60
III.3.3.1 Les matrices descriptives du réseau	60
III.3.3.2 Calcul des coefficients de réflexion du réseau	62
III.3.3.3 Calcul d'Impédances d'entrée du Réseau	64
➤ Processus de calcul des matrices d'impédance Z_{cc} et $Z_{in,cc}$	66
III.3.3.4 Calcul analytique des Composants Multi-trajet	69
III.3.4 Application de la méthode sur un réseau expérimental	71
III.3.4.1 Fonction de transfert	73
III.3.4.2 Valeur efficace du retard étendu	74
III.3.5 Conclusion	75
III.B/ Conclusion	76

Conclusion Générale. 77

Annexe. 78

Références. 81

Liste des figures.

Numéro de la figure.	Titre de la figure.	Page.
Figure.I.1.	Structure générale d'un réseau électrique.	6
Figure.I.2.	Catégories de bruit circulant dans un canal PLC.	9
Figure.II.1.	Liaison de transmission dans un réseau.	11
Figure.II.2.	Bande passante.	12
Figure.II.3.	Transmission série et parallèle.	14
Figure.II.4.	Transmission asynchrone.	14
Figure.II.5.	Transmission synchrone	15
Figure.II.6.	Liaison Simplex	15
Figure.II.7.	Liaison Half-duplex	15
Figure.II.8.	Liaison full-duplex.	15
Figure.II.9.	Différents codages utilisés pour transmettre les données en bande de base	17
Figure.II.10.	Modulation d'amplitude	17
Figure.II.11.	Modulation de fréquence.	18
Figure.II.12.	Modulation de phase.	18
Figure.II.13.	Quelques supports de transmission.	19
Figure.III.1.	Schématisation d'un quadripôle soumis à des ondes incidentes et réfléchies.	21
Figure.III.2.	Approche d'un réseau de transmission	23
Figure.III.3.	Diagramme détaillé du réseau de détermination de S_{11} et S_{21}	24
Figure.III.4.	Diagramme détaillé du réseau de détermination de S_{22} et S_{12}	26
Figure.III.5.	Réseau de validation.	28
Figure.III.6.	Impédance des charges du réseau de validation.	28
Figure.III.7.	Amplitude et phase de la fonction de transfert	29
Figure.III.8.	Amplitude et phase de la fonction de transfert après modification	29
Figure.III.9.	Modèle classique des deux lignes par unité de longueur.	32
Figure.III.10.	Une coupe dans le câble utilisé pour la basse tension.	34
Figure.III.11.	Architecture d'un réseau d'accès à la boucle locale	36
Figure.III.12.	Réseau d'étude de la propagation multi-trajets	37
Figure.III.13.	Illustration d'une ligne de transmission.	39
Figure.III.14.	Topologie du réseau expérimental	43
Figure.III.15.	Mesures du réseau expérimental et simulation pour $N=4$	44
Figure.III.16.	Résultat de la simulation de l'équation (III.82) pour $N=4$.	45
Figure.III.17.	Simulation de la réponse impulsionnelle du réseau pour $N=4$.	45
Figure.III.18.	Mesures prises sur le réseau expérimental.	46
Figure.III.19.	Résultat de la simulation pour un nombre de trajet $N=6$	47
Figure.III.20.	Réponse impulsionnelle pour un nombre de trajet $N=6$	47

Figure.III.21.	Valeur absolue de la réponse fréquentielle mesurée.	48
Figure.III.22.	Valeur absolue de la réponse fréquentielle simulée.	49
Figure.III.23.	Profil d'atténuation pour un câble de 150m.	50
Figure.III.24.	Simulation d'un profil d'atténuation d'un lien de courte distance.	50
Figure.III.25.	Profil d'atténuation et du bruit d'un lien du réseau électrique de 330m.	51
Figure.III.26.	Profils de longueur de l'atténuation des liens du réseau électrique en négligeant les encoches.	52
Figure.III.27.	Simulation des profils de longueur de l'atténuation	52
Figure.III.28.	Mesures d'un réseau réel et simulation pour $N=44$	53
Figure.III.29.	Simulation pour $N = 15$ d'un réseau réel	54
Figure.III.30.	Simulation pour $N = 15$ du réseau réel, basée sur les paramètres donnés par le <i>tableau.III.7</i>	55
Figure.III.31.	Simulation de la réponse impulsionnelle pour $N = 15$ trajets.	55
Figure.III.32.	Illustration d'un canal point à point dans un réseau électrique.	58
Figure.III.33.	Schéma référentiel d'indexation.	62
Figure.III.34.	Exemple de deux trajets de propagation	70
Figure.III.35.	Exemple d'un réseau PLC indoor.	71
Figure.III.36.	Fonction de transfert du canal $T_2 - T_5$	73
Figure.III.37.	Valeur efficace du retard étendu du canal $T_2 - T_5$ pour deux types de câbles et trois conditions de chargement différentes.	74
Figure.B.1.	Système de mesure.	79
Figure.B.2.	Circuit de couplage.	80

Liste des Tableaux.

Numéro du tableau.	Titre du tableau.	Page.
Tableau.III.1.	Trajets de signale de propagation de l'exemple étudié.	38
Tableau.III.2.	Paramètre du modèle simplifié de la fonction de transfert du canal.	42
Tableau.III.3.	L'ensemble des paramètres calculés à partir des mesures du réseau expérimental pour $N=4$.	44
Tableau.III.4.	L'ensemble des paramètres calculés à partir des mesures du réseau expérimental pour $N=6$.	46
Tableau.III.5.	L'ensemble des paramètres calculés expérimentalement pour le réseau.	48
Tableau.III.6.	L'ensemble des paramètres correspondant aux profils de longueur	53
Tableau.III.7.	L'ensemble des paramètres mesurés correspondant au modèle de 15 trajets	56



*Introduction
Générale.*

Présentation

L'utilisation du réseau électrique comme support de transformation de données n'est pas une idée neuve ; le courant porteur en ligne CPL (en français) connu actuellement sous d'autres nomination telle que la PLC pour *Power Line Communication* (nomination choisie pour ce document), PLT pour *Power Line Telecommunication* ou encore PPC pour *Power Plus Communication*, a été appliqué comme une méthode de transfert des données depuis plus d'un siècle.

Suivant son évolution, les profils de ses applications ont été différents. Les méthodes développées pour l'usage domestique étaient principalement conçues pour le but de commander les appareils électriques. Par exemple, les fonctions les plus courantes et les plus communes sont: le contrôle des lumières, les systèmes d'alarme et le chauffage dirigé. Les systèmes utilisés par les compagnies de distribution étaient principalement destinés à la lecture automatique d'un compteur à distance (AMR : *Automatique Meter Reading*), le changement des tarifs de consommation et les applications de la gestion des charges. Ces applications n'exigent pas un débit important et c'est la raison pour laquelle elles n'emploient que des techniques simples de modulation et de transmission qui satisfont les performances demandées.

Or pendant ces dernières années, la demande en services de communication s'est développée rapidement et par conséquent la demande de transmettre à domicile la voix, la vidéo et les données numériques et surtout l'offre du marché de télécommunication avec son vaste horizon, ont engendré des activités de recherche pour de nouvelles techniques d'accès au réseau mondial : Internet.

La conception de fournisseur d'accès Internet à large bande à travers un réseau de distribution d'électricité de basse tension a éveillé une discussion chaude. Les avantages économiques de cette technologie étaient le moteur principal de la recherche dans ce domaine, de fait de la disponibilité du réseau électrique dans tous les territoires habités, même les zones rurales, et donc la dispense de faire des installations nouvelles pour assurer la connexion physique au réseau Internet : forme de télécommunication la plus répandue de nos jours. Les caractéristiques des canaux des lignes électriques et l'applicabilité des différentes techniques de la modulation numérique pour assurer une transmission à haut débit qui satisfera les performances exigées, ont été largement recherchés.

Historique de la PLC [1, 2]

Comme il a déjà été mentionné, la PLC existe depuis plus d'un siècle mais elle était utilisée en bas débit. En effet, en 1838, le premier compteur d'alimentation électrique à distance a été proposé, puis en 1897, le premier brevet d'invention des lignes de puissances porteuses de signaux a été déposé. Tout cela a eu lieu au Royaume-Uni. En 1905, les Etats-Unis ont suivi en brevetant de nombreuses applications, et en 1913, la première production

destinée à la commercialisation des relais de compteurs électromagnétique a eu lieu. [1]. Une telle utilisation de la PLC resterait fréquente jusqu'aux années 1950, on utilisait alors une fréquence de 10 Hz, avec une puissance de 10 kW, et la transmission était unidirectionnelle.

Au milieu des années 1980, les recherches ont commencé pour utiliser le réseau de distribution électrique comme support de transport de données, sur la bande 5 – 500 kHz, toujours en unidirectionnel. De 1990 à 1992, les premières apparitions des composants bas débit chez Philips étaient mentionnées.

En 1997, les premiers tests de transmission de signaux de données sur réseau électrique en bidirectionnel sont effectués, et début des recherches pour Ascom (Suisse) et Norweb (Royaume-Uni). La standardisation des protocoles de réseau bas débit a eu lieu dans cette même année.

En Mars 2000, une alliance est passée entre une dizaine de grands groupes industriels notamment ceux représentant les producteurs de l'électricité afin de mettre en place les spécifications de la PLC ; de cette alliance née une spécification : le Homeplug 1.0, en Juin 2001. L'an 2000 voit aussi la création de l'association PLCForum dont le but est de promouvoir la PLC en Europe. Une association similaire, PLCA, est créée en 2001, pour la promotion de la PLC en Amérique du Nord. Les tests sont suivis au cours des années 2000 et 2002, comme celui lancé à Saragoss sur plus de 300 immeubles.

1^{er} Janvier 2004, la commission Européenne lance le projet OPERA (*Open PLC European Research Alliance*) sur 4 ans et un budget de 20 millions d'Euros, dans le but de proposer une norme. [2]

Principes de la technologie PLC [2]

La PLC concerne toute technologie qui vise à faire passer l'information à haut/bas débit sur les câbles électriques en utilisant les techniques de modulation avancées. Son utilisation la plus motivante est la création de réseaux locaux haute vitesse. La mise en place d'un réseau pareil offre aux utilisateurs un large éventail d'applications et de services comprenant l'Internet haut débit, la voix sur IP et les services multimédia, rien qu'en utilisant de simples prises électriques et évidemment des dispositifs appropriés pour la récupération des données.

La PLC consiste à superposer au signal électrique classique (50 Hz), un autre signal à hautes fréquences (de 1 à 30 MHz) et de faible énergie (< 0.5 V), ce signal se propageant le long de l'installation du réseau électrique peut être reçu et décodé à distance.

Le réseau PLC peut être mis en œuvre sous deux types d'architectures :

- L'accès extérieur (Outdoor) : dit technologie du dernier kilomètre ou il s'agit de réaliser un couplage au niveau du transformateur Moyenne Tension/Basse Tension, entre l'accès Internet haut débit et le réseau de distribution basse tension ; ainsi toute la zone desservie par le transformateur peut bénéficier de cet accès distribué via le réseau électrique.
- L'accès intérieur (Indoor) : il s'agit de l'intérieur d'un bâtiment, que ce soit une maison, un appartement ou une entreprise ; c'est une prolongation du réseau local et/ou de l'accès haut débit existant. Ce type d'architecture couvre la zone privée de la distribution électrique.

Problématique

Bien belle idée que celle du système PLC ; l'utilisation du réseau électrique basse tension déjà existant, comme support physique de transmission de données. Il ne reste plus qu'à placer les Modems.

En pratique les choses changent, le canal PLC diffère considérablement dans la topologie et dans les propriétés physiques, par rapport aux supports conventionnels de transmission tel que les câbles à paire torsadée, coaxiaux, et les câbles à fibres optiques; il démontre des caractéristiques plutôt hostiles.

En effet le réseau électrique est loin d'être idéal pour la transmission des données à hautes fréquences. Les paramètres du canal à savoir, l'impédance caractéristique, le bruit et l'atténuation, sont dynamiques, très imprévisibles et fluctuent avec le temps, la fréquence et l'emplacement. Par conséquent la capacité de la transmission devient restreinte, résultat des contraintes sévères de la bande passante et du haut niveau de bruit.

Limites de notre travail

Pour contourner les obstacles cités, un effort énorme a besoin d'être fourni pour la modélisation du canal PLC et la détermination des caractéristiques de transmission sur lesquelles est bâtie la simulation sur ordinateur qui constitue une étape primordiale dans la conception de tels systèmes de communication.

La modélisation des canaux PLC est donc le but principal de notre travail dans ce mémoire de fin d'étude, en plus de celui de présenter succinctement cette nouvelle technologie.

Structure du mémoire

Pour arriver à notre fin, nous avons scindé notre étude en trois chapitres. Dans le premier chapitre, nous allons présenter le réseau électrique de basse tension de son coté architectural ainsi que réactif.

Le second chapitre sera consacré aux généralités concernant la communication, à savoir la chaîne de transmission, les codages, les modulations, les médiums de transmission et autres.

En ce qui concerne le chapitre trois ; il sera devisé en trois parties, chacune présentant une méthode particulière de modélisation d'un canal PLC. La première partie démontrera une méthode basée sur les paramètres de dispersion S [11, 12]. La deuxième partie présentera la méthode de « Zimmermann & Dostert » [15, 16], dont on a reproduit les courbes par simulations. Une méthode récente proposée par « Anastasiadou & Antonakopoulos » [18] sera discutée dans la troisième partie. Des remarques et des conclusions accompagneront ce chapitre pour plus d'illustration.



Chapitre I

*Le Réseau
Electrique BT
&
Son Comportement
En HF.*

I.1 Introduction

Le réseau PLC bâti sur le réseau électrique BT empreinte ses caractéristiques et utilise ses avantages, et il est même encerclé par ses limites. Pour une meilleure connaissance du réseau PLC, la connaissance du réseau électrique BT est indispensable ; c'est le but de ce chapitre.

I.2 Les Réseaux électriques [3]

La fonction générale d'un réseau électrique est d'acheminer l'énergie électrique des centres de production jusqu'aux consommateurs et d'assurer la liaison à tout instant dans l'équilibre production-consommation.

De plus, le réseau a un rôle de transformation, parce qu'il doit permettre de livrer aux utilisateurs un bien de consommation adapté à leurs besoins, le produit électricité est caractérisé par :

- une puissance disponible, fonction des besoins quantitatifs du client ;
- une tension fixée, fonction de cette puissance et du type de clientèle ;
- une qualité traduisant la capacité à respecter les valeurs et la forme prévues de ces deux paramètres et à les maintenir dans le temps.

I.3 Structure générale d'un réseau (Hiérarchisation par niveau de tension) [3]

Dans les pays dotés d'un système électrique élaboré, le réseau est structuré en plusieurs niveaux, assurant des fonctions spécifiques propres, et caractérisés par des tensions adaptées à ces fonctions, comme le montre *la figure.I.1.*

I.3.1 Les réseaux de transport à très haute tension (THT)

Transportent l'énergie des gros centres de production vers les régions consommatrices (de 150 à 800 kV). Ces réseaux sont souvent interconnectés, réalisant la mise en commun de l'ensemble des moyens de production à disposition de tous les consommateurs.

I.3.2 Les réseaux de répartition à haute tension (HT)

Assurent, à l'échelle régionale, la desserte des points de livraison à la distribution (de 30 à 150 kV).

I.3.3 Les réseaux de distribution

Sont les réseaux d'alimentation de l'ensemble de la clientèle, à l'exception de quelques gros clients industriels alimentés directement par les réseaux THT et HT. On distingue deux sous-niveaux :

A / les réseaux à moyenne tension (MT) : de 3 à 33 kV ;

B / les réseaux à basse tension (BT) : de 110 à 600 V.

Une autre norme est présentée en *Annexe A*.

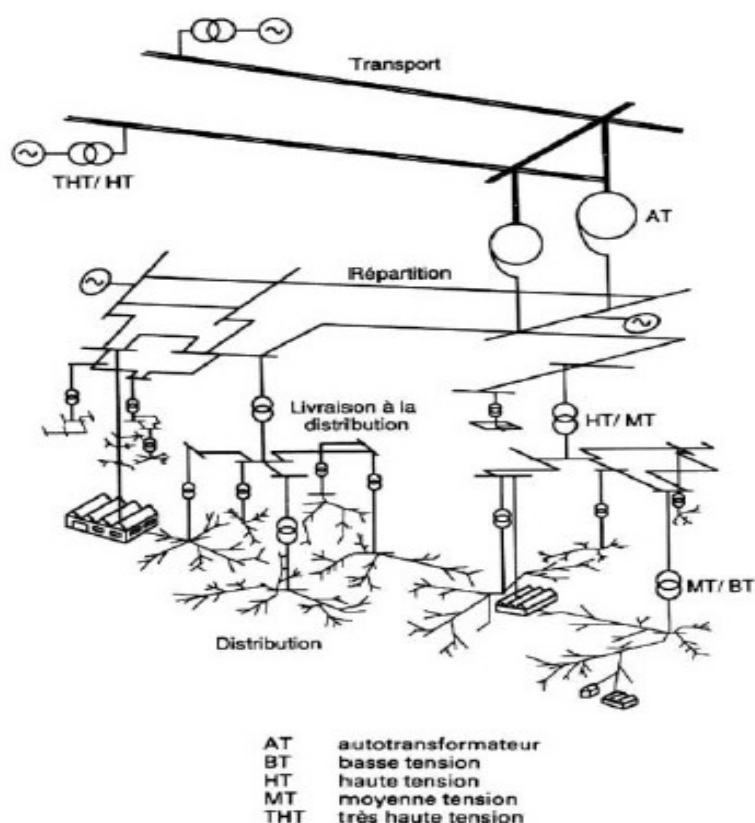


Figure.I.1. Structure générale d'un réseau électrique.

I.4 Réseaux BT [3]

I.4.1 Généralités

On rencontre à travers le monde les deux systèmes de distribution BT : monophasé et triphasé. Le choix entre les deux systèmes résulte de considérations diverses :

- cohérence avec le système de distribution MT et la technique choisie de transformation MT/BT ;
- topologie des charges, justifiant économiquement l'un ou l'autre des deux systèmes ;
- contraintes liées aux appareils d'utilisation (moteurs,...).

Ainsi, en Europe par exemple, les réseaux BT sont très généralement triphasés (4 fils, 3 phases et neutre), alors que la distribution BT monophasée (2 fils, phase et neutre) est très répandue en Amérique du Nord. Dans certains cas, la distribution monophasée BT peut être effectuée avec 3 fils (double système monophasé en opposition de phase avec retour commun).

Suivant les contraintes d'environnement, les ouvrages peuvent être réalisés soit en lignes aériennes, soit en câbles enterrés. Cette dernière technique est plus coûteuse, mais c'est la seule qui puisse être employée en zone urbaine dense ; les câbles sont en général de forte section (150 ou 240 mm²) en prévision des aléas d'évolution des charges.

Dans les autres cas, le réseau est généralement aérien. Bien que l'on rencontre encore des réseaux BT équipés de conducteurs nus, la technique des conducteurs isolés préassemblés en faisceau a tendance à se généraliser. Cette technique, apparue dans les années 60, d'un coût équivalent à celle des conducteurs nus, présente de nombreux avantages : meilleure fiabilité, meilleure qualité de service, exploitation plus aisée, amélioration de la sécurité. Ces conducteurs peuvent être tendus sur des supports ou épouser les contours des façades, ce qui les rend moins apparents.

I.4.2 Types de structures

On peut distinguer schématiquement trois types de structures de réseau BT.

I.4.2.1 Structure arborescente

C'est de loin la plus répandue. Elle est, dans la plupart des cas, considérée comme suffisante. On peut remarquer que la structure arborescente autorise une exploitation simple.

I.4.2.2 Structure bouclable

Elle consiste à insérer des points de bouclage (par boîtes de coupure, ou dans les postes) ouverts en fonctionnement normal, entre deux départs du même poste MT/BT ou de deux postes voisins. Une telle structure peut être réalisée progressivement au fur et à mesure du développement du réseau et, notamment, lors de l'apparition de postes MT/BT supplémentaires, certains bouclages s'établissant de fait.

I.4.2.3 Structure maillée

Cette structure très coûteuse a été réalisée dans des cas où l'on souhaite un niveau de qualité de service très élevé (certaines grandes villes). L'ensemble du réseau BT est interconnecté par l'intermédiaire de fusibles de calibre adapté.

I.5 Caractéristiques d'un réseau de distribution BT en HF

I.5.1 Le Bruit [4]

D'après [4] il y a cinq catégories de bruit circulant dans les lignes électriques dans la bande de fréquence qui nous intéresse et qui sont comme le montre la *figure.I.2* :

I.5.1.1 Le bruit de font coloré

Il a relativement une basse densité spectrale d'énergie qui varie avec la fréquence. Ce type de bruit est la somme de plusieurs sources de bruits de basse puissance ; encore sa DSP varie avec le temps en fonction des minutes et même des heures.

I.5.1.2 Le bruit à bande étroite (EMI)

Il est de forme sinusoïdale et d'amplitude modulée, en générale causé par l'émission des stations radio des ondes moyennes et courtes, le niveau reçu vari généralement avec la journée.

I.5.1.3 Le bruit impulsif périodique asynchrone

Cette synchronisation est relative à la période du signale d'alimentation et les impulsions ont principalement un taux de répétition entre 50 kHz et 200 kHz, ce qui ce traduit dans le spectre par des droites discrètes appropriées aux fréquence d'apparition (train d'impulsion), il est dû aux opérations on-off des appareils de puissance (*switching power supplies*).

I.5.1.4 Le bruit impulsif périodique synchrone

Les impulsions ont principalement un taux de répétition entre 50 Hz et 100 Hz et sont de durée courte (quelques microsecondes) et ont une DSP croissante avec la fréquence. Ce type de bruit est causé par les appareils de puissance qui travail en synchronisation avec la période du signale d'alimentation.

I.5.1.5 Le bruit impulsif asynchrone

Causé par les opérations *on-off* qui parcourent le réseau. Les durées d'impulsion sont de quelques microsecondes et peuvent aller jusqu'à quelques millisecondes, avec un temps de retard aléatoire. Sa densité spectrale de puissance peut aller jusqu'à plus de 50dB en dessus de celle du bruit de font.

Les bruits de type 1, 2 et 3 restent stationnaires durant des périodes de quelques seconds ou minutes et parfois durant des heures. On les considèrent comme un bruit de font.

Par contre les bruits de type 4 et 5 sont variables dans le temps avec une cadence de microseconde ou de milliseconde, et l'apparition de ces impulsions dans le bruit peut augmenter sa DSP considérablement et ce qui peut causer un bit d'erreur dans la transmission de données.

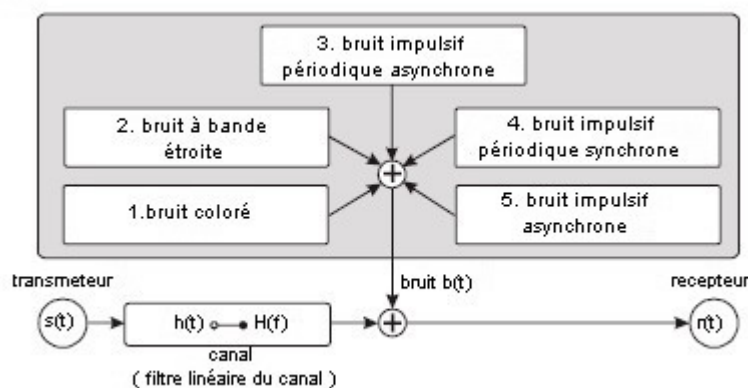


Figure.I.2. Catégories de bruit circulant dans un canal PLC.

I.5.2 L'Atténuation

Définie la propriété du réseau BT à diminuer le niveau du signal HF par une certaine distance, elle dépend :

- du métal de câblage utilisé ;
- des éléments du réseau impliqués ;
- des bandes de fréquences utilisées ;
- de l'impédance du réseau.

I.5.3 L'Impédance

Liée étroitement à la topologie du réseau et aux charges connectées, de plus, elle varie énormément en fonction de la fréquence. Pour la majorité des bandes de fréquence, l'impédance a un comportement inductif ou capacitif aux environs de 100Ω .

I.5.4 Les Radiations

Quand un signal PLC de haute fréquence est injecté dans le réseau électrique, ce dernier se comportera comme une antenne au rayonnement électromagnétique.

I.6 Conclusion

On a vu dans ce chapitre, que les réseaux électriques basse tension sont d'une architecture généralement arborescente, ce qui implique qu'ils réalisent des réseaux de communication de canaux en mode point à point.

On a vu aussi qu'un réseau électrique était réalisé essentiellement pour transporter uniquement de l'énergie. En fait, c'est pour cette raison qu'il présente des caractéristiques défavorables pour une communication à haut débit, vu son comportement dans les hautes fréquences et les parasites dus aux différents bruits présent dans cette gamme. On a vu de même, que ces bruit sont d'origines différentes et qui sont classés dans deux catégories essentielles : les bruit de font et les bruits impulsif qui sont très nuisibles à la communication.

Non seulement ces contraintes de transmission, un système PLC une fois conçu, nuira les télécommunications hertziennes du fait de son émission des ondes électromagnétiques. Un bon dimensionnement du système sera exigé, tache plutôt délicate que difficile.



Chapitre II

*Généralités Sur
La
Communication.*

II.1 Introduction

La communication en toutes ses sortes est l'image du degré de développement d'une société; cette image a atteint aujourd'hui un niveau très élevé dans sa qualité ainsi que dans sa quantité, fondant par conséquent une société multimédia qui se base sur la télécommunication permettant le partage d'informations et assurant un accès à distance aux ressources.

Dans ce chapitre, on va décortiquer un système de communication, en citant les techniques de codage et de modulation les plus basiques, ainsi que les différents médiums et les caractéristiques d'une transmission à travers.

II.2 Système de communication numérique [5]

Une liaison de transmission dans un réseau peut être représentée comme la montre la *figure.II.1*.

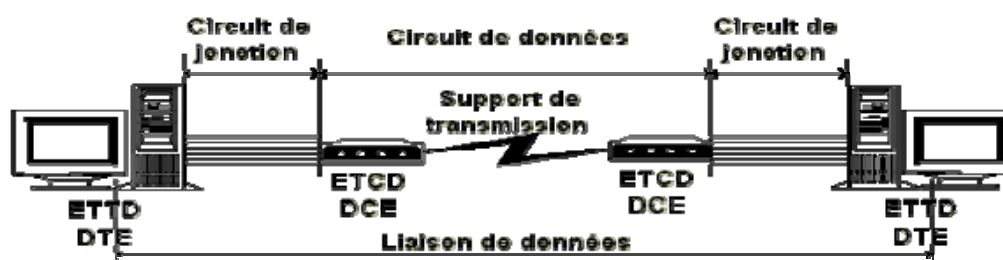


Figure.II.1. liaison de transmission dans un réseau.

Les différents constituants de cette liaison sont ainsi :

II.2.1 L'Equipement Terminal de Circuit de Données ; ETCD

Les ETCD sont des équipements placés à chaque extrémité du support de transmission. Ils ont pour rôle de convertir le signal numérique à transmettre en un signal analogique compatible avec les possibilités du support. Le modem est un exemple d'ETCD.

II.2.2 Le circuit de données

Un circuit de données est l'ensemble constitué par le support de transmission et les deux ETCD (*DCE*) d'extrémité. Un circuit de données permet de transmettre en série une suite de bits.

II.2.3 Le circuit de jonction

C'est l'ensemble des signaux échangés entre un ETTD et un ETCD ; décrivant l'aspect mécanique, électrique, fonctionnel et procédural de ces nombreux signaux.

II.2.4 L'Équipement Terminal de Traitement de Données ; ETTD

Un ETTD est un équipement susceptible de transmettre et de recevoir des données. Il peut être indifféremment un terminal, un ordinateur (serveur, station de travail, ...) ou une station technique (routeur, commutateur, passerelle, ...)

II.2.5 La Liaison de données

C'est le chemin des données, de bout en bout, entre deux ETTD.

II.3 Caractéristiques d'une voie de transmission [6, 7]

II.3.1 Bande Passante

Un circuit de données est assimilable à un filtre de type Passe Bande comme illustré dans la *figure.II.2*. Dans la pratique, la réponse n'est pas aussi franche, et on définit en général la bande passante du circuit par :

$$W = f_2 - f_1 \text{ en Hertz (Hz)} \quad (II.1)$$

Ces deux fréquences f_1 et f_2 , limitant la bande passante, correspondent à une puissance transmise $P_1 = P_0/2$. Cette largeur de bande est dite à 3 dB.

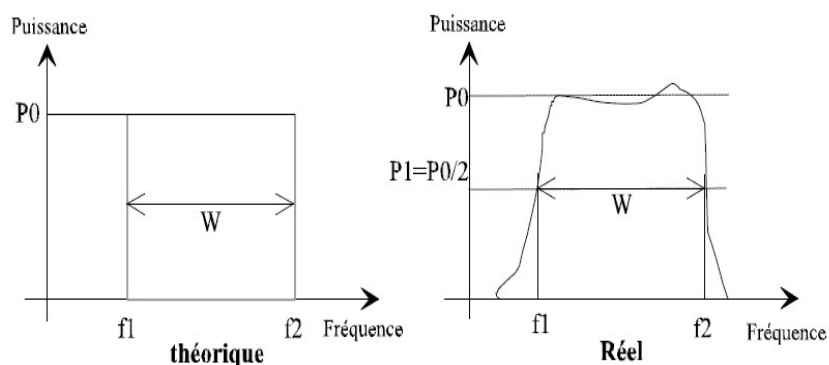


Figure.II.2. Bande passante.

II.3.2 Courbe d'affaiblissement

Valeur du rapport d'affaiblissement en fonction de la fréquence.

$$\text{Le rapport d'affaiblissement} = \text{Amplitude du signal reçu} / \text{Amplitude du signal émis}. \quad (II.2)$$

II.3.3 Capacité

Quantité d'information pouvant être transmise en une seconde. S'exprime en bit/s. Dès 1924, H. Nyquist prouvait de façon empirique que la capacité d'un circuit de donnée est limitée par sa bande passante :

$$C = 2 \cdot W \quad (II.3)$$

C'est C. Shannon qui en 1949 a prouvé que la capacité d'un canal de transmission n'était pas seulement limitée par la bande passante mais aussi par le rapport Signal/Bruit :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{B} \right). \quad (II.4)$$

II.3.4 Symbole

C'est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire. Lorsque M=2, le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc, n symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de $M = 2^n$ symboles M-aires. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits.

II.3.5 Rapidité de modulation R

Elle se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La "rapidité de modulation" est donnée par :

$$R = \frac{1}{T} \text{ en "bauds"}. \quad (II.5)$$

II.3.6 Débit binaire D

Elle se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits. Le "débit binaire" est donné par :

$$D = \frac{1}{T_b} \text{ en "bits par seconde"}. \quad (II.6)$$

Pour un alphabet M-aire, on a la relation fondamentale : $T = n \cdot T_b$ soit $D = n \cdot R$. Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

II.3.7 Taux d'erreur par bit (T.E.B)

La qualité d'une liaison est liée au T.E.B :
$$\text{T.E.B} = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}. \quad (II.7)$$

II.4 Caractéristiques de transmission [5, 8]

II.4.1 Transmission série et parallèle

La liaison série nécessite 2 fils minimum (émission, masse), 3 en général (émission, réception, masse). Les bits d'un octet vont être transmis l'un à la suite de l'autre, par rapport à une référence (masse). La liaison parallèle nécessite 10 fils minimum et est très proche de la gestion interne des ordinateurs (bus interne). voir *figure.II.3*.

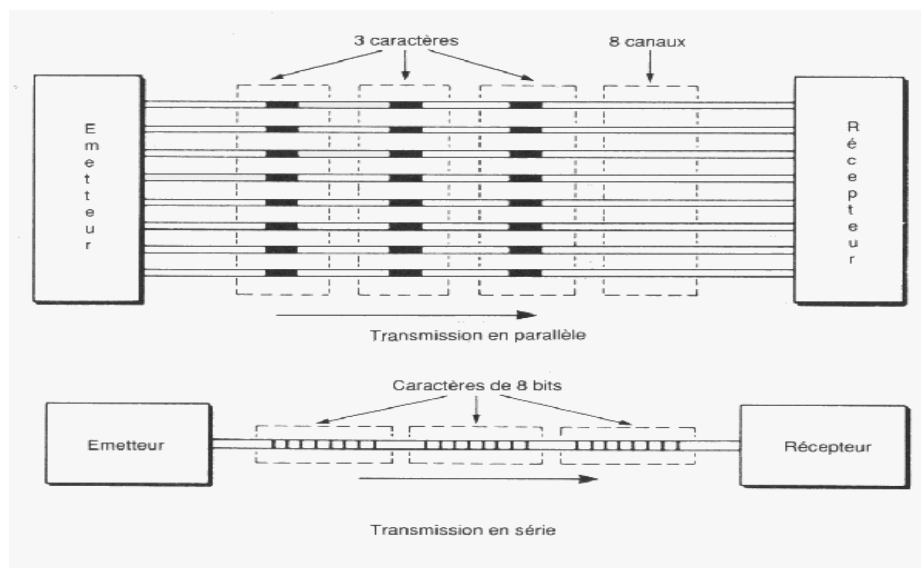


Figure.II.3. Transmission série et parallèle.

II.4.2 Synchronisation [7, 8]

II.4.2.1 Transmission asynchrone

Une transmission est asynchrone lorsqu'elle n'associe pas d'information horloge au signal physique. Chaque extrémité possède sa propre horloge locale. Il n'y a pas d'asservissement entre les deux horloges et le temps qui sépare deux caractères consécutifs est quelconque. Voir *figure.II.4*.

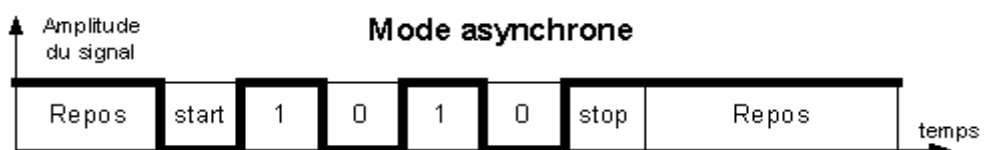


Figure.II.4. Transmission asynchrone.

II.4.2.2 Transmission synchrone

Une transmission est synchrone lorsqu'il associe une information horloge au signal physique. Ici aussi, chaque extrémité possède sa propre horloge, mais celle-ci est asservie par l'information horloge contenue dans le signal physique. Voir *figure.II.5*.

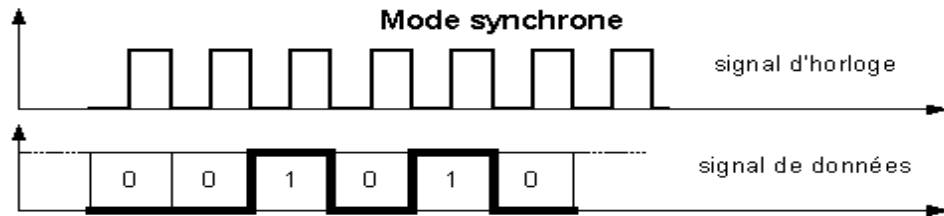


Figure.II.5. Transmission synchrone

II.4.3 Sens de transmission [7, 8]

II.4.3.1 Les liaisons de données unidirectionnelles (*simplex*)

La transmission ne peut se faire que de l'émetteur vers le récepteur. Voir *figure.II.6*.



Figure.II.6. Liaison *Simplex*.

II.4.3.2 Les liaisons de données bidirectionnelles à l'alternat (*half-duplex*)

La transmission peut se faire dans les deux sens, mais pas en même temps, *figure.II.7*.

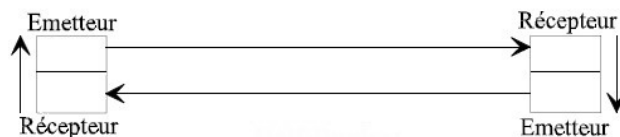


Figure.II.7. Liaison *half-duplex*.

II.4.3.3 Les liaisons de données bidirectionnelles simultanées (*full duplex*)

La transmission peut se faire dans les deux sens simultanément, *figure.II.8*.

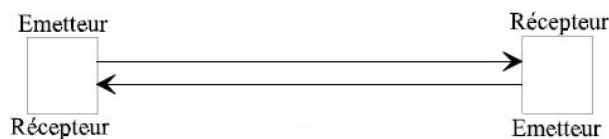


Figure.II.8. Liaison *full-duplex*.

II.5 Codages et modulations [5, 7, 9]

Le message numérique en tant que suite de bits est une grandeur abstraite ; pour transmettre ce message, il est nécessaire de lui associer une représentation physique ; dans le cas de la PLC comme tout autre technologie à liaison filaire, la donnée est présentée sous forme d'un signal électrique.

La transmission sur onde porteuse consiste à utiliser une bande fréquence centrée autour d'une fréquence f_0 . Dans le cas de la transmission en bande de base, on parle de codage en ligne et dans le cas d'une transmission sur onde porteuse on parle de modulation.

II.5.1 Codages

Il y a plusieurs techniques de codages qui sont employé pour coder les signaux transmis en bande de base, et on cite (Voir *figureII.9.*)

II.5.1.1 Codage NRZ (*Non Return to Zero*)

Principe : très proche du codage binaire de base, il code un 1 par +V, un 0 par -V. Il améliore légèrement le codage binaire de base en augmentant la différence d'amplitude du signal entre les 0 et les 1.

II.5.1.2 Codage NRZI (*Non Return to Zero Inverted*)

Principe : on produit une transition du signal pour chaque 0, pas de transition pour les 1. Cela évite un signal continu lors d'une longue succession de 0.

II.5.1.3 Codage Manchester

Principe : dans le codage Manchester, l'idée de base est de provoquer une transition du signal pour chaque bit transmis au milieu de la période d'horloge. Un 1 est représenté par le passage de -V à +V (front montant), un 0 est représenté par le passage de +V à -V (front descendant). La synchronisation des échanges entre émetteur et récepteur est toujours assurée, même lors de l'envoi de longues séries de 0 ou de 1.

II.5.1.4. Codage Manchester différentiel

Principe : c'est la présence ou l'absence de transition au début de l'intervalle du signal d'horloge qui réalise le codage, Il y a toujours une transition au milieu de la période d'horloge. Un 1 est codé par l'absence de transition, un 0 est codé par une transition au début du cycle d'horloge.

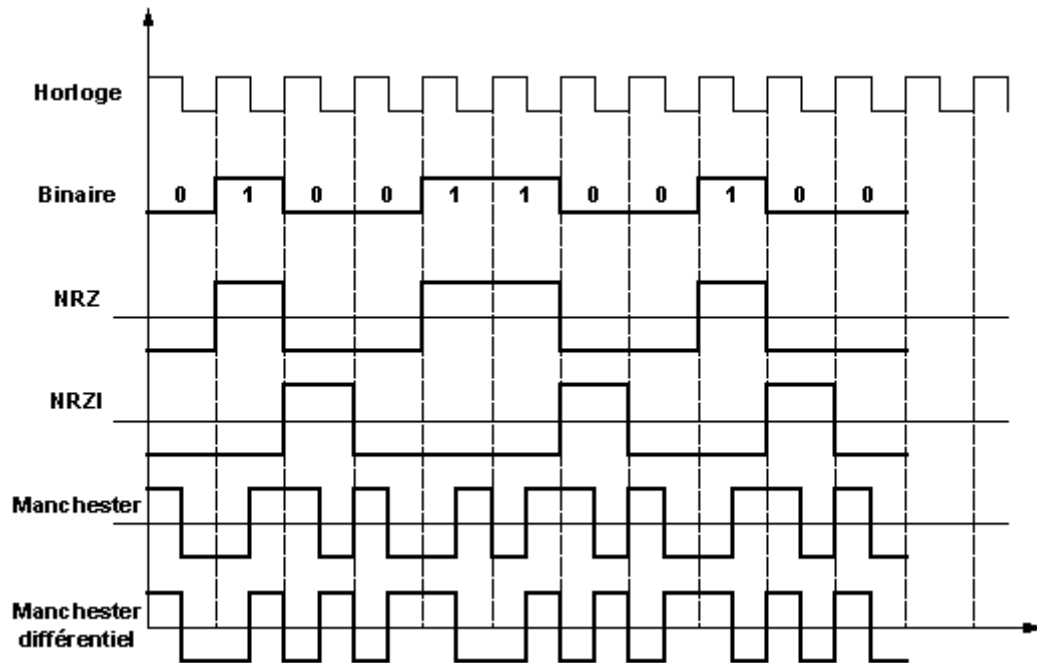


Figure.II.9. Différents codages utilisés pour transmettre les données en bande de base.

II.5.2 Modulations

Pour transmettre les données via le réseau PLC, il faut qu'elles soient en analogique, c'est la raison d'utiliser la modulation. Les techniques de modulation les plus basiques sont :

II.5.2.1 La modulation d'amplitude ou ASK

La modulation d'amplitude s'applique en faisant varier l'amplitude du signal en fonction des bits à coder. Par exemple la *figure.II.10.* :

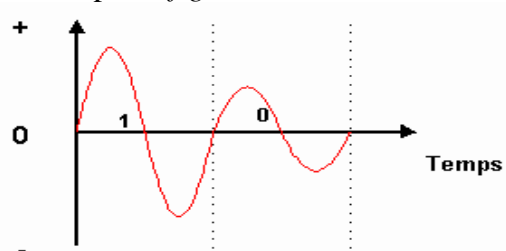


Figure.II.10. Modulation d'amplitude

II.5.2.2 La modulation de fréquence ou FSK

En modulation de fréquence, les niveaux logiques sont représentés par la variation de la fréquence de la porteuse. Par exemple la *figure.II.11.* :

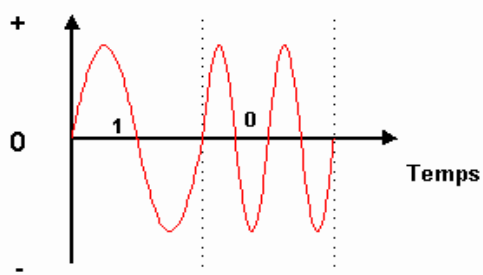


Figure.II.11. Modulation de fréquence.

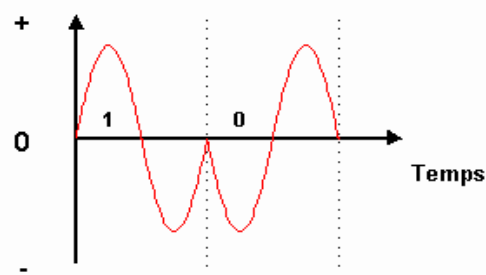


Figure.II.12. Modulation de phase.

II.5.2.3 Modulation de phase ou PSK

La modulation de phase associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse. Par exemple la *figure.II.12*.

II.6 Le support de transmission [8]

C'est le médium transportant les informations codées en analogique. Voir *figureII.13*.

II.6.1 Liaisons à cuivre

II.6.1.1 Câble coaxial

Proche du câble qui relie le téléviseur à son antenne, le câble coaxial est composé d'un câble central entouré d'un isolant, lui-même recouvert d'une tresse métallique, elle-même recouverte d'un isolant. Il permet des vitesses de transmission bien plus élevées que la paire torsadée et des connexions à plus grande distance. Il reste néanmoins assez coûteux.

II.6.1.2 Paires torsadées

C'est le même câble utilisé pour les téléphones. Il existe des câbles à 2 ou 4 paires mais aussi des câbles blindés (STP) ou non blindés (UTP). Ce type de câbles est utilisé pour du câblage dit universel. C'est une solution économique mais limitée. La paire torsadée ne permet pas une grande vitesse de transmission de l'information et elle est en outre très sensible à l'environnement électromagnétique.

II.6.1.3 Fils du réseau électrique

C'est le sujet de notre étude, leurs caractéristiques étaient présentées dans le Chapitre I, pour la gamme de fréquences du travail (ils peuvent être en Aluminium).

II.6.2 Fibre optique

C'est le nec plus ultra des médias télématiques véhiculant des impulsions lumineuses (et non pas électromagnétiques), elle n'est absolument pas sensible aux perturbations pouvant affecter les autres supports. De très petite taille (0,1mm), la fibre optique permet d'aller jusqu'à 15 km avant que l'information ne subisse de graves détériorations et nécessite d'être restaurée (tous les km pour le câble coaxial).

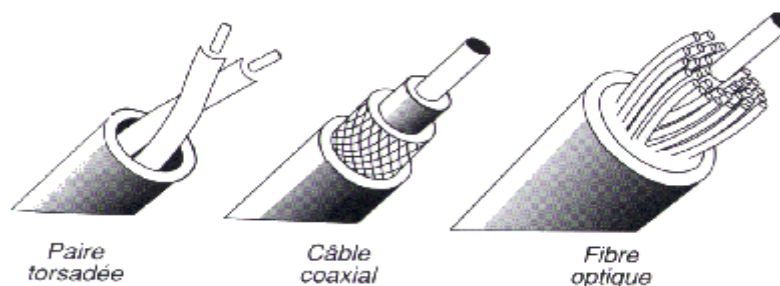


Figure.II.13. Quelques supports de transmission.

II.6.3 Ondes hertziennes

Elles supportent de grande distance et de grandes capacités, pour une propagation en visibilité directe (entre 50 et 80 km). Elles prolongent et remplacent les câbles, pour une plus grande souplesse mais aussi une plus grande sensibilité au bruit.

II.7 Conclusions

Dans ce chapitre, l'énumération des différents constituant d'une chaîne de communication et des différentes notions hard et soft y relatives, nous a donné une idée sur la réalisation d'un système de communication PLC qui saura déborder les limites imposées par la nature du réseau basse tension.

Comme on l'a constaté, la différence entre cette communication filaire et les autres, réside dans la nature hostile en ce qui concerne son support, et qui est peu stable en fonction du temps, de la fréquence et de l'emplacement, d'où sa nature variable. La connaissance du comportement d'un tel support, n'est pas facile mais indispensable pour la réalisation de notre système.

C'est pour cette raison que la modélisation d'un canal de transmission PLC sera le but étudié dans le chapitre suivant.



Chapitre III

*Méthodes de
Modélisation d'un
Canal PLC
Sur
Réseau Electrique BT.*

III.A/ Introduction

La modélisation, outil très performant lors des réalisations ou d'essais sur les nouveaux systèmes, économiseur de temps et de matière économique sera notre objectif dans ce chapitre qui prendra comme sujet un canal de transmission sur un réseau électrique BT.

Le changement de comportement du réseau indoor dans le temps ainsi que dans la fréquence est dû aux impédances variables des charges connectées aux points terminaux du réseau ; ce changement se traduit par l'exposition du signal transmis au phénomène d'évanouissement issu du comportement multi-trajets du réseau et qui dépend lui-même du temps et de la fréquence.

En effet, il y a deux approches pour la modélisation d'un canal PLC [10] :

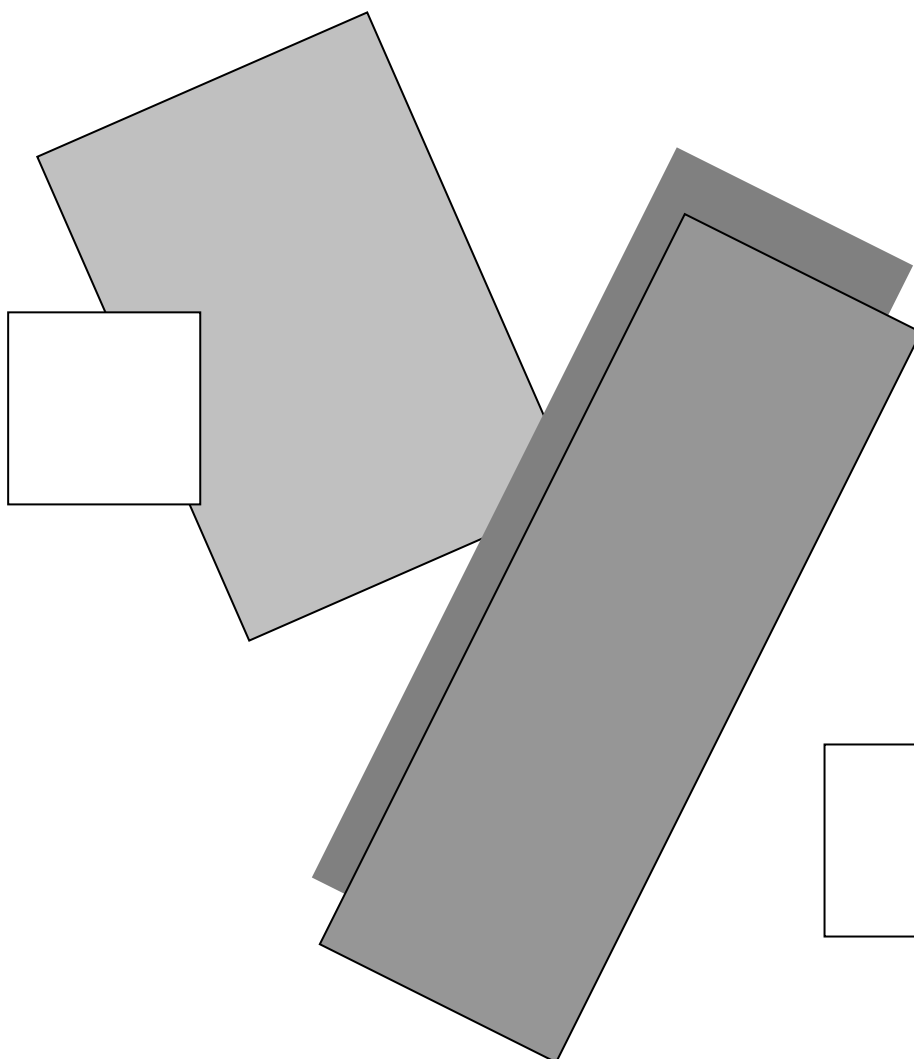
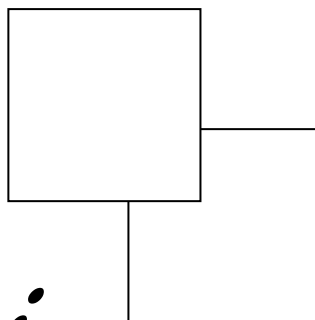
1. La première où le modèle est simplement basé sur les mesures électriques ; ce type d'approche est dit approche *top-down* et est caractérisé par un algorithme de calcul simple, et comme il ne se base que sur des mesures, ces dernières doivent être exactes pour avoir un bon modèle ce qui est difficile dans les conditions de travail imposées.

2. La deuxième considère les lignes électrique comme un réseau distribué et les deux paramètres intrinsèques : l'impédance caractéristique et la constante de propagation sont tirées les premières, ensuite les fonction de transfert sont établies en utilisant les matrices de transmission ou celles des paramètre de dispersion ; cette approche traite les causes fondamentales du comportement des systèmes observés ; cependant les paramètres des matrices de modélisation introduisent un grand nombre de paramètres qui augmente considérablement l'effort de calcul surtout avec une topologie de réseaux complexe : cas le plus fréquemment rencontré dans la pratique. Cette approche est dite l'approche *bottom-up* et elle n'est rien de plus qu'une identification.

Les modèles réalisés au cours de ce chapitre, ne prennent pas les bruits en considération, les contraintes prises lors de la modélisation ne concernent que les caractéristiques internes des canaux, par conséquent un modèle de bruit sera d'une grande utilité lors de la simulation d'une chaîne de communication complète.

Ainsi, seront présentées trois méthodes différentes de modélisation d'un canal PLC, la première et la troisième du type *bottom-up*, alors que la seconde est du type *top-down*. Une comparaison sera faite en fin du chapitre.

Partie 1 :



III.1.1 Introduction

Dans cette partie on va discuter une méthode de calcul de la fonction de transfert d'un canal PLC en se basant sur la détermination des paramètres de dispersion S , cette dernière peut être théorique fondée sur la connaissance des caractéristiques internes du réseau de transmission et dans ce cas la méthode sera de type *bottom-up* et c'est elle qui sera présentée en détails dans cette partie, ou bien pratique basée sur la mesure instrumentale.

III.1.2 Rappel sur les paramètres de dispersion [11, 12]

Soit le schéma d'un quadripôle Q comme illustrer dans la *figure.III.1*, où deux générateurs peuvent l'alimenter, en générant des ondes incidentes et réfléchies exprimées par les grandeurs a_1 , a_2 , b_1 et b_2 définie par :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{c_1} \cdot I_1}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}[Z_{c_1}]}} \quad (\text{III.1})$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_{c_2} \cdot I_2}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}[Z_{c_2}]}} \quad (\text{III.2})$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_{c_1}^* \cdot I_1}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}[Z_{c_1}]}} \quad (\text{III.3})$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_{c_2}^* \cdot I_2}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}[Z_{c_2}]}} \quad (\text{III.4})$$

Où Z_{c_1} et Z_{c_2} sont des impédances arbitraires.

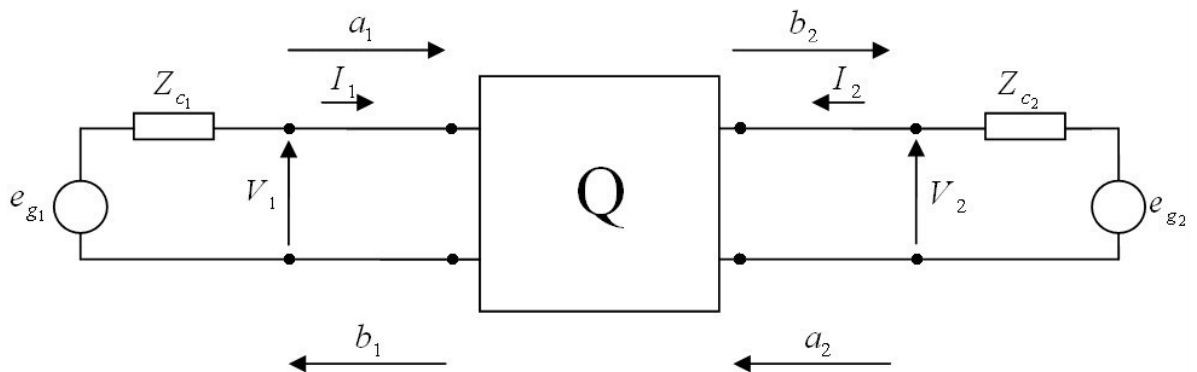


Figure.III.1. Schématisation d'un quadripôle soumis à des ondes incidentes et réfléchies.

Ces grandeurs sont liées entre elles par les paramètres de dispersion S , suivant les équations suivantes :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad (III.5)$$

Ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

$$\text{Notée par : } \mathbf{b} = [\mathbf{S}] \cdot \mathbf{a}. \quad (III.7)$$

Les éléments de la matrice $[\mathbf{S}]$ sont donnés par les relations suivantes :

$$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} ; \text{coefficient de réflexion vu à l'entrée, la sortie étant adaptée.}$$

$$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} ; \text{coefficient de transmission de l'entrée à la sortie adaptée.}$$

$$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} ; \text{coefficient de réflexion vu à la sortie, l'entrée étant adaptée.}$$

$$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} ; \text{coefficient de transmission de la sortie à l'entrée adaptée.}$$

III.1.3 Modélisation basée sur la matrice $[\mathbf{S}]$ (paramètres de dispersion) [13]

III.1.3.1 Détermination des paramètres caractéristique du câble de transmission

La détermination de l'impédance caractéristique Z_0 et de la constante de propagation γ de la ligne de transmission se fait par des mesures effectuées sur l'impédance d'entrée Z_{in} de la ligne, sous les conditions d'un court-circuit et du circuit ouvert.

Selon la théorie des lignes de transmission, l'impédance d'entrée d'une ligne de longueur l chargée par une charge d'impédance Z_L , est exprimée par :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}{Z_0 + Z_L \cdot \tanh(\gamma \cdot l)} \text{ en } (\Omega). \quad (III.8)$$

Donc pour l'essai en court-circuit où $Z_L = 0$, l'équation (III.8) donne :

$$Z_{is} = Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l) \cdot \text{en}(\Omega). \quad (III.9)$$

Et pour l'essai en circuit ouvert où $Z_L \rightarrow \infty$, l'équation (III.8) donne :

$$Z_{io} = Z_0 \cdot \coth(\gamma \cdot l) \cdot \text{en}(\Omega). \quad (III.10)$$

D'après (III.9) et (III.10) on tire :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{is} \cdot Z_{io}}. \quad (III.11)$$

$$\gamma = \frac{1}{l} \cdot \tanh^{-1} \left(\sqrt{\frac{Z_{is}}{Z_{io}}} \right). \quad (III.12)$$

Noter bien que dans le cas où la longueur du câble est égale au multiple du quart de la longueur d'onde qui propage dans ce dernier ; les impédances Z_{is} et Z_{io} seront égales à 0 ou à l'infini.

D'après [13] dans certaines fréquences l'impédance d'entrée à court-circuit (respectivement à circuit ouvert) devient un circuit ouvert (respectivement un court-circuit) et ceci est pour des fréquences qui engendrent des longueurs d'onde dont la longueur du câble est un multiple impair de son quart, et devient un court-circuit (respectivement un circuit ouvert) lorsque ce multiple est pair. Dans ces cas les résultats deviennent erronés et pas pris en considération. C'est pour cette raison qu'on prend plusieurs longueurs de câble lors des mesures de vérification des paramètres de la ligne, et celles affectées par le phénomène du quart de la longueur d'onde seront rejetées.

III.1.3.2 Détermination de la fonction de transfert avec les paramètres S

En connaissant les deux caractéristiques internes de la ligne de transmission Z_0 et γ , la fonction de transfert du canal de transmission peut être déterminée. Pour se faire on suppose que le réseau ait une topologie en bus et comporte N branches comme illustré dans la figure.III.2.

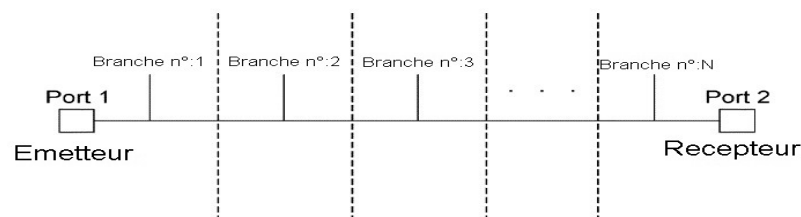


Figure.III.2. Approche d'un réseau de transmission.

La détermination des paramètres de dispersion d'un réseau pareil est très compliquée donc pour simplifié le calcul on le devise en N sous réseaux à une seule branche et on détermine les paramètres de dispersion de chacun d'eux, puis pour déterminer la matrice $[S]$ générale on introduit la caractéristique d'une chaîne de paramètres de dispersion en cascade.

III.1.3.2.1 Détermination des paramètres de dispersion S_{11} et S_{21}

Pour analyser les paramètres S du réseau à une seule branche, le diagramme montré dans la *figure.III.4* est utilisé, tel que l_1 est la longueur du câble qui commence da la limite gauche jusqu'à la dérivation, l_2 est la longueur du câble de la branche de dérivation et l_3 est la longueur du câble qui commence de la dérivation jusqu'à l'extrémité droite.

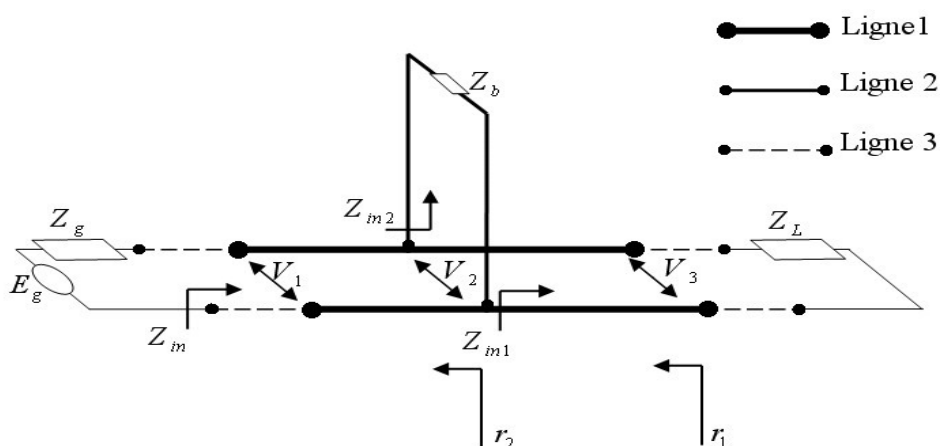


Figure.III.3. Diagramme détaillé du réseau de détermination de S_{11} et S_{21} .

On détermine par « ligne de vue » le trajet direct de la source vers la charge. D'après la *figure.III.3* on définit les grandeurs suivantes :

Z_g : Impédance interne du générateur (50Ω).

Z_L : Impédance de charge à la fin de ligne de vue (50Ω).

Z_b : Impédance de charge à la fin de la dérivation.

Z_{in1} : Impédance d'entrée du réseau à droite de la dérivation avec sortie du réseau adaptée.

Z_{in2} : Impédance d'entrée de la dérivation.

Z_{in} : Impédance d'entrée du réseau à une seule branche.

r_1 : Coefficient de réflexion à la fin de la ligne de vue, vu par signal propageant de l'entrée.

r_2 : Coefficient de réflexion à la dérivation, vu par signal propageant de l'entrée.

Ligne 1 : Ligne de vue de caractéristiques (Z_0, γ).

Ligne 2 : Ligne de dérivation de caractéristiques (Z_0', γ').

Ligne 3 : Ligne de transmission d'impédance caractéristique de 50Ω et de longueur négligeable.

D'après la théorie des lignes de transmission on détermine :

$$Z_{in1} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_3)}{Z_0 + Z_L \cdot \tanh(\gamma \cdot l_3)}. \text{ en } (\Omega). \quad (III.13)$$

$$Z_{in2} = Z_0' \cdot \frac{Z_b + Z_0' \cdot \tanh(\gamma' \cdot l_2)}{Z_0' + Z_b \cdot \tanh(\gamma' \cdot l_2)}. \text{ en } (\Omega). \quad (III.14)$$

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{(Z_{in1} \parallel Z_{in2}) + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_1)}{Z_0 + (Z_{in1} \parallel Z_{in2}) \cdot \tanh(\gamma \cdot l_1)}. \text{ en } (\Omega). \quad (III.15)$$

$$r_1 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (III.16)$$

$$r_2 = \frac{(Z_{in1} \parallel Z_{in2}) - Z_0}{(Z_{in1} \parallel Z_{in2}) + Z_0}. \quad (III.17)$$

Les paramètres S_{11} et S_{21} sont données en appliquant les principes de l'hyperfréquence par :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50}. \quad (III.18)$$

$$S_{21} = 2 \cdot \frac{V_3}{E_g}. \quad (III.19)$$

Vu la complexité de calcul de V_3/E_g , on applique la décomposition suivante :

$$S_{21} = 2 \cdot \frac{V_3}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{E_g}. \quad (III.20)$$

$$\text{Où : } \frac{V_1}{E_g} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \quad (III.21)$$

Et on changeant le plan de référence on obtient :

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{(1 + r_1) \cdot e^{-\gamma \cdot l_3}}{1 + r_1 \cdot e^{-\gamma \cdot l_3}}. \quad (III.22)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{(1 + r_2) \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}{1 + r_2 \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}. \quad (III.23)$$

Ainsi S_{21} peut être calculée en introduisant les équations (III.21), (III.22) et (III.23) dans (III.20).

III.1.3.2.2 Détermination des paramètres de dispersion S_{22} et S_{12}

La même méthode est employé pour la détermination de S_{12} et de S_{22} en échangeant simplement l'emplacement de la source et de la charge, ce qui donne, en se référant à la *figure.III.4*.

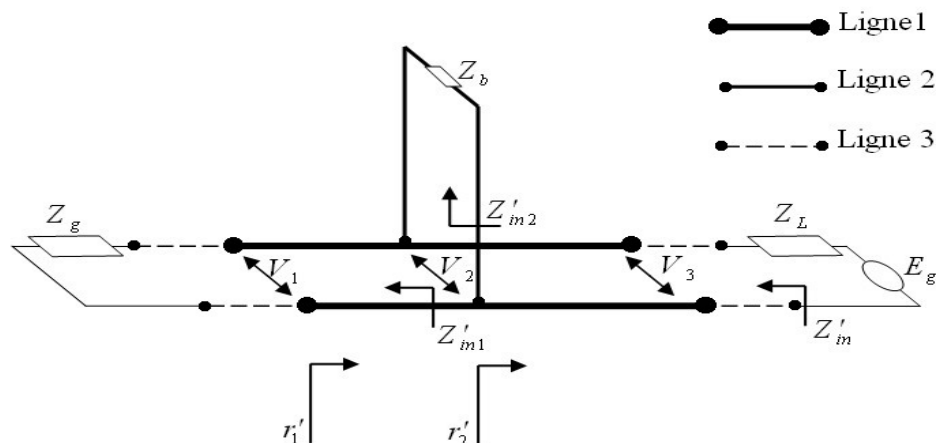


Figure.III.4. Diagramme détaillé du réseau de détermination de S_{22} et S_{12} .

Avec :

Z'_{in1} : Impédance d'entrée du réseau à gauche de la dérivation, avec l'entrée du réseau adaptée.

$Z'_{in2} = Z_{in2}$: Impédance d'entrée de la dérivation.

Z'_{in} : Impédance d'entrée du réseau à une seule branche vue de la sortie avec entrée adaptée.

r'_1 : Coefficient de réflexion à l'entrée, vu par signal propageant de la sortie.

r'_2 : Coefficient de réflexion à la dérivation, vu par signal propageant de la sortie.

Ainsi, on détermine :

$$Z'_{in1} = Z_0 \cdot \frac{Z_g + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_1)}{Z_0 + Z_g \cdot \tanh(\gamma \cdot l_1)} \quad (III.24)$$

$$Z'_{in2} = Z_{in2} = Z_0' \cdot \frac{Z_b + Z_0' \cdot \tanh(\gamma' \cdot l_2)}{Z_0' + Z_b \cdot \tanh(\gamma' \cdot l_2)} \quad (III.25)$$

$$Z'_{in} = Z_0 \cdot \frac{(Z'_{in1} \parallel Z'_{in2}) + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_3)}{Z_0 + (Z'_{in1} \parallel Z'_{in2}) \cdot \tanh(\gamma \cdot l_3)} \quad (III.26)$$

$$r'_1 = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (III.27)$$

$$r'_2 = \frac{(Z'_{in1} \parallel Z'_{in2}) - Z_0}{(Z'_{in1} \parallel Z'_{in2}) + Z_0} \quad (III.28)$$

Ce qui donne S_{22} et S_{12} en appliquant les définitions par :

$$S_{22} = \frac{Z_{in} - Z_L}{Z_{in} + Z_L} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50}. \quad (III.29)$$

$$S_{12} = 2 \cdot \frac{V_1}{E_g}. \quad (III.30)$$

En suivant les mêmes étapes :

$$S_{12} = 2 \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_3} \cdot \frac{V_3}{E_g}. \quad (III.31)$$

$$\text{Où } \frac{V_3}{E_g} = \frac{Z'_{in}}{Z'_{in} + Z_L}. \quad (III.32)$$

$$\frac{V_2}{V_3} = \frac{(1+r'_2) \cdot e^{-\gamma \cdot l_3}}{1+r'_2 \cdot e^{-\gamma \cdot l_3}}. \quad (III.33)$$

$$\text{Et } \frac{V_1}{V_2} = \frac{(1+r'_1) \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}{1+r'_1 \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}. \quad (III.34)$$

Ainsi S_{12} peut être calculée en introduisant les équations (III.32), (III.33) et (III.34) dans (III.31).

III.1.3.2.2 Détermination de la fonction de transfert

Après avoir déterminé les paramètres de dispersion des N réseaux à une seule branche, on utilise les notions d'hyperfréquence pour la détermination des paramètres de dispersion de l'ensemble des réseaux en cascade. Pour ça on utilise les matrices $[\mathbf{T}]$ qui sont idéales pour la situation des réseaux en cascade, tel que la matrice $[\mathbf{T}]$ de tout le réseau est obtenue par la multiplication de toutes les N matrices $[\mathbf{T}]$ des sous réseaux à une seule branche. La relation de conversion des matrices $[\mathbf{S}]$ en matrices $[\mathbf{T}]$ est la suivante :

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{21} & S_{21} \\ S_{11} & S_{12} - \frac{S_{11} \cdot S_{22}}{S_{21}} \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix}. \quad (III.35)$$

Donc on aura la matrice $[\mathbf{T}]$ du réseau total par :

$$[\mathbf{T}] = \prod_{k=1}^N [\mathbf{T}_k]. \quad (III.36)$$

Où $[T_k]$ est la matrice du $k^{\text{ième}}$ sous réseau à une seule branche en cascade dans le réseau total.

Finalement la matrice $[S]$ du réseau total sera calculée par la conversion inverse, donnée comme suit :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \frac{T_{21}T_{12}}{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & -\frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix}. \quad (III.36)$$

Finalement, la fonction de transfert du réseau, est le paramètre S_{21} .

III.1.4 Vérification du modèle [13]

Pour vérifier les dérivations précédentes, la fonction de transfert d'un réseau avec trois branches comme le montre la *figure.III.5* est mesurée. Les charges 1, 2, et 3 dans le réseau sous épreuve sont un rhéostat léger, une télé, et un ventilateur électrique qui sont des appareils typiques d'une maison. Toutes les charges sont dans des conditions d'exploitation. Les impédances mesurées de ces appareils électriques dans la gamme de fréquence de 1 à 30 MHz sont données dans la *figure.III.6*.

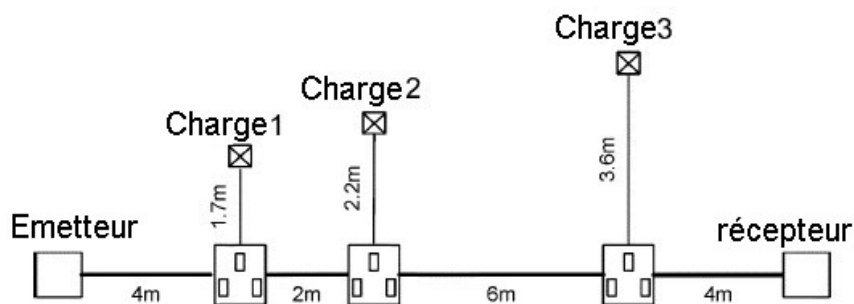


Figure.III.5. Réseau de validation.

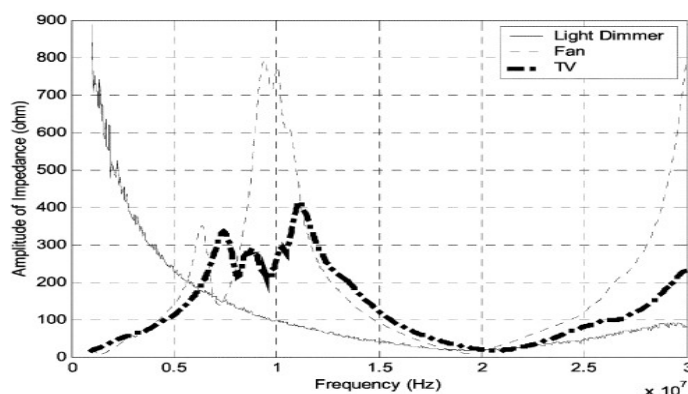


Figure.III.6. Impédance des charges du réseau de validation.

Dans la *figure.III.7*, l'amplitude et la phase de la fonction de transfert dérivée pour ce réseau de trois branches est comparée avec celle mesurée. Il peut être vu que les fonctions de transfert mesurée et dérivée sont très proches l'une de l'autre, démontrant que le modèle peut prédire correctement la fonction de transfert d'un canal PLC, y compris les positions des encoches d'atténuation dans le domaine fréquentiel. La forte encoche d'atténuation située approximativement à 20 MHz est principalement causée par les impédances des charges branchées. Il peut être observé dans la *figure.III.6*, que toutes les trois charges ont de très petites impédances aux fréquences autour de 20 MHz. Par conséquent, la majorité des signaux dans cette gamme de fréquences sera court-circuitée quand ils se propagent le long du canal.

Pour démontrer la flexibilité et souplesse de ce modèle, la charge 1 (rhéostat léger) est débranchée du réseau. Les nouvelles fonctions de transfert, mesurée et dérivée sont comparées comme montre la *figure.III.8*. L'intensité de l'encoche d'atténuation près de 20 MHz est réduite à 25 dB approximativement. Dans ce cas aussi, la mesure et le résultat de la dérivation sont presque égaux, vérifiant la capacité de ce modèle dans la prédiction du comportement d'un canal dans le réseau électrique.

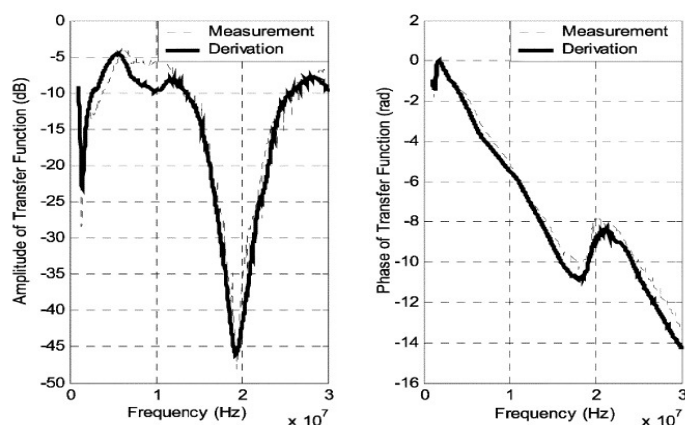


Figure.III.7. Amplitude et phase de la fonction de transfert.

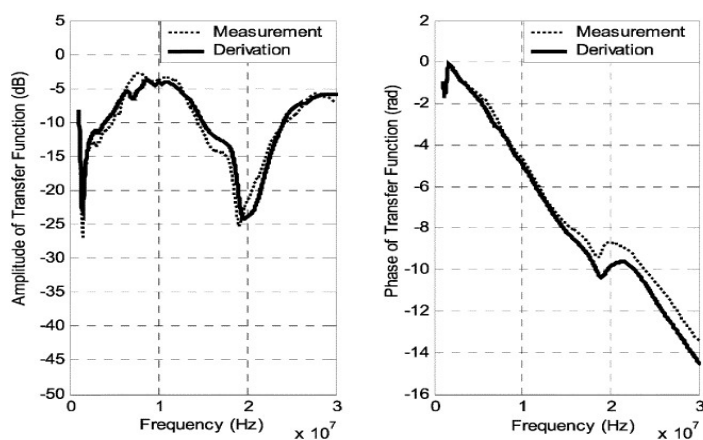


Figure.III.8. Amplitude et phase de la fonction de transfert après modification.

La connaissance des caractéristiques du canal PLC sera de grand aide dans l'analyse des performances des différents systèmes de communication aussi bien qu'identifier les difficultés potentielles. Cette approche de modélisation peut être utilisée pour des réseaux PLC de configurations différentes, tant que la construction et les dimensions des câbles du réseau sont connues.

III.1.5 Conclusion

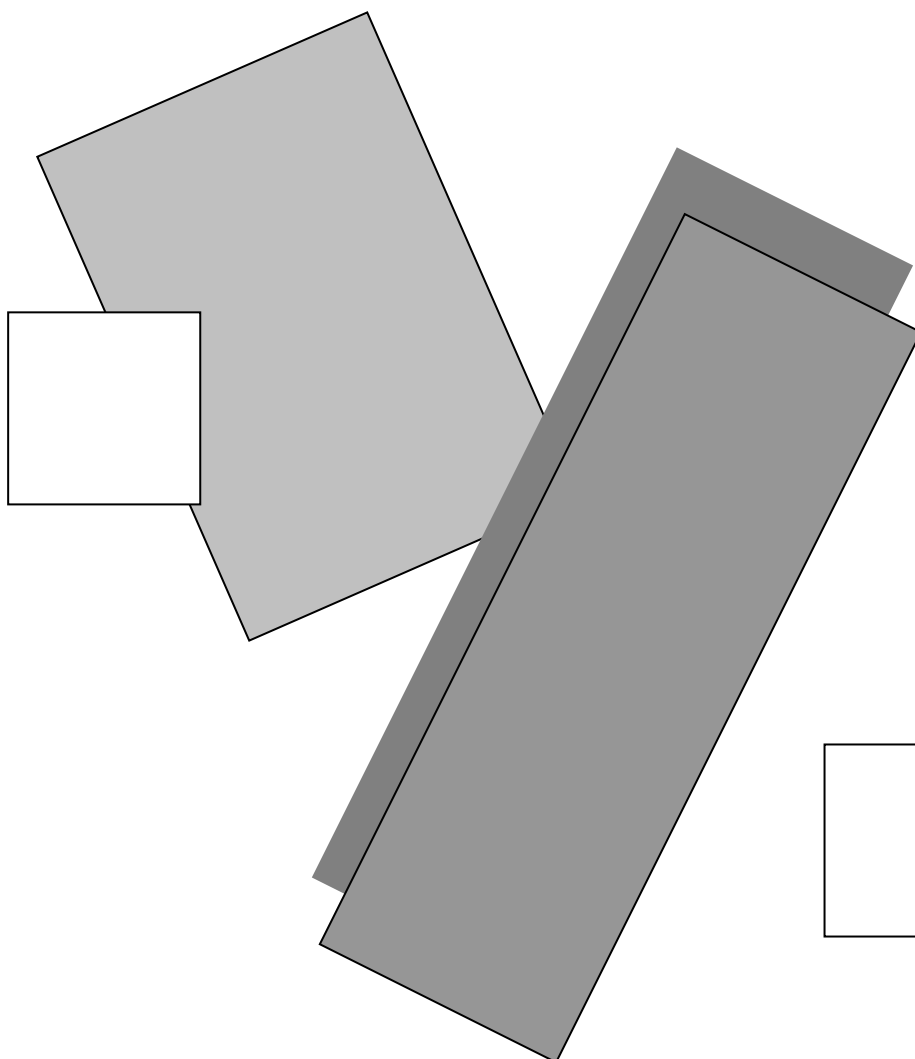
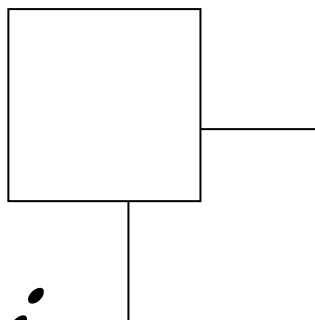
Dans cette première partie, on a présenté une méthode de détermination de la fonction de transfert d'un canal PLC, basée sur le calcul des paramètres S .

En effet, après avoir proposé une manière de mesures des caractéristiques internes des câbles, on a procédé à la détermination des paramètres S , qui sont en général complexes et qui présentent des caractéristiques de transmission telles que la plus intéressante que nous avons exploitée, est le fait que le paramètre S_{21} reflète la fonction de transfert du quadripôle en question.

Comme la détermination des paramètres S d'un réseau peu complexe est très compliquée, nous avons proposé des transformations matricielles qui peuvent faciliter le calcul, pour des réseaux plus complexes.

On en conclut ainsi, que cette méthode de calcul est pratique et cela a été prouvé par application sur un réseau expérimental, mais exige la connaissance impeccable des différents composants du réseau, à savoir, les impédances des charges et les longueurs des câbles, chose peu évidente dans les réseaux réels.

Partie 2 :



III.2.1 Introduction

Cette partie présente le modèle de « Zimmermann et Dostert », qui est un modèle analytique utilisant l'approche *top-down* et qui décrit des fonctions de transfert complexes des réseaux électriques typiques, et qui utilise seulement un petit ensemble de paramètres. Le modèle est basé sur les effets de la propagation du signal physique dans un réseau qui inclue de nombreuses branches et des impédances inadaptées. En plus de la propagation multi-trajets accompagnée par le phénomène d'évanouissement sélectif en fréquence; l'atténuation du signal qui augmente avec la longueur et la fréquence le long du câble est considérée.

Une vérification du modèle par un réseau expérimental -qui a servi aussi pour la définition du profil d'atténuation et des canaux de référence- démontre la valeur pratique du modèle proposé.

En outre des simulations faites par nos programmes sont présentées, à titre de confirmation de la validité du modèle.

III.2.2 Détermination des paramètres caractéristique du câble de transmission

Tout modèle est imparfait et bâti sur des hypothèses approchant plus ou moins la réalité. On admet en général que l'on a affaire à des conducteurs rectilignes, parallèles et de longueur infinie. Les conducteurs dont est composée la ligne étant résistifs, ils sont le siège de pertes par effet Joule. L'ensemble constitue une grande boucle; il y a donc de l'énergie magnétique emmagasinée. Par ailleurs, les deux conducteurs sont isolés l'un de l'autre ; il y a donc transversalement un effet capacitif et éventuellement résistif. Tous ces effets sont uniformément répartis le long de la ligne.

III.2.2.1 Le modèle des deux lignes de transmission [14]

On a coutume de modéliser le fonctionnement de la ligne bifilaire en disant que chaque unité de longueur de ligne est le siège de chacun des phénomènes cités plus haut et on les représente par le modèle de la *figure.III.9*, où R est la résistance par unité de longueur en (Ω/m), L l'inductance par unité de longueur en (H/m), G et C la conductance et la capacité transversales par unité de longueur en (S/m) et (F/m) respectivement.

Les quantités $v(z, t)$ et $v(z + \Delta z, t)$ dénotent les tensions instantanées aux abscisses z et $z + \Delta z$ respectivement.

Similairement les quantités $i(z, t)$ et $i(z + \Delta z, t)$ dénotent les courants instantanés aux abscisses z et $z + \Delta z$ respectivement.

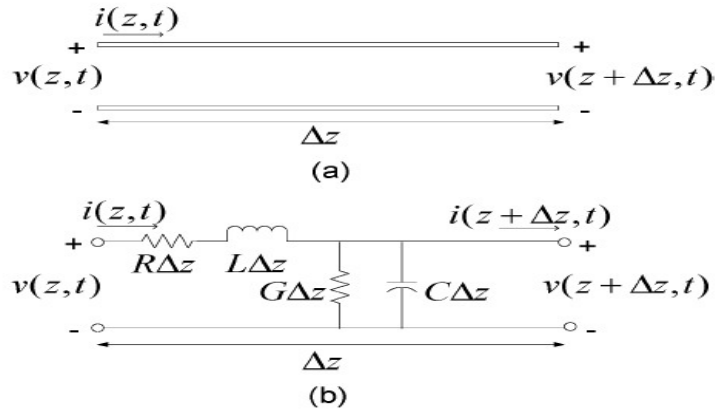


Figure.III.9. Modèle classique des deux lignes par unité de longueur.
(a): Définition de la tension et du courant d'une ligne de transmission.
(b): Le circuit électrique équivalent à la ligne de transmission.

En appliquant les lois de KIRCHHOFF de tension et de courant respectivement, on aboutira aux deux équations suivantes :

$$v(z, t) - R\Delta z \cdot i(z, t) - L\Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (III.37)$$

$$i(z, t) - G\Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \cdot \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (III.38)$$

III.2.2.2 La constante de propagation complexe [10]

En considérant que la ligne est alimentée par une tension harmonique de pulsation $\omega = 2\pi f$ (f est la fréquence), les grandeurs $v(z, t)$ et $i(z, t)$ seront des grandeurs sinusoïdales de ωt , et en notation complexe on peut poser :

$$\mathcal{V}^s(z, t) = V(z)e^{j\omega t} \quad (III.39)$$

$$\mathcal{I}^s(z, t) = I(z)e^{j\omega t} \quad (III.40)$$

$V(z)$ et $I(z)$ sont indépendants du temps. Ainsi on peut écrire :

$$v(z, t) = \text{Re}[\mathcal{V}^s(z, t)] \quad (III.41)$$

$$i(z, t) = \text{Re}[\mathcal{I}^s(z, t)] \quad (III.42)$$

Lorsque $\Delta z \rightarrow 0$; les équations harmoniques peuvent être tirées des équations (III.37) et (III.38) comme suit :

$$-\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega \cdot L) \cdot I(z). \quad (III.43)$$

$$-\frac{dI(z)}{dz} = (G + j\omega \cdot C) \cdot V(z). \quad (III.44)$$

Par la combinaison des équations (III.43) et (III.44) la tension et le courant de la ligne en fonction de la position z peuvent être exprimés par les équations différentielles suivantes :

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (III.45)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \quad (III.46)$$

$$\text{Avec } \gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) = \sqrt{(R + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)(G + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)}. \quad (III.47)$$

$\gamma(f)$ est la constante de propagation complexe dont la partie réelle $\alpha(f)$ est la constante d'atténuation (en Neper/m), et sa partie imaginaire $\beta(f)$ est la constante de phase (en rad/m).

Les deux paramètres $\alpha(f)$ et $\beta(f)$ décrivent le comportement de l'onde électromagnétique dans le conducteur, telle que $\alpha(f)$ représente l'atténuation réelle due aux pertes à travers le conducteur ainsi que les pertes dues aux isolateurs ; et que $\beta(f)$ représente le comportement de la phase en présence des réactances complexes le long du câble de la ligne.

III.2.2.3 L'impédance caractéristique [10]

Les termes $V(z)$ et $I(z)$ peuvent être aussi écrits sous la forme :

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) \quad (III.48)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) \quad (III.49)$$

Les indices + et - désignent les ondes propageant dans le sens des z croissant et décroissant respectivement. Les amplitudes (V_0^+, V_0^-) et (I_0^+, I_0^-) introduites dans les équations (III.48) et (III.49) donnent :

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (III.50)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (III.51)$$

Ces amplitudes sont reliées à travers les équation (III.43) et (III.44) par :

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \frac{R + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{\gamma(f)} \quad (III.52)$$

On peut déduire des équations (III.48), (III.49), (III.51) et (III.52) que pour une ligne semi infinie (qui comporte un générateur d'un seul coté) la propagation ne se fait que dans

le sens des z croissant et donc les terme en $e^{\gamma z}$ disparaissent se qui donne un rapport de tension sur courant qui ne dépend pas de la position, ainsi :

$$\frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = \frac{V_0^+}{I_0^+} \quad (III.53)$$

Ce rapport est une caractéristique de la ligne de transmission qui ne dépend pas de z , par contre elle dépend des paramètre primaires R , L , C et G , et de la fréquence et qui porte le nom d'impédance caractéristique notée $Z_0(f)$ et donnée par :

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{R + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{G + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}} \quad (III.54)$$

L'impédance caractéristique et la constante de propagation sont des caractéristiques de la ligne de transmission qu'elle soit infinie ou pas et qui dépendent des paramètres fondamentaux et de la pulsation, mais pas de la position z ; ainsi se sont des paramètres secondaires.

III.2.2.4 Détermination des paramètres fondamentaux de la ligne [15]

R , L , C et G peuvent être déduits théoriquement par les paramètres géométriques du câble ainsi que des propriétés du matériau utilisé comme conducteur. On prend le modèle du câble le plus utilisé dans le monde et dont on donne une coupe dans la *figure.III.10* suivante.

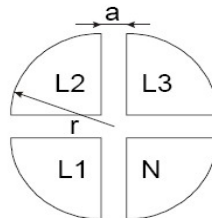


Figure.III.10. Une coupe dans le câble utilisé pour la basse tension.

La capacité du câble par unité de longueur étant la même pour toute la surface des deux lignes en parallèle et est donnée par :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{r}{a} \quad (III.55)$$

Avec :

- ε_0 la permittivité du vide.
- ε_r la permittivité relative.
- a la distance entre les files.
- r le rayon du câble.

En ce qui concerne l'inductance, les deux effets sont présents, la self inductance et l'inductance mutuelle et qui peuvent être données par :

$$L = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{a}{r} \quad (III.56)$$

Lorsque on travail dans les hautes fréquences, l'effet de peau devient important. Rappelons que, en régime variable, la densité de courant n'est plus uniforme à l'intérieur du conducteur, elle est plus grande en surface qu'à l'intérieur. En première approximation, on tient compte de l'effet de peau en remplaçant le conducteur plein par un conducteur creux fictif de même rayon et d'épaisseur δ appelée profondeur de pénétration avec:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0 \mu_r \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_r \pi f}} \quad (III.55)$$

Ainsi sous l'effet de ce phénomène, la résistance par unité de longueur devient :

$$R = \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 f}{\kappa \cdot r^2}} \rightarrow R \sim \sqrt{f} \quad (III.56)$$

μ_0 perméabilité du vide.

μ_r perméabilité relative.

ρ résistivité de métal.

κ constante de conductivité.

Finalement la conductance par unité de longueur peut être donnée, sachant qu'elle est influencée par le facteur de dissipation du matériau diélectrique ($\tan \delta$) par :

$$G = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot \tan \delta \rightarrow G \sim f \quad (III.57)$$

III.2.3 Topologie proposée du réseau de distribution [16]

Les réseaux de basse tension -qualifiés de « réseaux d'accès à la boucle locale »- entre les sous-stations et les lieux des clients sont souvent structurés dans une topologie étoile. D'un point de vue de la communication ils ont une structure semblable à celle des réseaux de la radio mobiles qui sont constitués de cellules et de stations de base. Au contraire de la boucle de cuivre du téléphone « le réseau d'accès à la boucle locale » ne consiste pas en connexion de point à point entre les sous-stations et les lieux des clients mais constitue un bus avec le câble de distribution et les câbles de branchement aux maisons.

Un lien typique à travers un réseau d'accès entre une sous-station et des clients est montré en *figure.III.11* et consiste en un câble de distribution ou une connexion en série de câbles de distribution avec une impédance caractéristique Z_{L_i} et les câbles de branchement aux maisons avec une impédance caractéristique $Z_{L,H}$.

Les câbles de branchement aux maisons se termine dans des boites de connexion dans la maison. Le câblage d'intérieur qui suit la boite de connexion est modelé par une impédance de la terminaison $Z_{H_i}(f)$. Chacun des transitions aux rapports entre câbles le long du chemin de la propagation représente des changements d'impédance et cause des réflexions.

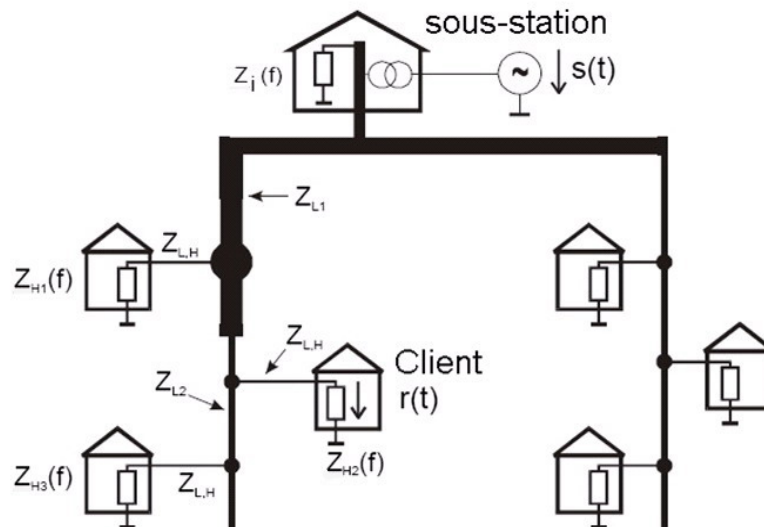


Figure.III.11. Architecture d'un réseau d'accès à la boucle locale.

III.2.4 Modélisation de K.Dostert et M.Zimmermann [16]

III.2.4.1 La propagation multi-trajets du signal (multi-path)

A cause de la structure du réseau de basse tension la propagation du signal diffère de celle des lignes adaptées ; des multiples réflexions sont le résultat des jonctions des câbles de branchement aux maisons et des boites de connexion ainsi que celles des différents câbles en série et qui n'ont pas la même impédance caractéristique. La propagation du signal ne se fait pas dans ce cas à travers le trajet directe qui est le plus court entre l'émetteur et le récepteur dit « la ligne de vue » (LOS), mais des trajets de propagation additionnels doivent être pris en considération. Le résultat sera une propagation multi-trajets sous un phénomène d'évanouissement (*fading*) sélectif en fréquence.

La propagation multi-trajets est étudiée à travers un réseau très simple et qui peut être analysé facilement, ce lien a une seule branche est composé de trois segments (1), (2) et (3) de longueurs l_1 , l_2 et l_3 , et d'impédances Z_{L1} , Z_{L2} et Z_{L3} respectivement comme le montre la *figure.III.12*.

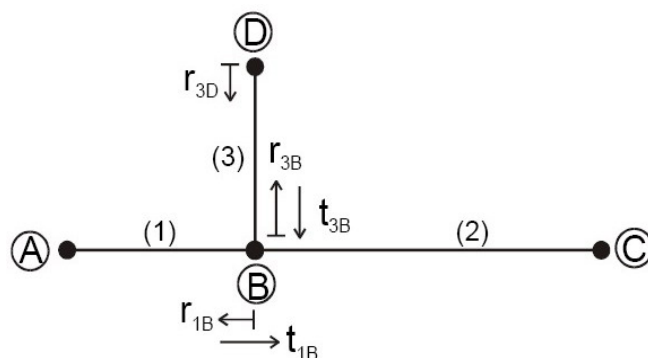


Figure.III.12. Réseau d'étude de la propagation multi-trajets.

Pour des raisons de simplification on considère les points A et C adaptées à la ligne de transmission ; c'est-à-dire $Z_A = Z_{L1}$ et $Z_C = Z_{L2}$; ce qui implique que les seuls points de réflexion qui restent sont B et D ; avec les facteurs de réflexion :

$$r_{1B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) - Z_{L1}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) + Z_{L1}} \quad (III.58)$$

$$r_{3D} = \frac{Z_D - Z_{L1}}{Z_D + Z_{L1}} \quad (III.59)$$

$$r_{3B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) - Z_{L3}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) + Z_{L3}} \quad (III.60)$$

Et les facteurs de transmission :

$$t_{1B} = 1 - |r_{1B}| \quad (III.61)$$

$$t_{3B} = 1 - |r_{3B}| \quad (III.62)$$

Avec ces simplifications les trajets de propagation cités dans le *tableau.III.1* ; sont possibles, ou chaque trajet i a un facteur de pondération g_i qui est le résultat de multiplication de tous les facteurs de transmission et de réflexion le long de ce trajet tel que :

$$g_i = \prod_{n=1}^{M_1} t_{i,n} \cdot \prod_{k=1}^{M_2} r_{i,k} \quad (III.63)$$

Où : M_1 , M_2 sont respectivement le nombre de facteurs de transmission, réflexion le long du trajet i .

Le retard τ_i de chaque trajet peut être calculé à partir de sa longueur d_i et de la vitesse de propagation de l'onde dans le conducteur v_p , ainsi l'expression du retard sera :

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} \quad (III.64)$$

N° du trajet	trajet du signale.	Facteur de pondération g_i	Longueur du trajet d_i .
1	$A \rightarrow B \rightarrow C$	t_{1B}	$l_1 + l_2$
2	$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot t_{3B}$	$l_1 + 2 \cdot l_3 + l_2$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
N	$A \rightarrow B (\rightarrow D \rightarrow B)^{N-1} \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot (r_{3B} \cdot r_{3D})^{(N-2)} \cdot t_{3B}$	$l_1 + 2 \cdot (N-1) \cdot l_3 + l_2$

Tableau.III.1. Trajets de signale de propagation de l'exemple étudié.

La vitesse de propagation peut être exprimée par:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (III.65)$$

Les pertes réelles à travers le câble introduisent une atténuation $A(f, d_i)$ proportionnelle à la longueur du trajet et la fréquence, ce qui donne des fonctions de transfert de chaque trajet :

$$H_i(f) = g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{j2\pi f \tau_i} \quad (III.66)$$

Suite au théorème de superposition la fonction de transfert globale du canal sera :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{j2\pi f \tau_i} \quad (III.67)$$

Les facteurs de transmission et de réflexion sont souvent inférieurs à un, ce qui peut être traduit par :

$$|r_{jX}| \leq 1, |t_{jX}| \leq 1 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} X = A, B, C \text{ ou } D \\ \text{et } j = 1, 2 \text{ et } 3 \end{cases} \quad (III.68)$$

Le résultat directe de ce fait est que : $|g_i| \leq 1$

Par conséquent plus le trajet est long, plus le nombre des facteurs de transmission et de réflexion introduit augmente, et plus le facteur de pondération sera petit se qui minimise l'effet de ce trajet sur la fonction de transfert ; d'autre part l'atténuation sera si grande que le trajet sera plus long, c'est les raisons pour lesquelles le choix du nombre de trajet N petit pour la fonction de transfert du réseau sera justifié.

III.2.4.2 Modèle mathématique de l'atténuation causée par les pertes du câble

Comme il a été mentionné plus haut les pertes réelles sont la cause de l'atténuation du signal qui propage le long de la ligne de transmission, cette atténuation qui augmente avec la longueur du câble et la fréquence peut être modélisée par un modèle mathématique qu'on va élaborer.

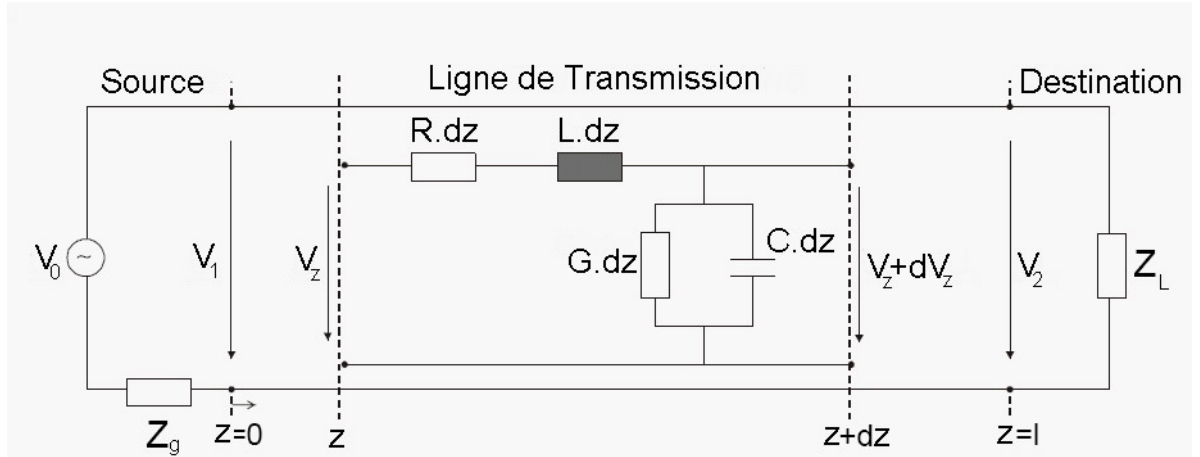


Figure.III.13. Illustration d'une ligne de transmission.

La théorie des lignes de transmission définit la tension et le courant le long d'une ligne de transmission comme celle illustrée par la *figure.III.13* par :

$$V(z) = V_2 \cdot \text{ch}(\gamma \cdot z) + I_2 \cdot Z_0 \cdot \text{sh}(\gamma \cdot z). \quad (\text{III.69})$$

$$I(z) = I_2 \cdot \text{ch}(\gamma \cdot z) + \frac{V_2}{Z_0} \cdot \text{sh}(\gamma \cdot z). \quad (\text{III.70})$$

Pour une ligne adaptée de longueur l qui n'a de propagation que de la source vers la destination, la fonction de transfert sera :

$$H(f) = \frac{V(z=l)}{V(z=0)} = e^{-\gamma \cdot l} = e^{-\alpha(f) \cdot l} e^{-j\beta(f) \cdot l} \quad (\text{III.71})$$

La ligne de transmission est faite de sorte qu'on aie un bon conducteur ce qui implique que $R \ll L\omega$ et in bon diélectrique ce qui implique que $G \ll C\omega$ et de ce fait l'impédance caractéristique de la ligne de transmission devient :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (\text{III.72})$$

D'après les principes de l'hyperfréquence et après avoir fait un développement limité de constante de propagation, on tire $\alpha(f)$ et $\beta(f)$. On obtient :

$$\beta(f) = \sqrt{LC} \cdot \omega \cdot \left(1 - \frac{RG}{4LC \omega^2}\right) \cong \sqrt{LC} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (III.73)$$

$$\text{D'où : } \beta(f) = C \cdot Z_0 \cdot 2\pi f \quad (III.74)$$

$$\alpha(f) = \sqrt{LC} \cdot \left(\frac{R}{2L} + \frac{G}{2C}\right) \quad (III.75)$$

$$\text{D'où : } \alpha(f) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0\right). \quad (III.76)$$

Ce qui donne la relation simplifiée de la constante de propagation $\gamma(f)$:

$$\gamma(f) = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{\text{Re}(\gamma)=\alpha} + j \cdot \underbrace{k_3 f}_{\text{Im}(\gamma)=\beta} \quad (III.77)$$

Où k_1 , k_2 et k_3 sont des constantes qui résument les paramètres caractéristiques du matériau et de la géométrie de la ligne.

En se basant sur ce résultat obtenu par les simplifications physiques supposées plus haut et sur les investigations extensives basées sur des réponses fréquentielles mesurées, une formule approximative pour la constante d'atténuation a été trouvée et exprimée comme suit :

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (III.78)$$

Ainsi, avec un choix convenable de ces trois paramètres a_0 , a_1 et k à partir des fonctions de transfert mesurées, l'atténuation d'une ligne de transmission à travers un câble peut être caractérisée et donnée par :

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f) \cdot d} = e^{-(a_0 + a_1 f^k) \cdot d} \quad (III.79)$$

III.2.4.3 Stratégie d'estimation des paramètres d'atténuation

L'estimation des paramètres exige une stratégie sophistiquée. La stratégie appliquée pour dériver les paramètres d'après [17] comprend une approche à trois étapes. Dans la première étape, les coefficients sont déterminés à partir du profil d'atténuation qui utilise un modèle qui comporte un seul trajet, ou l'estimation sera basée sur la méthode des moindres carrés. Dans la seconde, le nombre, l'emplacement, et l'amplitude des trajets considérables sont dérivés de la réponse impulsionnelle par une simple approche de "détection de pic". Dans les cas les moins compliqués, cette étape délivre souvent une exactitude suffisante. Cependant, si un plus haut nombre de trajets est exigé, les paramètres supplémentaires doivent être optimisés par une stratégie évolutionnaire soit avec la réponse impulsionnelle soit avec la réponse de l'amplitude et de la phase comme mesures de la qualité.

III.2.5 Modélisation de la fonction de transfert du canal de transmission [16]

III.2.5.1 Modèle généralisé

En sachant que la propagation du signal se fait suivant des trajets multiples, et que les facteurs de pondération sont en réalité complexes du fait de la nature des impédances caractéristiques des câbles et des charges qui se reflète sur les facteurs de transmission et de réflexion le long des trajets, ainsi que l'expression de l'atténuation développée plus haut, et en appliquant le principe de superposition qui pose la sommation de toutes les fonctions de transfert de chaque trajet, l'équation (III.67) devient :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)|^{j \cdot \varphi_{g_i}(f)}}_{\text{terme de pondération.}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0 + a f^k) d_i}}_{\text{terme d'atténuation.}} \cdot \underbrace{e^{-j 2\pi f \cdot \tau_i}}_{\text{terme de retard.}} \quad (III.80)$$

Le terme de pondération: est le produit des facteurs de transmission et de réflexion du trajet i , ce terme est une fonction complexe de la fréquence.

Le terme d'atténuation: qui est dû aux pertes au câble. C'est la caractéristique passe bas de la ligne, elle augmente avec la fréquence f et la distance d_i .

Le terme de retard: est le temps nécessaire au signal pour qu'il arrive au récepteur.

III.2.5.2 Modèle simplifié

Heureusement qu'en plusieurs cas pratiques la dépendance des facteurs de pondération à la fréquence peut être négligée, ce qui donne des facteurs complexes mais invariants dans la gamme qui nous intéresse. La détermination du facteur de pondération g_i correspondant au trajet i qui a τ_i comme retard en pratique est une tâche très compliquée voir impossible, car plusieurs trajets peuvent avoir le même retard τ_i , ce qui rend le chemin inverse pour calculer g_i très difficile, par conséquent le facteur de pondération g_i représente simplement la contribution du trajet i dans la fonction de transfert et est dans ce cas un nombre réel. La relation entre le retard τ_i , la longueur du trajet d_i et la vitesse de propagation v_p qui a un rapport direct avec la constante diélectrique ε_R de l'isolant utilisé pour les câbles peut être donnée par:

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\varepsilon_R}}{c_0} \quad (III.81)$$

Ou tout simplement par l'équation (III.64)

Avec c_0 la vitesse de propagation de la lumière dans le vide.

En se basant sur les simplifications prise en considération a propos du terme de pondération et en remplaçant le retard par son expression la fonction de transfert du canal de propagation simplifiée devient:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\substack{\text{terme} \\ \text{de} \\ \text{pondération.}}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0+a_1 f^k)}}_{\substack{\text{terme} \\ \text{d'atténuation.}}} \cdot \underbrace{e^{-j 2\pi f \frac{d_i}{v_p}}}_{\substack{\text{terme} \\ \text{de} \\ \text{retard.}}} \quad (III.82)$$

Ce modèle est éprouvé pratiquement et dont les paramètre sont données dans le *tableau.III.2.*

Fonction	
i	Le numéro du trajet. Le trajet ayant le retard le plus petit a l'index $i=1$.
a_0, a_1	Les paramètres d'atténuations.
k	L'exponentiel du facteur de l'atténuation (ses valeurs usuelles varient entre 0.2 et 1).
g_i	Le facteur de pondération du trajet i , en générale il est complexe, il peut être interpréter physiquement comme étant les facteurs réflexions/transmissions de ce trajet.
d_i	La longueur du trajet i .
τ_i	Le retard du trajet i .

Tableau.III.2. Paramètre du modèle simplifié de la fonction de transfert du canal.

En utilisant ce modèle, tous les effets réels des caractéristiques de transfert des canaux électriques dans une bande de fréquence de 500kHz à 20MHz, peuvent être modelées par un ensemble de paramètres très restreint.

III.2.6 Vérification du modèle [16, 17]

Pour la vérification du modèle présenté, les résultats de simulations basés sur (III.82) sont comparés avec les mesures. Cela est fait en premier lieu par la comparaison avec mesures prises sur un réseau expérimental qui a la topologie mentionnée dans la *figure.III.14* et de dimensions géométriques bien connues ; la comparaison peut être faite par la suite avec un réseau réel qui juge la validité du modèle présenté.

III.2.6.1 Comparaison des résultats avec le réseau expérimental

D'après la *figure.III.14* l'émetteur est localisé à la position A et le récepteur à C. les terminaux A et C sont adaptés avec l'impédance caractéristique du câble et le point D est laissé ouvert, exposant ainsi un facteur de réflexion $r = 1$. Le segment (1) a une longueur de 30 m, le segment (2) est de 170 m de longueur, et (3) est de 12 m. Pendant que les segments (1) et (2) consistent en un câble de distribution d'énergie de type NAYY150 avec une résistance caractéristique approximativement de 45Ω , le segment (3) est un câble d'alimentation de maison de type NAYY35 avec une impédance caractéristique approximativement de 70Ω .

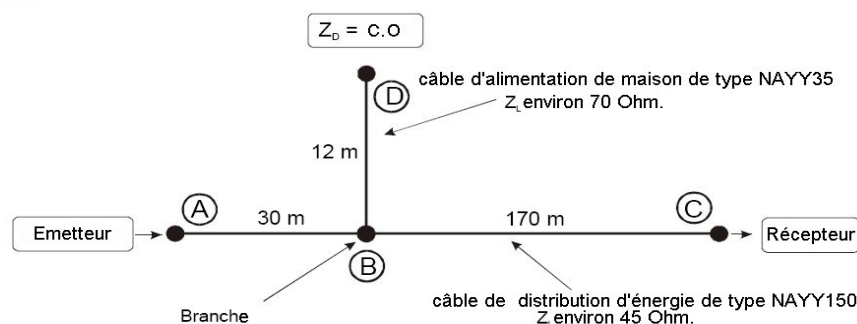


Figure.III.14. Topologie du réseau expérimental.

Les signaux transmis et ceux reçus sont enregistrés avec un oscilloscope numérique de stockage (DSO), comme illustré dans l'*Annexe B* et la réponse fréquentielle complexe est calculée en *off-line* sur un PC. Puisque le temps de propagation du signal mène à des grandes valeurs de la phase totale, un graphe plus détaillé est produit en soustrayant la portion linéaire de la phase. Le graphe résultant nommé "détail de la phase (Phase Details)", donne une meilleure perspicacité de la distorsions de la phase dans la gamme de fréquence de travail.

La *figure.III.15* montre l'amplitude de la fonction de transfert, le comportement détaillé de sa phase et la réponse à une impulsion calculés par mesures et par simulation de l'équation (III.82) avec le nombre de trajet $N=4$; les paramètres calculés pour cette simulation sont donnés dans le *tableau III.3* et sont utilisés pour effectuer notre simulation qui donne l'amplitude de la fonction de transfert, sa phase, le comportement détaillé de la phase et le groupe du retard comme le montre la *figure.III.16*; une simulation de la réponse impulsionnelle est donnée par la suite pour le même nombre N dans la *figure.III.17*.

Paramètres d'Atténuation.		
$k = 1$	$a_0 = 0$	$a_1 = 7.8 \cdot 10^{-10}$.
Paramètres du trajet.		
N° du trajet	Facteur de pondération g_i .	Longueur du trajet d_i en m
1	0.64	200
2	0.38	222.4
3	-0.15	244.8
4	0.05	267.5

Tableau.III.3. L'ensemble des paramètres calculés à partir des mesures du réseau expérimental pour $N=4$.

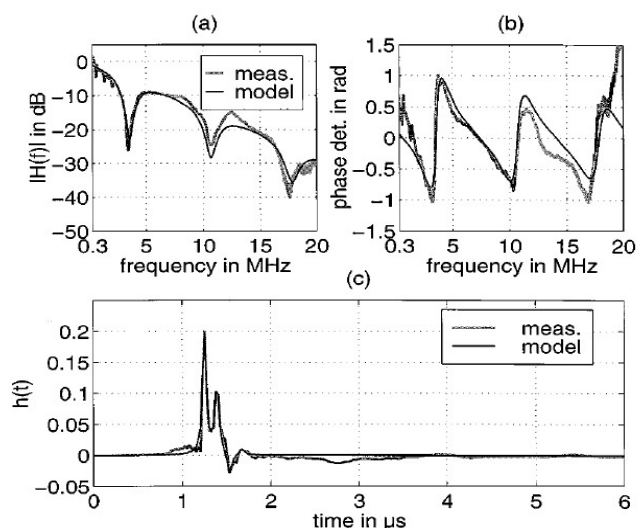


Figure.III.15. Mesures du réseau expérimental et simulation pour $N=4$;(a) : l'amplitude de la fonction de transfert, (b) : le comportement détaillé de la phase, (c) : la réponse impulsionnelle.

Les réflexions à la branche ouverte causent des encoches périodiques dans la réponse de l'amplitude qui peuvent être vues facilement dans la *figure.III.15*. Les mêmes sections dans le spectre exposent des distorsions de la phase et des changements dans le groupe des retards. A cause de l'adaptation non idéal de A et C des petites ondulations supplémentaires dans la réponse de l'amplitude sont visibles.

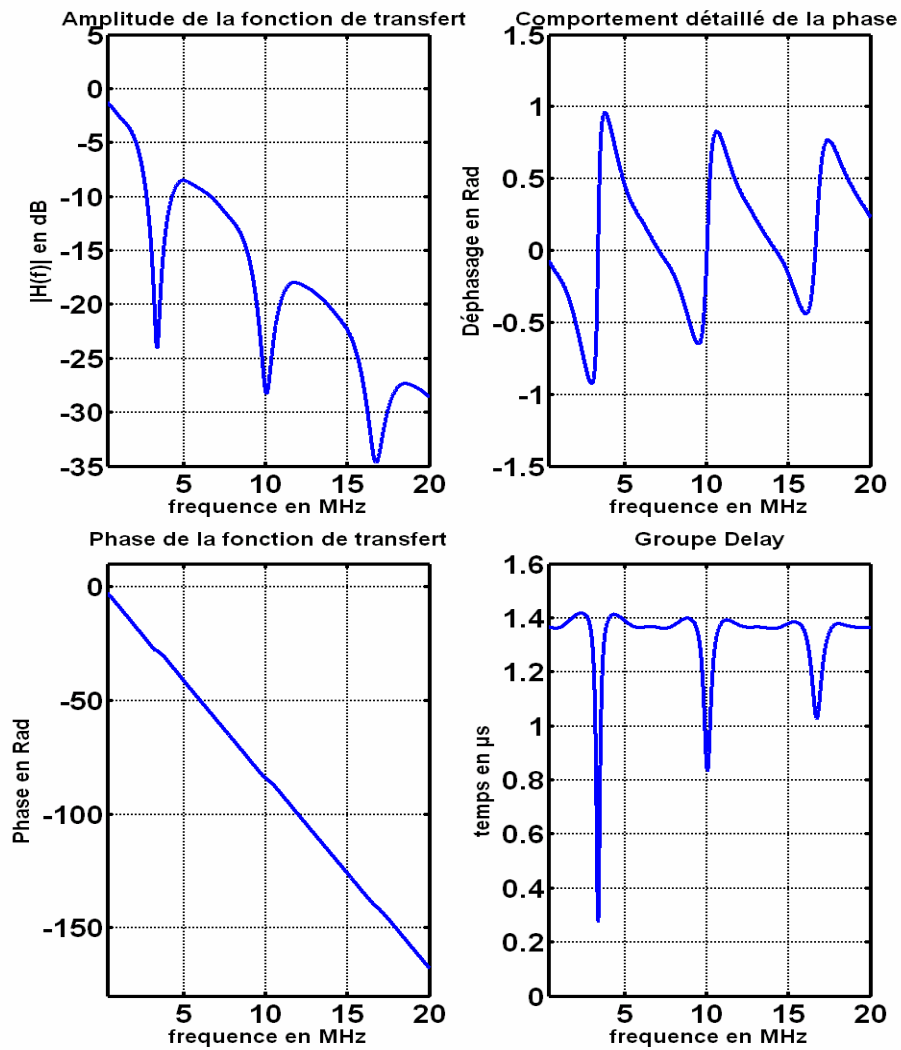


Figure.III.16. Résultat de la simulation de l'équation (III.82) pour $N=4$.

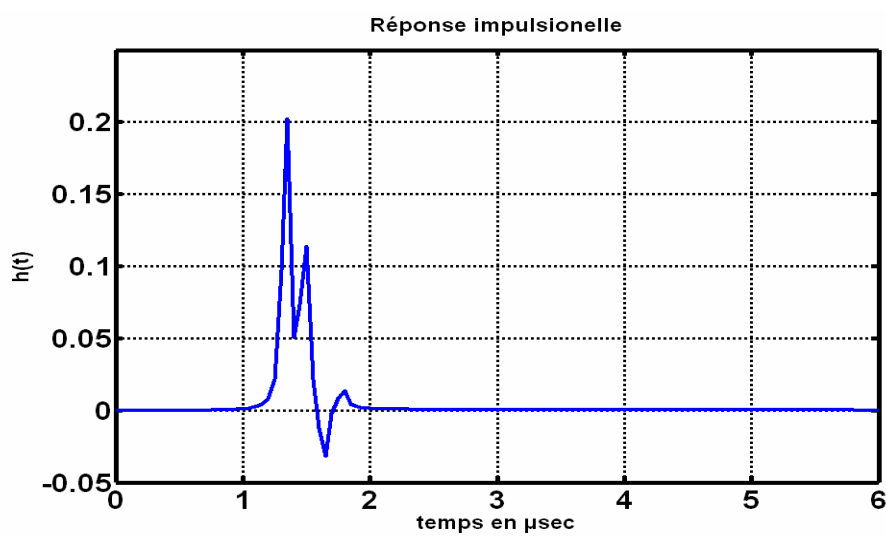


Figure.III.17. Simulation de la réponse impulsionnelle du réseau pour $N=4$.

D'autres résultats de mesure plus détaillés sont présentés dans la *figure.III.18*, qui montre la fonction de transfert en amplitude et en phase, le comportement détaillé de la phase et le groupe des retards du même réseau expérimental.

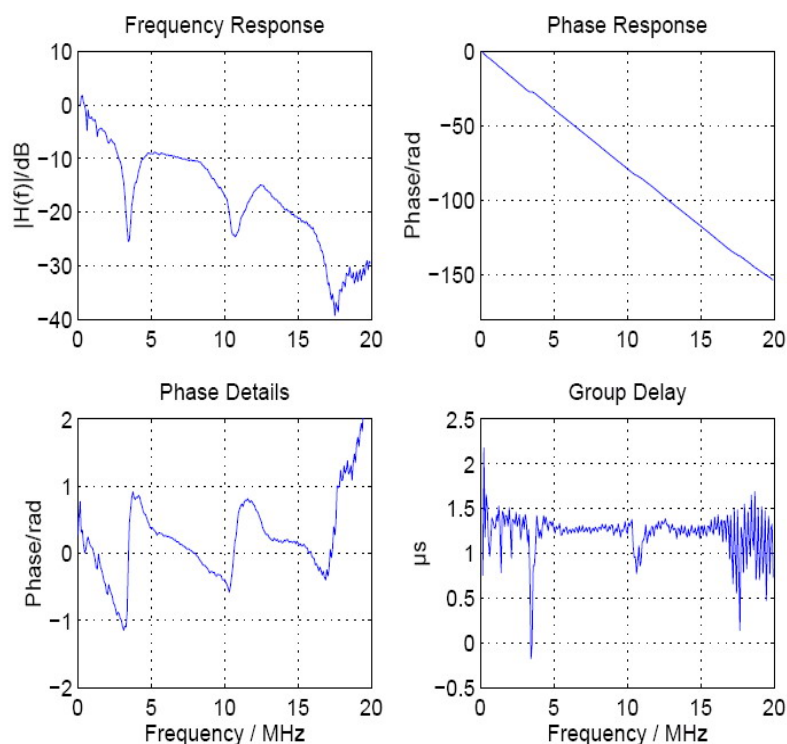


Figure.III.18. Mesures prises sur le réseau expérimental.

La *figure.III.19*, montre les résultats de la simulation des caractéristiques du transfert avec le nombre de trajets $N=6$. L'ensemble des paramètres du modèle est inscrit dans le *tableau III.4*.

Paramètres d'Atténuation.		
$k = 1$	$a_0 = -2.1 \cdot 10^{-3}$.	$a_1 = 8.1 \cdot 10^{-10}$.
Paramètres du trajet.		
N° du trajet	Facteur de pondération g_i .	Longueur du trajet d_i en m
1	0.54	200
2	0.275	221
3	-0.15	242
4	0.08	259
5	-0.03	266
6	-0.02	530

Tableau.III.4. L'ensemble des paramètres calculés à partir des mesures du réseau expérimental pour $N=6$.

Il est évident que la simulation et les mesures de la valeur absolue de la fonction de transfert ainsi que sa phase diffèrent seulement dans quelques détails. La conclusion la plus importante est que le modèle couvre tous les effets essentiels. La simulation de la réponse impulsionnelle est implémentée et donne des résultats très proches de la réponse réelle, comme dans la *figure.III.20*.

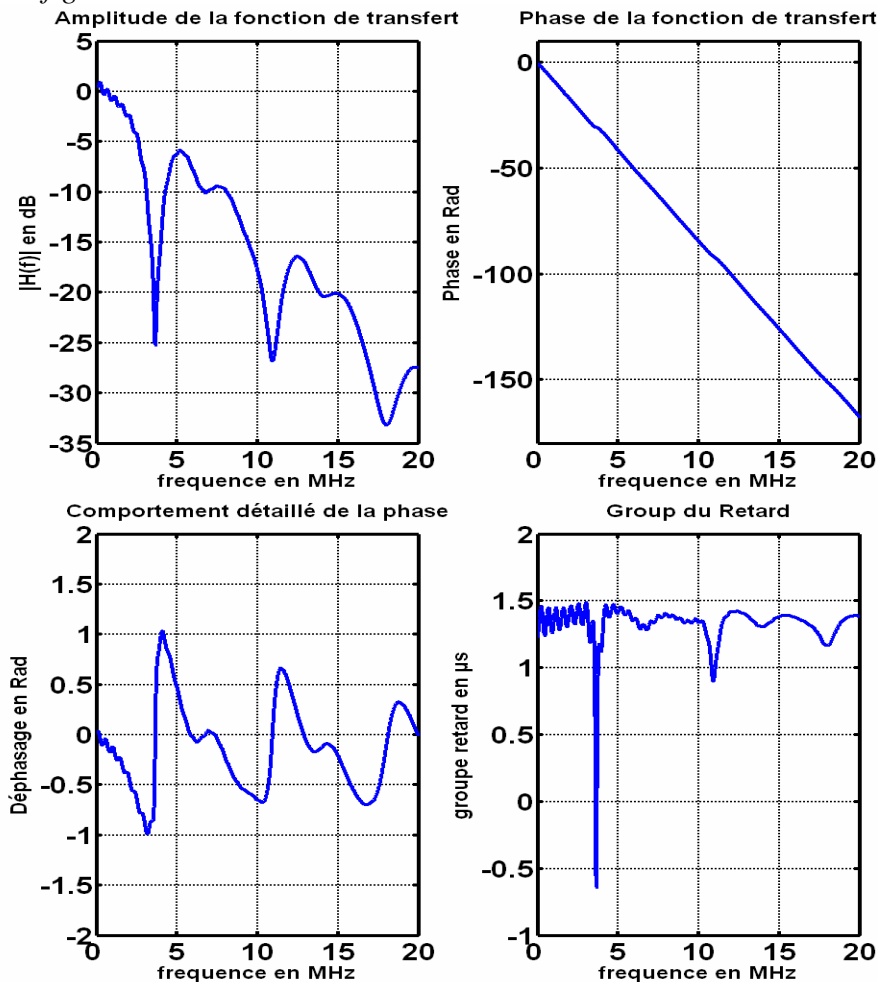


Figure.III.19. Résultat de la simulation pour un nombre de trajet $N=6$.

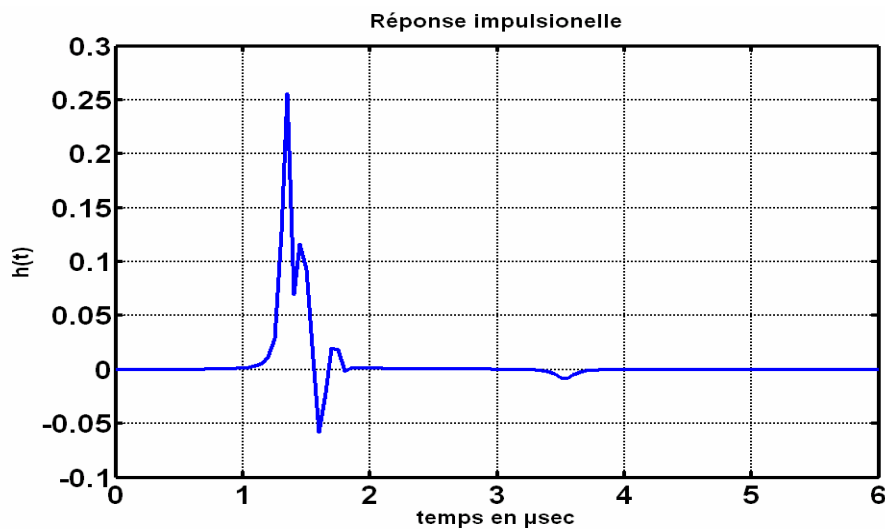


Figure.III.20. Réponse impulsionnelle pour un nombre de trajet $N=6$.

L'amplitude de la fonction de transfert montre comment les vraies pertes des canaux augmentent avec la fréquence, la réponse de la phase montre à quelle vitesse la phase change en fonction de la fréquence. La réponse à une impulsion est importante puisqu'elle exprime comment l'énergie est étalée à travers le canal, ou quel est l'ordre de grandeur de la vitesse de réaction du canal à un changement dans le signal d'entrée. Elle donne aussi des informations au sujet des interférences des signaux multiples entre eux et qui perturbent le réseau.

III.2.6.2 Comparaison des résultats avec le réseau réel

Le modèle est aussi applicable aux réseaux réels sans la connaissance de la topologie détaillée du réseau. La *figure.III.21*, montre la valeur absolue de la réponse fréquentielle mesurée (l'atténuation) d'une ligne du réseau électrique de longueur approximativement de 150 m. Les retards des échos ont été déterminés à partir des mesures sans la connaissance détaillée des dimensions géométriques du réseau. Les longueurs correspondantes ont été calculées en utilisant l'équation (III.81) avec $\varepsilon_R = 4$.

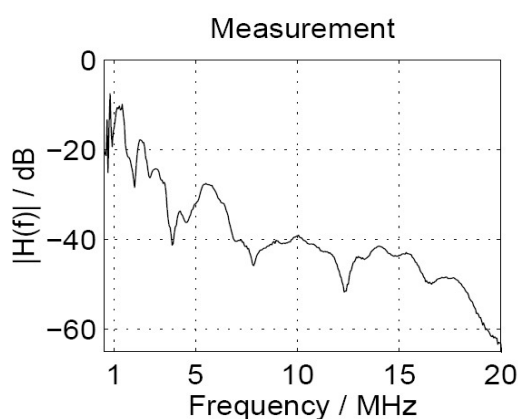


Figure.III.21. Valeur absolue de la réponse fréquentielle mesurée.

La simulation de l'atténuation le long de cette ligne du réseau est donnée par la *figure.III.22*. L'ensemble des paramètres du modèle est inscrit dans le *tableau III.5*.

Paramètres d'Atténuation.			
$k = 0.5$	$a_0 = 0$	$a_1 = 8 \cdot 10^{-6}$.	
Paramètres du trajet.			
N° du trajet	Temps d'arrivée en μs	Longueur équivalente d_i en m.	Facteur de pondération g_i .
1	1.0	200	0.4
2	1.25	222.4	-0.4
3	1.76	244.8	-0.8
4	2.46	267.5	1.5

Tableau.III.5. L'ensemble des paramètres calculés expérimentalement pour le réseau.

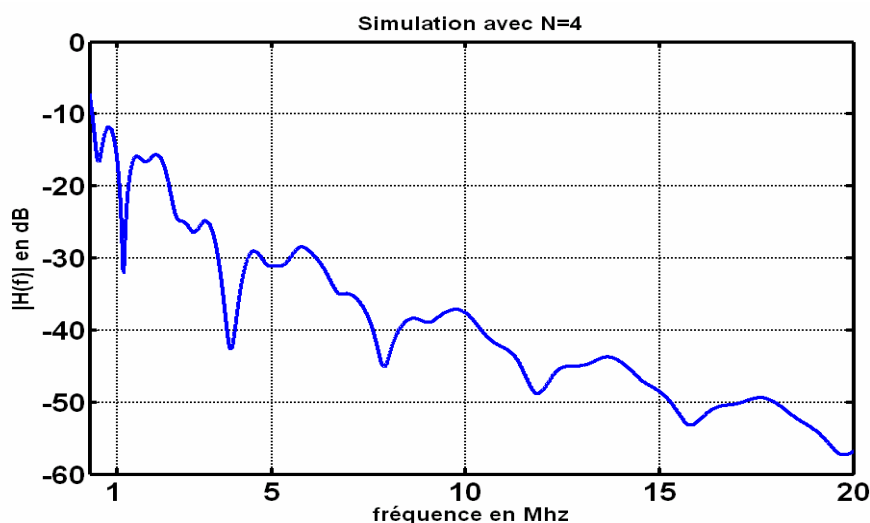


Figure.III.22. Valeur absolue de la réponse fréquentielle simulée.

La simulation montre que les effets essentiels peuvent être décrits par un modèle relativement simple. Seulement aux basses fréquences le résultat de la simulation diffère légèrement du résultat mesuré. C'est dû au fait que les plus longs échos qui ne sont pas considérés dans le groupe de paramètres influencent surtout la partie inférieure du spectre. Cet exemple montre l'applicabilité du modèle aux réseaux réels puisque c'est faisable de déterminer un ensemble de paramètres pour un lien et décrire ses caractéristiques de propagation d'un signal en hautes fréquences sans la connaissance détaillée de ces dimensions.

III.2.7 Applications du modèle [17]

Le nombre de trajets, N , permet le contrôle de la précision du modèle, ce qui induit à des applications différentes, tel que spécifier un profil simple de l'atténuation avec un seul trajet, donner des modèles détaillés de liens individuels avec un grand nombre de trajets, ou donner des modèles de références concis avec un nombre modéré de trajet pour l'analyse des performances des système PLC simulés. Basé sur des exemples, ces applications seront discutées.

III.2.7.1 Profil d'atténuation

L'atténuation des liens du réseau électrique est principalement influencée par les pertes du câble et par le phénomène d'évanouissement multi-trajets dû aux réflexions des points de branchement, donc chaque lien a son propre profil d'atténuation. Cependant, il y a des ressemblances considérables concernant les liens de longueur semblable, de même disposition, et de même type de câble.

III.2.7.1.1 Liens de courte distance

Les liens de court distance (100–200 m) avec seulement quelques branches (1 à 4) exposent généralement des valeurs d'atténuation typiques commençant de quelques décibels à 500 kHz et montent jusqu'à 40–70 dB à 20 MHz. *figure.III.23* montre un exemple mesuré à partir d'un lien de 150 m avec une seule branche de 22 m qui fournit de l'énergie à un petit bloc d'appartements. La réponse de l'amplitude est assez lisse, et expose seulement quelques encoches faibles qui implique qu'il n'y a aucune impédance inadaptée considérable au poste de connexion de la maison. En plus des résultats de la mesure, *figure.III.23* montre aussi la réponse de l'amplitude calculée par un modèle basé sur l'équation (III.82) pour $N=1$ trajet, avec le facteur de pondération $g_l = 1$ et les paramètres d'atténuation $k = 0.7$, $a_0 = -2.03 \cdot 10^{-3} \text{ m}^{-1}$, et $a_l = 3.75 \cdot 10^{-7} \text{ s/m}$. Les paramètres ont été déterminés de la mesure en utilisant un algorithme des moindres carrés approprié. La *figure.III.24* montre notre simulation faite pour ce modèle. Il est évident que la différence entre le modèle et la mesure est assez petite.

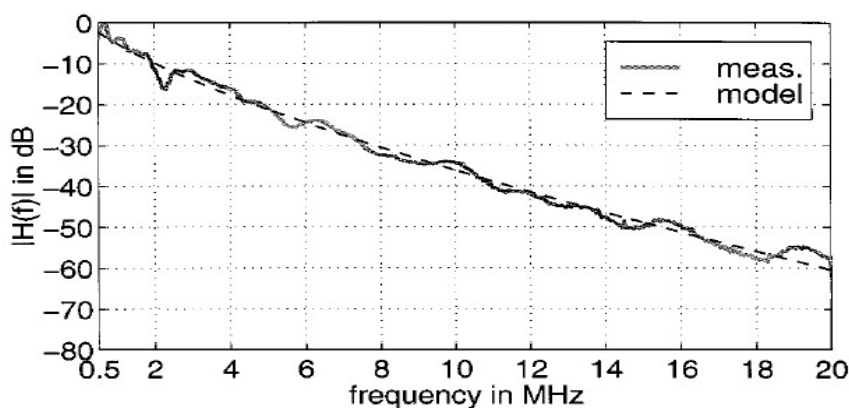


Figure.III.23. Profil d'atténuation pour un câble de 150m.

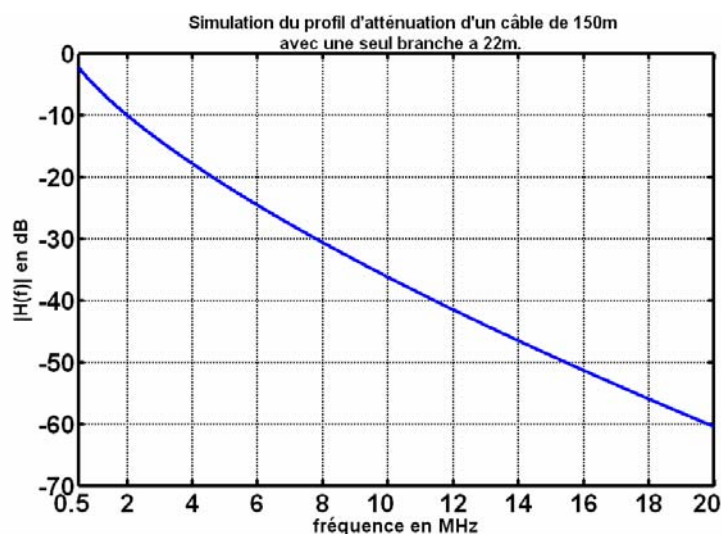


Figure.III.24. Simulation d'un profil d'atténuation d'un lien de courte distance.

III.2.7.1.2 Liens de longue distance

Les liens typique de longue distance >300 m avec des câbles sous terrain à isolation en PVC exposent des atténuations beaucoup de plus hautes, principalement causées par les pertes élevées dues à la longueur et au nombre élevé de branches (jusqu'à 15). De plus, l'atténuation est souvent intensifiée par des encoches profondes causées par l'évanouissement multi-trajets. L'atténuation typique débute dans la gamme de 10 à 30 dBs à 500 kHz et peut atteindre des valeurs de plus de 80 dBs aux fréquences de 5–8 MHz (laquelle est prête du niveau du bruit de l'appareil de mesure utilisé). *figure.III.25* montre les résultats de la mesure d'un lien dans une région résidentielle urbaine avec 12 branches qui fournissent principalement aux petits blocs d'appartements. En plus de la réponse de l'amplitude, le niveau du bruit du lien est montré.

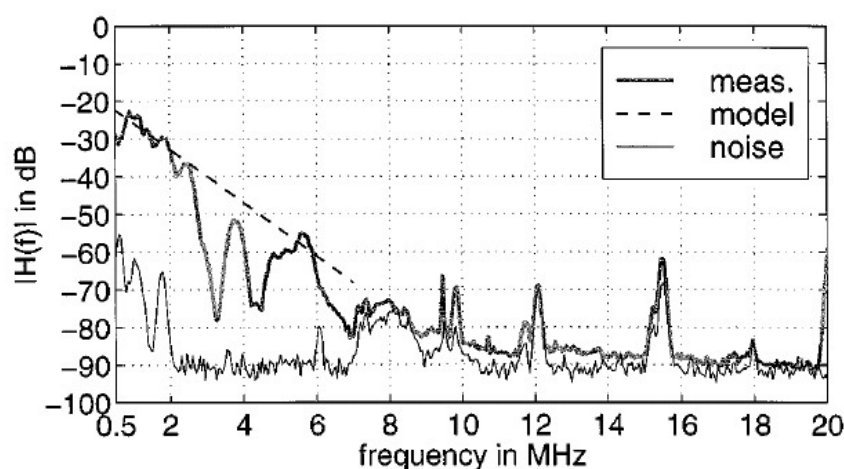


Figure.III.25. Profil d'atténuation et du bruit d'un lien du réseau électrique de 330m.

Il est évident que les signaux atténués sont au-dessus du niveau de bruit pour les fréquences inférieures à 7MHz. En outre, la réponse de l'amplitude expose plusieurs encoches profondes. En plus des données de la mesure présentées dans la *figure.III.25*, la simulation du modèle de l'atténuation basé sur (III.82) avec $N = 1$ trajet et les paramètres $k = 1$, $a_0 = 6.5 \cdot 10^{-3} \text{ m}^{-1}$, et $a_1 = 2.46 \cdot 10^{-9} \text{ s/m}$ est représentée.

Les paramètres de l'atténuation ont été estimés avec un algorithme approprié basé sur l'estimation en moindre carrés, après un pré-calcul des données mesurées, afin que seulement la gamme de fréquences n'aie pas été affecté par les encoches profondes aurait été considéré lors de l'estimation des paramètres.

III.2.7.1.3 Profil de la longueur

Puisque les positions et les profondeurs des encoches ne dépendent pas de la longueur du lien, mais seulement des propriétés des branches (la longueur et l'inadaptation), il paraît raisonnable de ne pas considérer l'impact d'encoches quand on spécifie un profil de la

longueur qui inclut seulement les courbes d'atténuation de bases. Pour trouver un tel profil de longueur, quelques 160 mesures prises sur des liens d'un réseau de distribution basse tension en Allemagne bâti sur des câbles de type NAYY ou NYY avec des isolants en PVC, ont été évalués et sont classés dans cinq classes de longueur, à savoir celle de 100m, 150m, 200m, 300m et 380m. De chacune de ces classes, la valeur médiane de l'atténuation en fonction de la fréquence a été calculée et des modèles de l'atténuation semblables à ceux présentés dans les sections précédentes ont été déterminés. Les résultats sont montrés dans *figure.III.26*, et les paramètres correspondants sont inscrits dans le *tableau III.6*. Il devrait être noté que on a maintenant des valeurs médianes d'atténuation, ainsi les liens particuliers puissent différer substantiellement s'ils contiennent des encoches, autres types de câbles, ou une topologie spéciale.

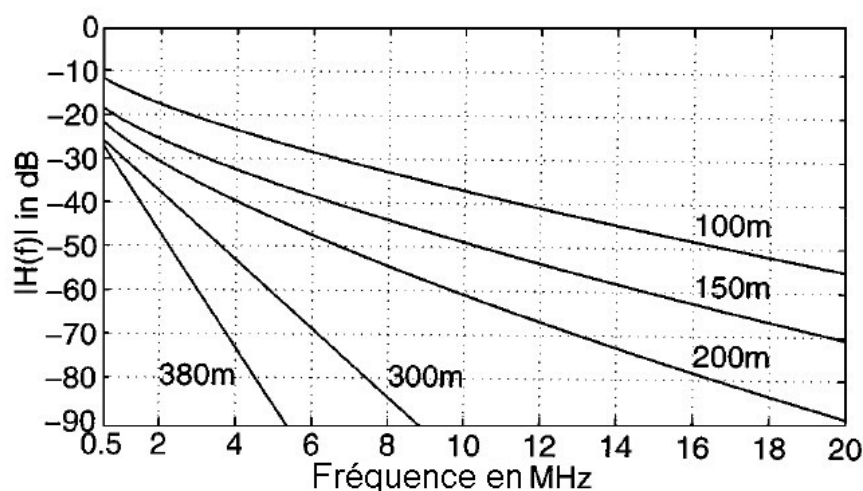


Figure.III.26. Profils de longueur de l'atténuation des liens du réseau électrique en négligeant les encoches.

La simulation de ces profils est donnée dans la *figure.III.27* en se basant sur les valeurs du *tableau III.6*.

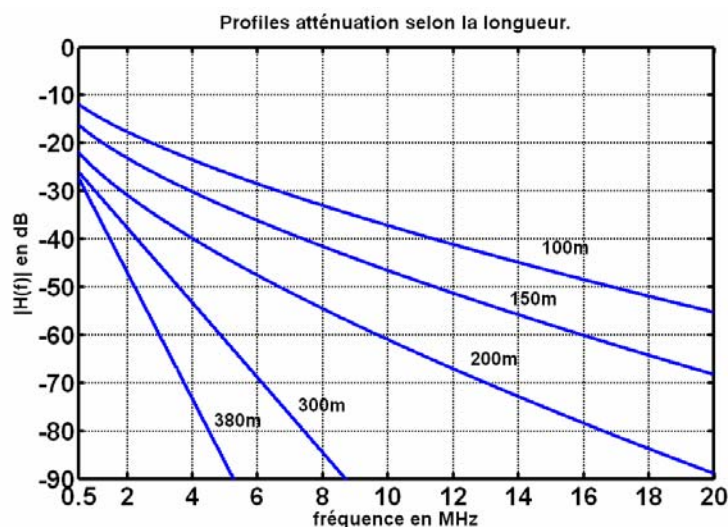


Figure.III.27. Simulation des profils de longueur de l'atténuation.

Classe	g_1	$a_0 [m^{-1}]$	$a_1 [s/m]$	k
100m	1	$9.40 \cdot 10^{-3}$	$4.20 \cdot 10^{-7}$	0.7
150m	1	$9.10 \cdot 10^{-3}$	$3.36 \cdot 10^{-7}$	0.7
200m	1	$9.33 \cdot 10^{-3}$	$3.24 \cdot 10^{-7}$	0.7
300m	1	$8.40 \cdot 10^{-3}$	$3.00 \cdot 10^{-9}$	1
380m	1	$6.20 \cdot 10^{-3}$	$4.00 \cdot 10^{-9}$	1

Tableau.III.6. L'ensemble des paramètres correspondant aux profils de longueur.

III.2.7.2 Modèles détaillés d'un lien individuel

Les profils d'atténuation comme présentés dans la section précédente sont convenables pour faire le bilan de puissance d'un lien donnée. Pour l'analyse des performance basée sur le calcul par ordinateur des projets de la modulation, le réponse de la fréquentielle complexe ou la réponse impulsionnelle du lien du réseau électrique est exigée; ce paragraphe montre la capacité du modèle présenté pour délivrer ces détails pour des réseaux réel.

Comme un exemple d'une réponse fréquentielle avec un considérable phénomène d'évanouissement sélectif en fréquence, le résultat de la mesure d'un lien de 110m enregistré dans un cas de figure où les de maisons sont alignées; avec 6 branches, dont chacune expose une longueur approximative de 15 m, est montré dans la *figure.III.28*.

Excepté la réponse de l'amplitude, les détails de la phase sont exposés en fonction de la fréquence. Les encoches très profondes sont une conséquence de la propagation multi-trajets causée par les branches de même longueur approximativement, également espacées.

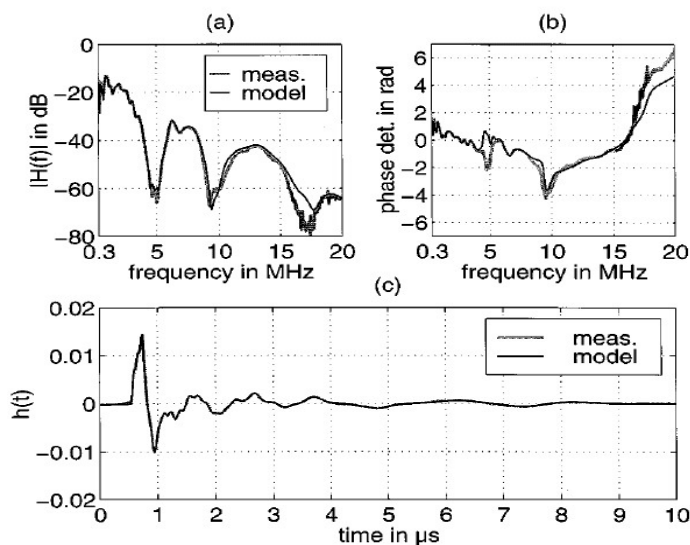


Figure.III.28. Mesures d'un réseau réel et simulation pour $N=44$;(a) : l'amplitude de la fonction de transfert, (b) : le comportement détaillé de la phase, (c) : la réponse impulsionnelle.

Pour démontrer la capacité du modèle de couvrir la réponse fréquentielle complexe des liens avec une propagation multi-trajets, le résultat d'une simulation basée sur (III.82) est aussi donné dans la *figure.III.28*, pour effectuer une comparaison.

Surtout dans la gamme de fréquences au-dessous de la première encoche (4.5 MHz), le modèle suit la mesure parfaitement. Jusqu'à 15 MHz, il y a seulement des différences mineures entre la simulation et la mesure, et même au-dessus de 15 MHz il y a encore une similitude acceptable.

Les déviations restantes sont dues au nombre limité de trajets et de l'exactitude de l'estimation des paramètres. De même, pour la réponse impulsionnelle, la superposition est assez bonne sur tout l'intervalle du temps considéré. L'exemple prouve clairement que les effets essentiels de la propagation du signal sur les liens du réseau électrique peuvent être capturés par un modèle basé sur (III.82).

Cependant, pour des résultats précis, de nombreux trajets (44 dans le cas présenté) avec les facteurs de pondération individuels g_i et les longueurs d_i peuvent être exigés. Heureusement, en revanche, un petit ensemble de paramètres d'atténuation, à savoir $k = 1$, $a_0 = 0$ et $a_1 = 2.5 \cdot 10^{-9}$ s/m, est normalement suffisant. Néanmoins, il doit être admis qu'un modèle y compris un nombre total de 44 trajets et 91 paramètres n'est pas facile à manier, et aussi que l'estimation des paramètres est assez difficile dû aux dépendances des paramètres dans l'algorithmes de l'estimation.

III.2.7.3 Modèles de référence

Pour l'analyse de la performance des systèmes PLC, les modèles simplifiés avec seulement un petit nombre de trajets, ne représentant pas tous les détails mais couvrant les effets dominants sont désirables. Dans ce paragraphe, de tels modèles de référence simplifiés sont discutés.

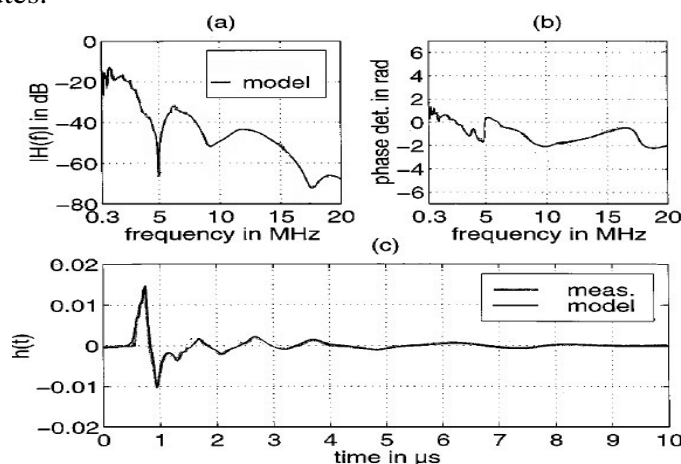


Figure.III.29. Simulation pour $N = 15$ d'un réseau réel ;(a) : l'amplitude de la fonction de transfert, (b) : le comportement détaillé de la phase, (c) : la réponse impulsionnelle.

Un modèle simplifié du lien de 110m présenté dans la section précédente (avec $N=44$) est simulé dans la *figure.III.29*. Le modèle a été réduit à $N = 15$, représentant les trajets principaux de la réponse impulsionnelle.

Dû au nombre réduit de trajets, la réponse fréquentielle du modèle diffère légèrement de la mesure au-dessus de 4 MHz, surtout aux emplacements des encoches profondes. La réponse impulsionnelle est encore couverte tout à fait bien par le modèle.

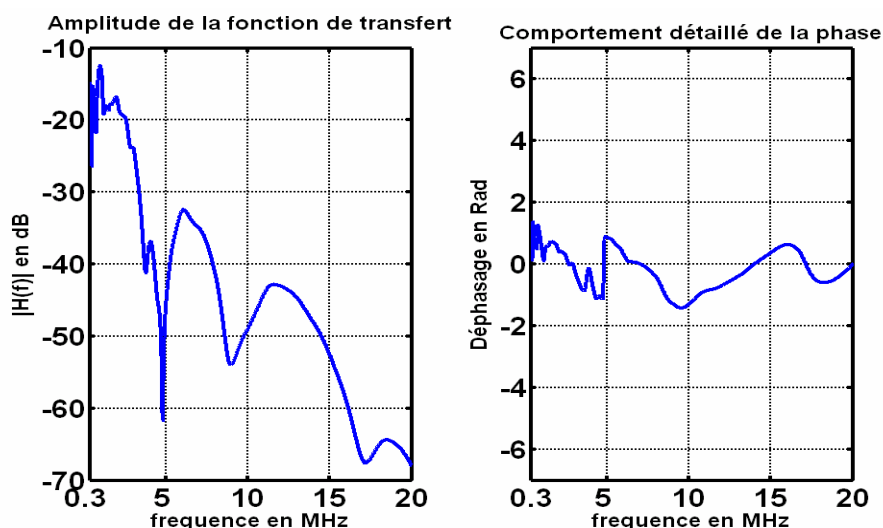


Figure.III.30. Simulation pour $N = 15$ du réseau réel, basée sur les paramètres donnés par le *tableau.III.7*.

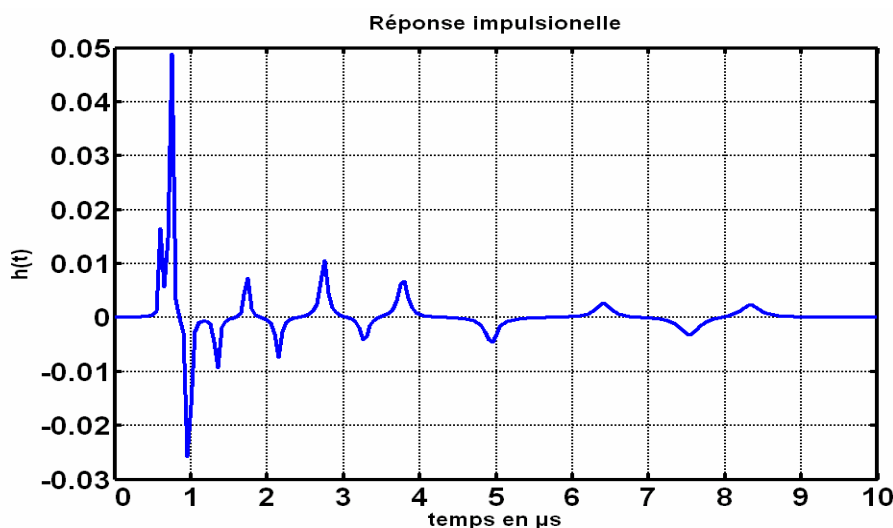


Figure.III.31. Simulation de la réponse impulsionnelle pour $N = 15$ trajets.

Les paramètres du modèle de 15 trajets sont inscrits dans *tableau.III.7*. Notre simulation est donnée dans la *figure.III.30*, et représente l'amplitude de la réponse et le comportement de la phase, en ce qui concerne la réponse impulsionnelle ; elle est donnée par la *figure.III.31*.

Paramètres d'Atténuation.		
$k = 1$	$a_0 = 0$	$a_1 = 2.5 \cdot 10^{-9}$.
Paramètres du trajet.		
N° du trajet	Facteur de pondération g_i .	Longueur du trajet d_i en m
1	0.029	90
2	0.043	102
3	0.103	113
4	-0.058	143
5	-0.045	148
6	-0.040	200
7	0.038	260
8	-0.038	322
9	0.071	411
10	-0.035	490
11	0.065	567
12	-0.055	740
13	0.042	960
14	-0.059	1130
15	0.049	1250

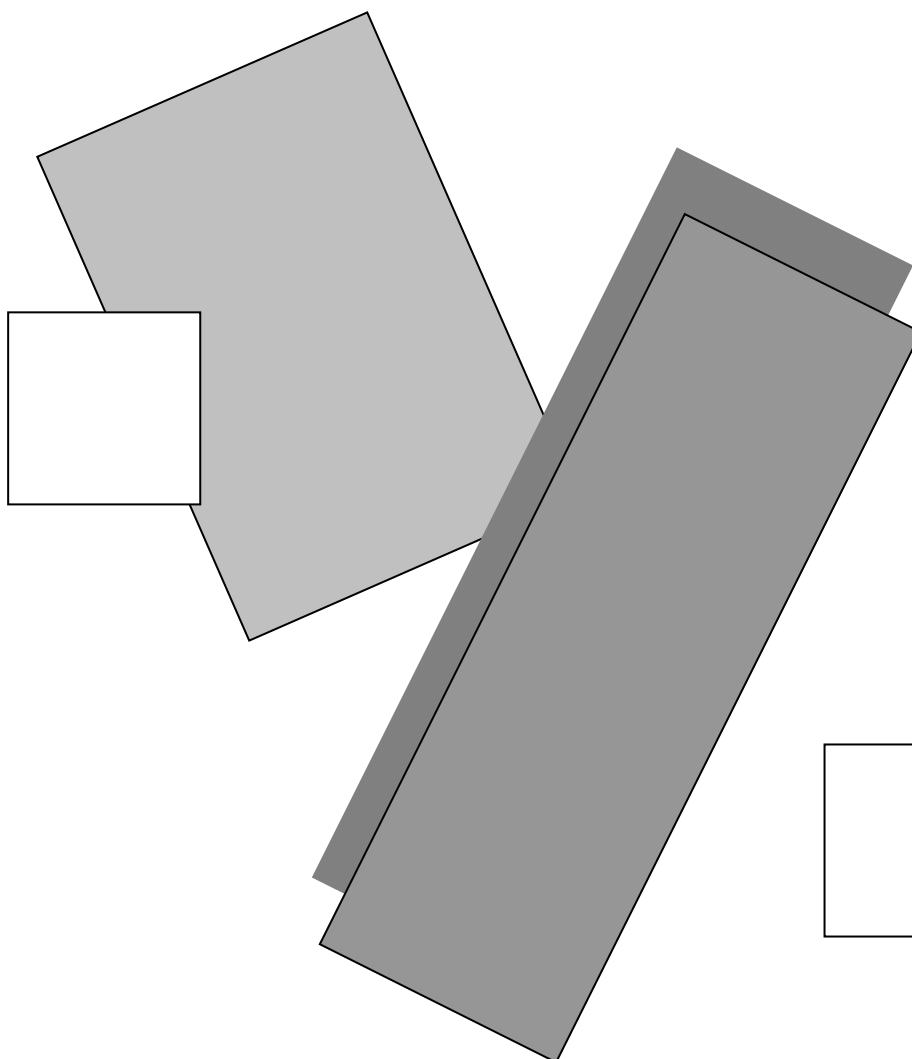
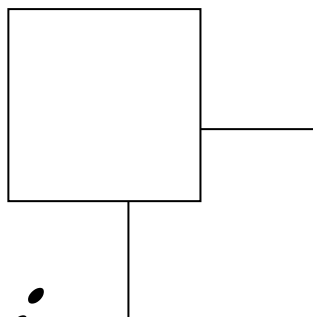
Tableau.III.7. L'ensemble des paramètres mesurés correspondant au modèle de 15 trajets.

III.2.8 Conclusion

L'aspect pratique de la méthode de « Zimmermann et Dostert » que nous avons présentée dans cette partie est caractérisé par l'identification des paramètres de la fonction de transfert d'un canal sur la base de mesures des signaux en entrée et en sortie de ce dernier. La forme du modèle proposé est basée sur le phénomène multi-trajets. On introduit une expression empirique du coefficient d'atténuation $\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k$ dont on estime les paramètres (a_0 , a_1 et k) tel que développé dans [15,16].

Cette méthode est applicable aux réseaux réels et donne de bons résultats sans exiger une connaissance précise de leur topologie. En plus et contrairement à la majorité des méthodes de modélisation elle emploie un nombre restreint de paramètres [15].

Partie 3 :



III.3.1 Introduction

Dans cette partie on va élaborer une méthode analytique de calcul récente de type *bottom-up* qui permet de mettre en évidence le comportement multi-trajets du réseau en déterminant tous les caractéristiques de transmission du réseau en utilisant le calcul matriciel puisque l'outil est performant en plus de sa disponibilité, et par conséquent, elle peut être exploitée dans l'élaboration d'un algorithme adéquat pour optimiser les performances de transmission, la méthode et ses notions sont tirées de [18].

III.3.2 Modèle proposé de la transmission dans l'environnement indoor

La présence de plusieurs types de câbles et la variété des charges connectées aux terminaux du réseau domestique sont à l'origine de l'effet multi-trajets dans cet environnement. A travers cette étude on supposera que le réseau est homogène, conçu par un seul type de câble, et par conséquent l'effet multi-trajets présent dans chaque canal point à point qui relie deux terminaux, n'est que le résultat des charges non adaptées à l'impédance caractéristique du réseau et des nœuds qui sont les points d'une dérivation en parallèle de plusieurs branches. Il en résulte qu'une fois arrivée aux points de discontinuités, une partie du signal transmis se réfléchit vers son origine, et le restant du signal continue son trajet vers sa destination, et s'il rencontre d'autres points de discontinuités le phénomène se répète.

Donc pour un câble de caractéristiques internes connues, qui a Z_0 comme impédance caractéristique ; le coefficient de réflexion r d'un point de discontinuité qui possède une impédance Z_L , exprime l'amplitude et la phase du taux du signal réfléchi par rapport au signal transmis de l'émetteur, le coefficient de transmission t correspondant exprime les analogues pour la partie transmise du signal, les deux coefficients sont donnés par :

$$r = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (III.83)$$

$$\text{Et } t = 1 + r = \frac{2 \cdot Z_L}{Z_L + Z_0}. \quad (III.84)$$

Théoriquement il existe un nombre infini de réflexions dans le réseau, on en déduit que le signal reçu par le récepteur est composé d'une infinité de répliques distordues du signal original qui diffèrent de celui-ci en phase et en amplitude. Chaque composante est le résultat d'une propagation selon un trajet particulier, sa phase, son amplitude et son temps d'arrivée dépendent de sa longueur ainsi que des coefficients de transmission et/ou de réflexion dont ce trajet comporte.

Toutefois d'un point de vue pratique plus la longueur du trajet augmente plus le nombre de réflexions augmente et plus l'atténuation s'impose, et par conséquent la contribution du signal propagé au cours de ce trajet dans le signal global reçu sera minime. Le résultat et

que le nombre de trajets signifiants sera fini ; en plus inversement au cas des réseaux sans fil, le calcul analytique de l'effet multi-trajets dans le réseau indoor de la PLC est faisable puisque sa topologie est relativement limitée en complexité et qu'elle ne contient pas de mailles. Donc la réponse (fonction de transfert) entre chaque paire de dispositifs de communication placés dans le réseau et qui engendre un canal point à point peut être déterminée en exploitant les informations concernant les propriétés du câble, la topologie du réseau et les impédances connectées à ses terminaux.

La transmission entre deux terminaux définissant un canal de communication est donnée par un nombre élevé de trajets parcourus par le signal émis ; chaque trajet d'indice i se caractérise par son terme d'atténuation $A(d_i)$, par son retard (temps d'arrivée) τ_i et par son facteur de réflexion $|g_i|^{j \cdot \phi_{si}}$ qui est le produit de tous les coefficients de transmission et/ou de réflexion dont ce trajet comporte dans les M discontinuités pas forcément différentes. Ces trois caractéristiques de chaque trajet d'indice i sont données par :

$$A(d_i) = e^{-\alpha d_i} \quad (III.85)$$

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} = \frac{d_i}{\omega/\beta} \quad (III.86)$$

$$g_i = |g_i|^{j \cdot \phi_{si}} = \prod_{n=1}^{M_1} t_{i,n} \cdot \prod_{k=1}^{M_2} r_{i,k} \quad (III.87)$$

Avec $M_1 + M_2 = M$.

Les indices k et n indiquent chacun des M_1 et M_2 points de discontinuité du trajet i .

M_1 et M_2 sont respectivement le nombre de facteurs de transmission de réflexion le long du trajet i .

d_i est la longueur du trajet i .

v_p est la vitesse de propagation dans le câble.

La constante de propagation du câble $\gamma = \alpha + j\beta$ étant connue, où α est la constante d'atténuation et β est la constante de phase.

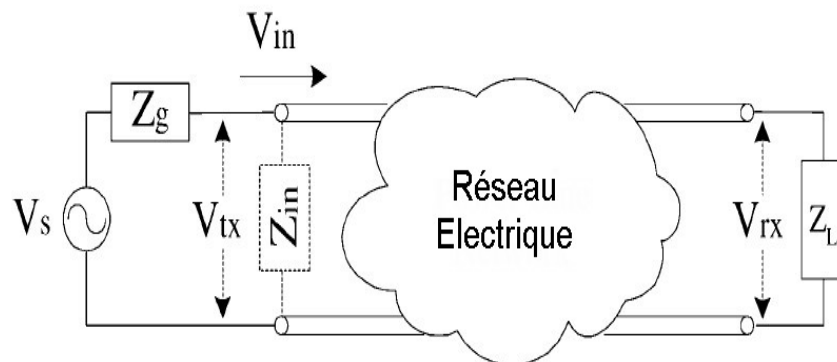


Figure.III.32. Illustration d'un canal point à point dans un réseau électrique.

On calcule la réponse impulsionnelle complexe du canal, sachant sa fonction de retard étendu basée sur l'équation générale de la propagation à trajet multiple, et en considérant la transmission d'une impulsion $\delta(t)$ sur le canal, avec un nombre de trajets parcourus par cette impulsion L ; le résultat étant un train d'impulsions retardées. Donc la réponse impulsionnelle du canal peut être vue comme la somme de tous les composants multi-trajets et accordée à :

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^L |g_i|^{j \cdot \varphi_{g_i}} \cdot e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot \delta(t - \tau_i). \quad (III.88)$$

La fonction de la réponse fréquentielle est donnée par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^L |g_i|^{j \cdot \varphi_{g_i}} \cdot e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot e^{-j \omega \cdot \tau_i}. \quad (III.89)$$

En considérant (III.86) la fonction de transfert devient :

$$H(f) = \sum_{i=1}^L |g_i|^{j \cdot \varphi_{g_i}} \cdot e^{-\gamma \cdot d_i}. \quad (III.90)$$

Cette expression exprime le rapport de la tension de sortie V_{rx} du canal à la tension injectée dans la ligne V_{in} par un générateur idéal ($Z_g = 0$), dans le domaine fréquentiel. En pratique, dans un réseau PLC Indoor comme le montre la *figure III.32* ; le calcul de la fonction de transfert entre deux dispositifs de communication implique un facteur multiplicatif additionnel qui est le résultat de la non idéalité du système de transmission. Et comme la fonction de transfert du canal point à point représente le rapport des deux tensions mesurées aux deux extrémités dans l'état permanent, un autre facteur multiplicatif doit être ajouté et qui relate le rapport entre la tension d'entrée de la source V_s et la tension totale mesurée à l'extrémité du côté de la transmission V_{tx} , cette dernière étant constituée du signal injecté et de la somme de tous les signaux réfléchis vers la source.

Le calcul de ces facteurs multiplicatifs est élaboré par l'application des lois de KIRCHHOFF ; il en résulte l'expression suivante de la fonction de transfert du canal, et qui n'est rien d'autre que le rapport des tensions mesurées aux extrémités du canal :

$$T(f) = \frac{V_{rx}}{V_{tx}} = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \cdot \frac{Z_{in} + Z_g}{Z_{in}} \cdot \sum_{i=1}^L |g_i|^{j \cdot \varphi_{g_i}} \cdot e^{-\gamma \cdot d_i}. \quad (III.91)$$

Avec Z_{in} est l'impédance d'entrée apparue à l'extrémité de transmission à l'état permanent.

III.3.3 Algorithme de calcul des composantes multi-trajets

Dans la mesure d'estimer la fonction de transfert entre deux dispositifs de communication dans le réseau, on développe un algorithme de calcul analytique pour déterminer ses composantes multi-trajets. Cet algorithme utilise l'ensemble des matrices descriptives du réseau, spécialement conçues pour contenir toutes les informations nécessaires concernant les caractéristiques physiques du réseau, sa topologie et les impédances des charges connectées aux terminaux. En effet il calcule tous les coefficients de transmission et de réflexion apparus dans le réseau, avec les impédances d'entrées apparues à chaque terminal, ainsi pour le faire on identifie un nombre élevé L_{\max} de trajets possibles à l'intérieur du réseau et on calcule leurs longueurs et leurs facteurs de transmission et de réflexion totaux respectives, puis il procède à la détermination du nombre L des trajets signifiants on se basant sur leurs contribution dans la puissance du signal global de sortie tel que $L \ll L_{\max}$.

La flexibilité de cet algorithme se réside dans la généralité des calculs qui utilisent l'ensemble des matrices descriptives du réseau qui peuvent représenter toutes les topologies avec leurs conditions du chargement, en plus de la prise en compte des simplifications toujours justifiables dans les réseaux PLC indoor et qui sont :

- Chaque terminal n'est connecté qu'à un seul nœud.
- La connexion directe entre deux terminaux ne doit pas exister.
- Aucune boucles n'existent puisque le réseau a une topologie radiale.

III.3.3.1 Les matrices descriptives du réseau

L'ensemble des matrices descriptives du réseau qui sont les entrées de l'algorithme, porte des informations sur la topologie du réseau et sur les conditions de son chargement.

Considérant un réseau contenant m terminaux T_i pour $i \in [1, m]$, et n nœuds internes C_j pour $j \in [1, n]$. Ce réseau est défini par les matrices suivantes :

1. La matrice $\mathbf{TC}[m \times n]$, qui définit les interconnexions entre les terminaux et les nœuds internes, où chaque ligne correspond à un point de la terminaison T_i et chaque colonne à un nœud C_j :

$$\mathbf{TC} = \begin{bmatrix} tc_{11} & tc_{12} & \dots & tc_{1n} \\ tc_{21} & tc_{22} & \dots & tc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ tc_{m1} & tc_{m2} & \dots & tc_{mn} \end{bmatrix}, \text{ où } tc_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{quand } \exists \text{ une connexion } T_i C_j; \forall i, j. \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (\text{III.92})$$

2. La matrice $\mathbf{CC}[n \times n]$, qui définit les interconnexions entre les nœuds internes ; chaque ligne et chaque colonne correspondent à un certain nœud C_j , et comme $C_i C_j = C_j C_i$ et que le nœud ne peut pas être connecté à lui-même ($C_i C_i = 0$), la matrice aura une diagonale nulle et sera symétrique :

$$\mathbf{CC} = \begin{bmatrix} 0 & tc_{12} & \dots & cc_{1n} \\ cc_{21} & 0 & \dots & cc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ cc_{n1} & cc_{n2} & \dots & 0 \end{bmatrix}, \text{ où } cc_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{quand } \exists \text{ une connexion } C_i C_j; \forall i, j. \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (III.93)$$

3. La matrice $\mathbf{LT}[m \times n]$, produite en remplaçant les éléments non nuls de la matrice \mathbf{TC} avec les longueurs correspondantes $l_{T_i C_j}$:

$$\mathbf{LT} = \begin{bmatrix} lt_{11} & lt_{12} & \dots & lt_{1n} \\ lt_{21} & lt_{22} & \dots & lt_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ lt_{m1} & lt_{m2} & \dots & lt_{mn} \end{bmatrix}, \text{ où } lt_{ij} = \begin{cases} l_{T_i C_j}, & \text{quand } \exists \text{ une connexion } T_i C_j; \forall i, j. \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (III.94)$$

4. La matrice $\mathbf{LC}[n \times n]$, produite en remplaçant les éléments non nuls de la matrice \mathbf{CC} avec les longueurs correspondantes $l_{C_i C_j}$, par conséquent elle est symétrique autour de sa diagonal nulle :

$$\mathbf{LC} = \begin{bmatrix} 0 & lc_{12} & \dots & lc_{1n} \\ lc_{21} & 0 & \dots & lc_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ lc_{n1} & lc_{n2} & \dots & 0 \end{bmatrix}, \text{ où } lc_{ij} = \begin{cases} l_{C_i C_j}, & \text{quand } \exists \text{ une connexion } C_i C_j; \forall i, j. \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (III.95)$$

5. Le vecteur $\mathbf{ZT}[1 \times m]$, qui détermine les impédances reliées à chaque point de terminaison :

$$\mathbf{ZT} = [Z_{T_1} \quad Z_{T_2} \quad \dots \quad Z_{T_m}]. \quad (III.96)$$

L'utilisation des matrices descriptives du réseau précitées, permet de décrire n'importe quel réseau PLC indoor. En outre, la procédure du calcul exige la connaissance des caractéristiques de la ligne de transmission spécifiques au câble utilisé pour réaliser les connexions. L'impédance caractéristique Z_0 et la constante de propagation γ de chaque câble peuvent être mesurées ou calculées à travers les équations issues de la théorie des lignes de transmission utilisant les paramètres fondamentaux R, L, C et G du câble.

Bien que l'algorithme présenté se focalise sur les réseaux homogènes consistant en un seul type de câble, il peut être étendu pour supporter différents types de câble dans des sections différentes du réseau.

III.3.3.2 Calcul des coefficients de réflexion du réseau

L'algorithme présenté dans ce paragraphe calcule les coefficients de réflexion et de transmission à chaque discontinuité du réseau, à savoir les points terminaux T_i et les noeuds internes C_j . Les coefficients de réflexion sont calculés d'après l'équation (III.83), où Z_L est l'impédance totale apparue et reliée au point terminal spécifié du réseau ou au noeud interne pour un signal qui se propage vers lui. A travers ce texte, on utilise des notations indexées pour indiquer la direction de propagation du signal (par exemple, le terme $T_i C_j$ indique une propagation du signal de noeud C_j vers le point terminal T_i), la figure III.33 est utilisée comme référence d'indexation.

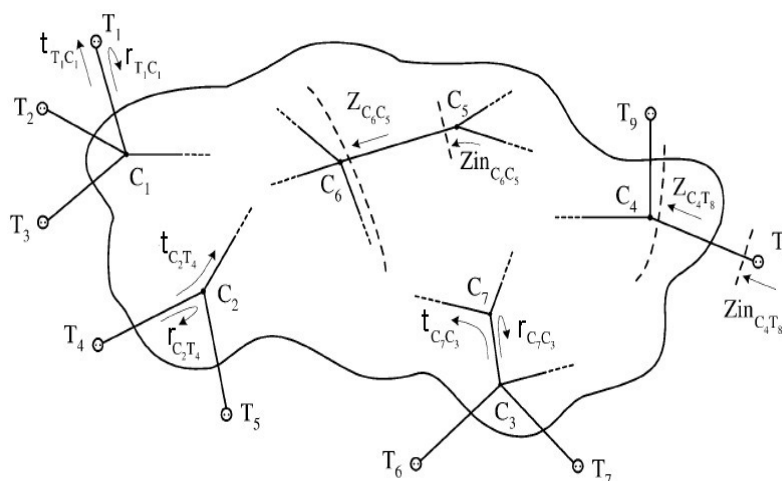


Figure.III.33. Schéma référentiel d'indexation.

Nous définissons trois catégories de coefficients de réflexion basées sur la direction de propagation du signal, comprises dans les matrices des coefficients de la réflexion suivantes:

1. La matrice \mathbf{r}_{TC} [$m \times n$], dont chacun de ses éléments $r_{TC}(i, j)$ exprime le coefficient de réflexion pour un signal qui se propage du noeud interne C_j au point terminal adjacent T_i ; dans ce cas Z_L de l'équation (III.83) est égal à l'impédance de la terminaison Z_{T_i} .

Par conséquent, pour chacun des m points terminaux, on calcule r_{T_i} comme:

$$r_{T_i} = \frac{Z_{T_i} - Z_0}{Z_{T_i} + Z_0}, \quad \forall i \in [1, m] \quad (\text{III.97})$$

On définit ensuite la matrice $\mathbf{Dr}_T [m \times m]$, qui utilise les m valeurs pré calculés comme ses éléments diagonaux :

$$\mathbf{Dr}_T = \begin{bmatrix} r_{T_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{T_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & r_{T_m} \end{bmatrix}. \quad (III.98)$$

Finalement la matrice \mathbf{r}_{TC} est calculée par :

$$\mathbf{r}_{TC} = \mathbf{Dr}_T \cdot \mathbf{TC}. \quad (III.99)$$

2. La matrice $\mathbf{r}_{CC} [n \times n]$, dont chacun de ses éléments $r_{CC}(i, j)$ exprime le coefficient de réflexion sur un nœud C_i , pour un signal qui se propage du nœud interne C_j vers lui. Dans ce cas, Z_L est égal à l'impédance globale qui apparaît au nœud C_i ($Z_{C_i C_j}$), et qui en résulte de la connexion en parallèle des impédances caractéristiques de chaque câble qui se branche de ce nœud, à l'exception de celui sur lequel arrive le signal propagé. Dans un réseau homogène, et pour un nœud C_i relié à s_i nœuds ou points adjacents, s_i et $Z_{C_i C_j}$ pour ce nœud sont calculés en utilisant les expressions suivantes:

$$s_i = \sum_{k=1}^m TC(k, i) + \sum_{k=1}^n CC(k, i) \quad (III.100)$$

$$Z_{C_i C_j} = \frac{Z_0}{s_i - 1} \quad (III.101)$$

Puisque la même impédance apparaît au signal qui se propage sur l'un des s_i branches vers le nœud C_i ($Z_{C_i} = Z_{C_i C_j} \forall j, \exists$ une connexion $C_i C_j$), on calcule les n valeurs différentes de Z_{C_i} ; une pour chacun des n nœuds internes. En prenant $Z_L = Z_{C_i}$ dans (III.83), on calcule les n coefficients de réflexion pour les nœuds correspondants par:

$$r_{C_i} = \frac{2 - s_i}{s_i}. \quad (III.102)$$

Les coefficients de réflexion calculés sont utilisés pour définir les éléments diagonaux de la matrice $\mathbf{Dr}_C [n \times n]$:

$$\mathbf{Dr}_C = \begin{bmatrix} r_{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{C_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & r_{C_n} \end{bmatrix}. \quad (III.103)$$

La matrice \mathbf{r}_{CC} est alors calculée en utilisant l'expression suivante :

$$\mathbf{r}_{CC} = \mathbf{D}\mathbf{r}_C \cdot \mathbf{C}\mathbf{C} \quad (III.104)$$

3. La matrice \mathbf{r}_{CT} [$n \times m$], dont chacun de ses éléments $r_{CT}(i, j)$ exprime le coefficient de réflexion au nœud C_i , pour un signal qui se propage du terminal T_j vers lui.

Comme dans le cas antérieur, Z_L est égal à l'impédance globale apparue au nœud C_i ($Z_{C_i T_j} = Z_{C_i}$), qui en résulte de la connexion en parallèle des impédances caractéristiques de chaque câble qui se branche de ce nœud, à l'exception de celui de la propagation original (selon $C_i T_j$).

Dans un réseau homogène, on calcule la matrice \mathbf{r}_{CT} , en utilisant la matrice transversale $\mathbf{T}\mathbf{C}^T$ d'après l'expression suivante:

$$\mathbf{r}_{CT} = \mathbf{D}\mathbf{r}_C \cdot \mathbf{T}\mathbf{C}^T \quad (III.105)$$

Les matrices des coefficients de réflexion résultantes, maintiennent la forme et propriétés du matrices génératrice ($\mathbf{C}\mathbf{T}$, $\mathbf{C}\mathbf{C}$ et $\mathbf{C}\mathbf{T} = \mathbf{T}\mathbf{C}^T$, respectivement).

Dans un réseau hétérogène (plusieurs types de câble de connexion), les calculs précités doivent être exécutés individuellement pour chacune des parties homogènes qui constituent le réseau, puisque l'égalité de l'impédance apparue aux nœuds (qui est indépendante de la direction de la propagation) n'est plus valide. Les éléments calculés correspondent aux éléments non nuls des matrices génératrices.

Finalement, on utilisant (III.84), on calcule aussi les matrices des coefficient de transmission respectives (\mathbf{t}_{TC} , \mathbf{t}_{CC} et \mathbf{t}_{CT}).

III.3.3.3 Calcul d'Impédances d'entrée du Réseau

Pour estimer la fonction de transfert de tous les canaux, point à point du réseau en utilisant (III.90), les impédances d'entrée qui paraissent à chaque point de terminaison doivent être déterminé. Comme ces impédances représentent l'impédance globale apparue au point d'entrée à état stable, la procédure de calcul exige l'estimation des impédances équivalentes à chaque point du réseau. Partout dans ce texte, on a utilisé les conventions d'indexation suivant le schéma de la *figure.III.33*.

- $Z_{(C \text{ ou } T)_i (C \text{ ou } T)_j}$ est l'impédance équivalente au nœud ou au terminal d'index i , pour un signal qui se propage vers lui du nœud ou du terminal d'index j .
- $Z_{in(C \text{ ou } T)_i (C \text{ ou } T)_j}$ est l'impédance d'entrée du tronçon de la ligne qui relie les nœuds ou/et les terminaux d'indices i et j , quand on regarde le tronçon au nœud ou au pointe d'index j .

L'impédance d'entrée d'un tronçon de ligne de longueur l terminée par Z_L est :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}{Z_L + Z_0 \cdot \coth(\gamma \cdot l)}. \quad (III.106)$$

Les étapes suivantes décrivent le processus utilisé pour calculer les impédances du réseau:

L'étape 1 : Le processus commence par le calcul de la matrice d'impédances d'entrée $\mathbf{Z}_{inTC} [m \times n]$; ses éléments $Z_{inTC}(i, j)$ sont calculés, en utilisant l'équation (III.106) avec $Z_L = Z_{T_i} \quad \forall i \in [1, m]$ et les longueurs respectives $l_{T_i C_j}$, comme suit :

$$Z_{inTC}(i, j) = Z_0 \cdot \frac{Z_{T_i} + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_{T_i C_j})}{Z_{T_i} + Z_0 \cdot \coth(\gamma \cdot l_{T_i C_j})}. \quad (III.107)$$

Ces m impédances forment la diagonale de la matrice $\mathbf{DZ}_{inTC} [m \times m]$, qui est utilisée pour produire la matrice demandée \mathbf{Z}_{inTC} qui maintient la forme et les propriétés de la matrice \mathbf{TC} d'après la formule suivante :

$$\mathbf{Z}_{inTC} = \mathbf{DZ}_{inTC} \cdot \mathbf{TC} \quad (III.108)$$

L'étape 2 : Le processus continue avec le calcul de la matrice d'impédances l'entrée $\mathbf{Z}_{inCC} [n \times n]$ et celui des impédances équivalentes $\mathbf{Z}_{CC} [n \times n]$ des nœuds internes. Les deux matrices maintiennent la forme de la matrice génératrice \mathbf{CC} , mais perdent sa symétrie. Les éléments $Z_{inCC}(i, j)$ sont calculés, en utilisant l'équation (III.106) avec $Z_L = Z_{C_i C_j} \quad \forall i, j \in [1, n]$ et les longueurs respectives $l_{C_i C_j}$, comme suit :

$$Z_{inCC}(i, j) = Z_0 \cdot \frac{Z_{C_i C_j} + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_{C_i C_j})}{Z_{C_i C_j} + Z_0 \cdot \coth(\gamma \cdot l_{C_i C_j})}. \quad (III.109)$$

La matrice des impédances équivalentes \mathbf{Z}_{CC} formée par les éléments $Z_{CC}(i, j)$, résultats de la connexion en parallèle de toutes les impédances d'entrée qui apparaissent à un signal propageant de C_i vers chaque terminal ou nœud adjacent, a part C_j :

$$Z_{CC}(i, j) = \left\| \left\| \left(\underbrace{Z_{inTC}(x, i)}_{\forall x \in [1, m]}, \underbrace{Z_{inCC}(y, i)}_{\forall y \neq j \in [1, n]} \right) \right. \right. \quad (III.110)$$

Les expressions (III.109) et (III.110) indiquent que le calcul des éléments de \mathbf{Z}_{CC} exige ceux de \mathbf{Z}_{incc} et vice versa.

Par conséquent le calcul des deux matrices doit être exécuté simultanément et puisque les éléments exigés ne sont pas tous connus a priori, un processus efficace d'estimation est développé pour déterminer le prochain élément qui peut être calculé en utilisant ceux déjà disponible.

➤ **Processus de calcul des matrices d'impédance \mathbf{Z}_{CC} et \mathbf{Z}_{incc}**

Le processus proposé, estime le prochain élément qui peut être calculé à partir de ceux déjà disponibles, et sera utilisé pour éviter les étapes de calcul inutiles ou insolubles aux évaluations des l'impédance. Le processus est basé sur le réarrangement du \mathbf{TC} , \mathbf{CC} et de toutes les matrices correspondantes, ce réarrangement facilite la séquence de calcul d'un élément en impliquant seulement les éléments qui ont déjà été calculés. Cela devient faisable quand le processus commence le calcul des impédances des nœuds les plus proches aux terminaux notés "nœuds externes" et procède aux plus profonds, notés "nœuds internes".

La procédure du réarrangement est exécutée d'après la règle suivante:

Les plus petits indices de la nouvelle matrice \mathbf{CC} correspondent aux "nœuds externes" alors que les plus grands indices correspondent aux "nœuds internes". Le critère de caractériser un nœud est basé sur sa proximité à tous les autres nœuds ainsi qu'aux terminaisons du réseau.

Pour donner une description détaillée du réarrangement des nœuds, en plus du processus de calcul concourant de la matrice des impédances, on définit une matrice adjacente $\mathbf{A}[(m+n) \times (m+n)]$, qui décrit les connexions entre tous les noeuds et points terminaux sur le réseau.

$$\mathbf{A}[(m+n) \times (m+n)] = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{[m \times m]} & \mathbf{TC}_{[m \times n]} \\ \mathbf{TC}_{[n \times m]}^T & \mathbf{CC}_{[n \times n]} \end{bmatrix}. \quad (III.111)$$

Les puissances de la matrice adjacente ont une propriété importante: L'élément $A^k(i, j)$ exprime le nombre d'itinéraires différents contenant k tronçons de ligne, entre les deux terminaux ou nœuds qui correspondent aux indices de la ligne et de la colonne (i et j).

À cet égard, le nœud de plus grande somme d'éléments de la $k^{\text{ième}}$ puissance, est le nœud le plus fréquemment atteint que les autres, à savoir le nœud le plus central, quand k tronçons de ligne sont pris en considération.

En conséquence, si on considère la somme des puissances de la matrice \mathbf{A} jusqu'à l'ordre K , on peut classer les nœuds en se basant sur la somme des colonnes correspondantes. Ce réarrangement range séquentiellement les nœuds du plus "interne" au plus "externe". Spécifiquement, on définit D_j comme la somme des itinéraires du nœud C_j de tout autre terminal ou nœud sur le réseau.

$$D_j = \sum_{i=1}^{m+n} \left\{ \sum_{k=1}^K A^k(i, j) \right\} \quad (III.112)$$

La procédure précitée peut être simplifiée en excluant les nœuds qui sont, par définition, les plus "externes". Ces nœuds sont reliés à un seul nœud et à un ou plusieurs points de terminaison. Les éléments dont on a besoin pour calculer les matrices \mathbf{Z}_{CC} et \mathbf{Z}_{inCC} apparues à un signal se propageant vers ces nœuds de leurs adjacents, sont en rapport seulement avec les points terminaux et qui ont déjà été déterminés dans l'étape 1 antérieurs. Par conséquence, on qualifie ces nœuds comme les plus "externes" et on leur assigne les plus petits indices (sans se soucier de l'ordre entre eux). Les nœuds restants doivent être assigné par un nouvel indice d'après la procédure précitée.

La puissance K où la procédure de calcul s'arrête, est déterminée à partir des puissances consécutives de \mathbf{A} calculées. La $K^{ième}$ puissance est la dernière obtenue, quand il y a au moins un itinéraire entre chaque paire de points terminaux, ceci s'exprime comme suit:

$$\sum_{n=1}^K A^n(i, j) \geq 1, \quad \forall i, j \in [1, m]. \quad (III.113)$$

Ce réarrangement des nœuds donne une nouvelle propriété considérable à \mathbf{CC} , et il maintient sa symétrie autour de sa diagonale nulle.

En gardant la convention d'indexation qui considère les nœuds des colonnes comme ceux du départ et les nœuds des lignes comme ceux de destination, il peut être conclu que les éléments qui se trouvent au-dessus de la diagonale ($i < j$) indiquent une direction de propagation des "nœuds internes" vers les "nœuds externes", alors que les éléments qui se trouvent au-dessous de la diagonale ($i > j$) indiquent une direction de propagation des "nœuds externes" vers les "nœuds internes".

Il peut être montré facilement que si C_i est un "nœud externe" comparé à C_j ; $Z_{C_i C_j}$ est l'impédance équivalente qui résulte de la connexion en parallèle de toutes les impédances d'entrée qui apparaissent au nœud C_i quant un signal se propage de lui vers les "nœuds externes", ce qui implique que les éléments qui se trouvent au-dessus de la diagonale exigent seulement les éléments localisés aussi au-dessus d'elle.

En outre, il est valide de considérer que chaque nœud peut être relié à plusieurs nœuds "plus externe" que lui (éléments au-dessus de la diagonale) mais seulement à un nœud "plus interne" (élément au-dessous de la diagonale), ce qui signifie qu'il y a seulement un élément non nul par colonne au-dessous de la diagonale. Par symétrie, seulement un élément non nul, est localisé par ligne au-dessus de la diagonale.

Par conséquent, les matrices \mathbf{Z}_{CC} et $\mathbf{Z}_{in_{cc}}$ peuvent être calculées en utilisant (III.109) et (III.110) dans la manière suivante :

1. Le processus commence avec le calcul de chaque ligne des matrices au-dessus de la diagonale, en commençant avec la première ligne. Le calcul de l'élément non nuls de la $i^{\text{ième}}$ ligne exige tous les éléments de la colonne i de $\mathbf{Z}_{in_{TC}}$ qui ont déjà été calculés, et les éléments de la colonne i de $\mathbf{Z}_{in_{cc}}$, à l'exception de celui de la ligne j . Puisque la direction prise en considération est de "l'intérieur" vers "l'extérieur" ($i < j$), tous les éléments exigés $Z_{in_{C_w C_j}}$ avec $w \in [1, i-1]$, parce qu'ils sont localisés au-dessus de la diagonale dans la colonne i , et qu'ils ont été calculés dans les itérations antérieures.

2. Le processus continue avec le calcul de chaque colonne des matrices localisée au-dessous de la diagonale, en commençant avec la colonne $j = n-1$, en allant jusqu'à la colonne $j = 1$. Pour le calcul de l'élément non nul de la colonne j ($Z_{C_i C_j}$), les éléments exigés $Z_{in_{C_w C_j}}$ s'allongent dans la colonne $i \forall w \neq j$. Puisque ($i > j$) au-dessous de la diagonale, i fait référence aux colonnes dont les éléments ont déjà été déterminés.

L'étape 3 : Cette étape comporte le calcul de la matrice l'impédances équivalentes $\mathbf{Z}_{in_{CT}} [n \times m]$. On commence par le calcul des m valeurs de $Z_{C_i T_j} \forall j \in [1, m]$ qui utilisent les matrices calculées dans l'étape précédente, où:

$$Z_{CT}(i, j) = \left\| \left\| \left(\underbrace{Z_{in_{TC}}(x, i)}_{\forall x \neq j \in [1, m]}, \underbrace{Z_{in_{cc}}(y, i)}_{\forall y \in [1, n]} \right) \right. \right. \quad (III.114)$$

On utilisant les m valeurs Z_{CT} , on calcule les valeurs $Z_{in_{CT}}(i, j)$ en remplaçant Z_L par $Z_{C_i T_j}$, et l par $l_{T_j C_i}$ dans l'expression (III.106) comme suit :

$$Z_{in_{CT}}(i, j) = Z_0 \cdot \frac{Z_{C_i T_j} + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_{T_j C_i})}{Z_{C_i T_j} + Z_0 \cdot \coth(\gamma \cdot l_{T_j C_i})} \quad (III.115)$$

Ces m valeurs d'impédance forment la matrice diagonale $\mathbf{DZ}_{\text{in}_{\text{CT}}}$ [$m \times m$], qui est utilisée pour produire la matrice $\mathbf{Z}_{\text{in}_{\text{CT}}}$ demandé qui maintient la forme et propriétés de la matrice \mathbf{TC}^T tel que:

$$\mathbf{Z}_{\text{in}_{\text{CT}}} = \mathbf{TC}^T \cdot \mathbf{DZ}_{\text{in}_{\text{CT}}} \quad (\text{III.116})$$

Ayant calculé les impédances d'entrée qui apparaissent à l'état stable pour un signal qui se propage de chaque point terminal vers chaque noeud adjacent, avec les coefficients de réflexion et de transmission du réseau, on peut continuer avec le calcul des composants multi-trajets et la fonction de transfert du canal.

III.3.3.4 Calcul analytique des Composants Multi-trajets

En utilisant les valeurs calculées de chaque coefficient de réflexion et de transmission du réseau, on procède à l'estimation des facteurs que comprend chacun des composants multi-trajets reçus sur un certain canal point à point.

Il doit être noté que puisque Z_0 et γ sont des variables dépendantes de la fréquence, les pertes le long de la ligne de propagation, les coefficients de réflexion et de transmission varient aussi avec la fréquence. Par conséquent, les étapes de calcul précédemment décrites font référence à une fréquence particulière et sont répétés pour des plages de fréquence bien déterminées pour représenter toute la bande qui nous intéresse. En outre, chaque paramètre calculé est, en fait, un vecteur de N valeurs, où N est le nombre de sous-canaux en lesquels la bande de fréquences a été divisée. Il est à mentionner que la discussion qui regarde les paramètres dépendants de la fréquence et leurs valeurs calculées, utilise la fréquence médiane du sous-canal.

Le calcul des facteurs de transmission et de réflexion dans l'expression (III.89) exige un grand nombre de trajet L_{max} . Cependant, seulement L de ces trajets font une contribution significative à la réponse totale du canal et sont pris pour des trajets considérables. Cette sélection est basée sur le critère d'énergie des composants suivant. On considère initialement l'énergie totale du signal impliquant pour son calcul un très grand nombre de trajets (L_{max}), et on sélectionne les L premiers trajets dont les signaux atteignant le récepteur seront considérés comme significatif, et que leur énergie globale est au moins égale à un seuil prédéfini (par exemple, 96%) comparé à l'énergie totale. Soit h_i le composant multi-trajets correspondant au $i^{\text{ième}}$ trajet ($h_i = |g_i|^{j \cdot \phi_{s_i}} e^{-\gamma \cdot d_i}$), et $|h_i|^2$ son amplitude d'énergie. Le critère d'énergie peut être traduit par :

$$\frac{\sum_{i=1}^L |h_i|^2}{\sum_{i=1}^{L_{\text{max}}} |h_i|^2} \geq \text{seuil prédéfini (par exemple, 0.96)}. \quad (\text{III.117})$$

On procède par ce qui suit au calcul de la fonction de transfert du canal d'après (III.91), en utilisant les valeurs des impédances d'entrée du réseau calculées à l'état stable . A titre d'exemple de la façon dont chaque composant multi-trajets est calculé, on décrit deux trajets typiques sur le réseau simple, montré dans la *figure.III.34*. D'après (III.86), le facteur de la réflexion de chaque trajet est égal au produit de tous les coefficients dont il comporte. Donc, pour le trajet 1 ($T_1 - C_1 - T_4$) et le trajet 2 ($T_1 - C_1 - C_2 - C_1 - T_4$), les facteurs de réflexion et les longueurs de trajets respectives sont données par :

$$|g_1|^{j \cdot \varphi_{s1}} = t_{C_1 T_1} \cdot t_{T_4 C_1} \quad (III.118)$$

$$d_1 = l_{C_1 T_1} + l_{T_4 C_1} \quad (III.119)$$

$$|g_2|^{j \cdot \varphi_{s2}} = t_{C_1 T_1} \cdot r_{C_2 C_1} \cdot t_{C_1 C_2} \cdot t_{T_4 C_1} \cdot \quad (III.120)$$

$$d_2 = l_{C_1 T_1} + 2 \cdot l_{C_2 C_1} + l_{T_4 C_1} \cdot \quad (III.121)$$

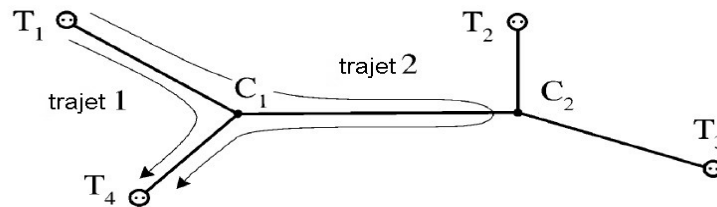


Figure.III.34. Exemple de deux trajets de propagation.

Il doit être noté que les signaux propageant dans ces trajets ne sont pas consécutifs dans l'ordre d'arrivée au récepteur. Les longueurs d_1 et d_2 sont utilisées pour calculer le facteur de la propagation ($e^{-\gamma \cdot d_i} = e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau_i}$) de chaque trajet, et qui exprime l'effet de propagation sur le câble en termes d'amplitude et de phase. Donc, les composants multi-trajets qui correspondent à ces circuits de transmission particuliers peuvent être calculés. La somme de tous les composants, calculés pour les trajets considérables entre la paire transmetteur-récepteur spécifiée, détermine la réponse de canal. Par conséquent, l'utilisation de l'impédance d'entrée qui correspond au point terminal d'entrée ($Z_{in_{C_1 T_1}}$) détermine la fonction de transfert du canal de transmission du terminal T_1 au terminal T_4 .

Finalement, on doit faire aussi des remarques sur la symétrie des deux directions de transmission opposées de chaque canal du réseau électriques. Généralement, la structure d'un tel réseau ne tient pas compte de la symétrie sur les voies de transmission qu'il comprend. Néanmoins, certaines conditions qui sont communément valides dans l'environnement indoor mènent à une supposition acceptable d'une symétrie du canal. Spécifiquement, il a été prouvé que la symétrie sur les canaux du réseau électrique existe quand les impédances reliées aux deux terminaux communiquant sont identiques.

Dans l'environnement Indoor, les charges électriques peuvent être divisées en deux catégories: les charges avec des impédances considérablement inférieur à l'impédance

caractéristique du câble (Z_0), par exemple, les appareils chauffants, les réfrigérateurs, les fours, les sècheurs des vêtements et autres, et qui n'exigent pas une grande vitesse de communication; et les charges qui exposent des impédances beaucoup plus grandes que Z_0 , tels les ordinateurs ou les appareils multimédias et qui sont des candidats vraisemblables pour une transmission ultrarapide des données. L'alimentation en électricité de tels appareils est reliée en parallèle à l'émetteur-récepteur, et son effet sur l'impédance totale de la terminaison est négligeable puisque les émetteurs-récepteurs sont conçus pour avoir des impédances proches de Z_0 , pendant que l'alimentation expose une impédance beaucoup plus grande. Par conséquent, c'est valide de déclarer que sous telles conditions de communication, chaque connexion point à point qui se conforme avec la supposition précitée peut être caractérisée comme symétrique.

III.3.4 Application de la méthode sur un réseau expérimental

La performance des systèmes de communication PLC est déterminée par plusieurs paramètres, tel que le bruit, l'atténuation du signal propagé, et les réponses fréquentielle et temporelle.

Comme il a déjà été mentionné, le canal PLC peut être caractérisé comme un environnement multi-trajets avec un phénomène d'évanouissement, et un comportement variable dans le temps et avec la fréquence. La variation dans le temps des impédances des points terminaux, à savoir les charges (par exemple, les appareils électriques) reliées ou hors-circuitées du réseau, ou même le changement de leurs impédances pendant le fonctionnement normal, cause la variation de la réponse impulsionnelle du canal. Cependant, il paraît que le canal change plutôt lentement (au moins chaque quelques millisecondes) comparé à la durée du symbole dans les communication ultrarapides.

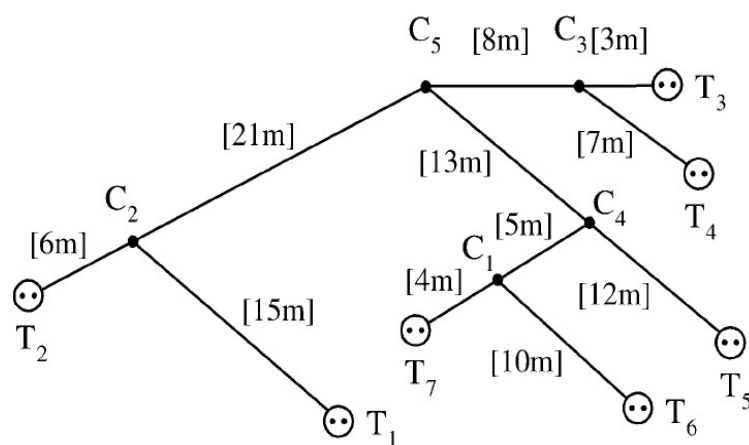


Figure.III.35. Exemple d'un réseau PLC indoor.

Considérant la topologie du réseau présenté dans la *figure.III.35*. En employant l'algorithme de calcul des composants multi-trajets pour estimer les relations entre les différents paramètres de communications, les matrices descriptives du réseau utilisées comme entrée de l'algorithme sont:

$$\mathbf{TC} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad \mathbf{LT} = \begin{bmatrix} 0 & 15 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 12 & 0 \\ 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} .$$

$$\mathbf{CC} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} . \quad \mathbf{LC} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 21 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 8 \\ 5 & 0 & 0 & 0 & 13 \\ 0 & 21 & 8 & 13 & 0 \end{bmatrix} .$$

On suppose qu'il y a trois appareils communiquant sur le réseau, suivant les terminaux T_1, T_2 et T_5 . L'impédance totale de chaque appareil est 100Ω , y compris les impédances de l'émetteur-récepteur et de l'alimentation de l'appareil communiquant. En ce qui concerne les points terminaux restants sur le réseau (T_3, T_4, T_6 et T_7), trois cas de chargement (l.c.) ont été considérés, chacun correspond à une matrice \mathbf{ZT} différente.

Le premier cas du chargement considère les points restants comme étant déchargés (circuits ouverts), le second considère des impédances différentes reliées à chaque terminal, et le troisième suppose qu'un appareil de communication est relié à chaque terminal. Il est supposé que la connexion du réseau PLC indoor au réseau externe (Outdoor) est exécutée avec un filtre passe-bas à courant élevé qui ne change pas son impédance au court du temps et, par conséquent, il a été omis de cette analyse qualitative. Les matrices \mathbf{ZT} qui correspondent à ces conditions de chargement sont les suivantes:

$$\mathbf{ZT}_{l.c.1} = [100 \quad 100 \quad 10^8 \quad 10^8 \quad 100 \quad 10^8 \quad 10^8].$$

$$\mathbf{ZT}_{l.c.2} = [100 \quad 100 \quad 50 \quad 8 \quad 100 \quad Z_o/4 \quad 75].$$

$$\mathbf{ZT}_{l.c.3} = [100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100].$$

Quelques-unes des conditions du chargement précitées peuvent représenter le cas extrême de chargement du réseau, mais ils ont été sélectionnés dans l'ordre de montrer les possibilités de la procédure de calcul. Dans nos calculs, la condition de circuit ouvert est représentée comme une impédance de $10^8\Omega$.

III.3.4.1 Fonction de transfert

Comme il a déjà été décrit dans la section (III.3.3.4), la bande de fréquences d'intérêt est divisée en N sous-canaux et les étapes de calcul de l'algorithme sont répétées pour chaque sous-canal en utilisant sa fréquence médiane. Initialement, on détermine l'ordre du canal PLC spécifique, ce qui est équivalent à la sélection des L premiers trajets de transmission les plus considérables. En utilisant le critère d'énergie des composants, en déterminant la durée finie de la réponse du canal à une impulsion (L). Cela implique que la réponse impulsionnelle est supposée atténuée très rapidement une fois au-delà du $L^{\text{ième}}$ trajet de transmission, et sa contribution dans la puissance totale reçue du signal sera insignifiante.

La réponse fréquentielle (fonction de transfert) du canal de transmission du point T_2 au point T_5 , calculée pour un seuil d'énergie de 96% en utilisant toutes les trois conditions du chargement est montrée dans la *figure.III.36*. Cette figure montre l'effet de changement des conditions de chargement sur la réponse fréquentielle du canal.

Suivent ce changement, le canal peut éprouver des conditions d'évanouissement profondes qui rendent des sous-canaux inaptes pour la transmission des données.

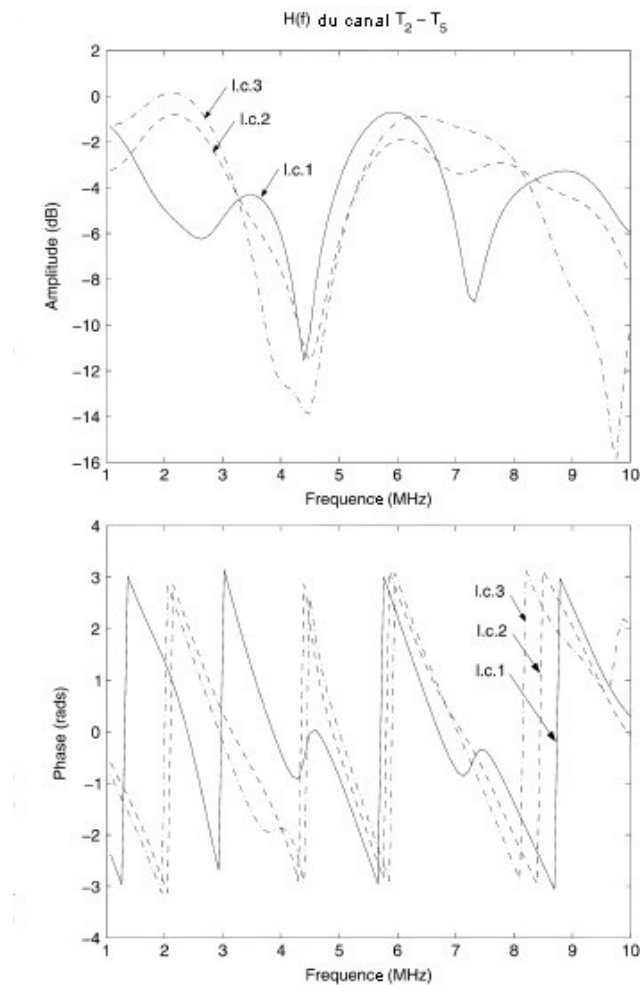


Figure.III.36. Fonction de transfert du canal $T_2 - T_5$

III.3.4.2 Valeur efficace du retard étendu

A titre d'exemple on propose de calculer la valeur efficace du retard étendu.

La propagation multi-trajets résulte de l'étalement du signal transmis dans le temps, et qui s'exprime par le retard moyen (τ_{moy}) et la valeur efficace du retard étendu (σ_τ), d'après:

$$\tau_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^L \{\tau_i \cdot |h_i|^2\}}{\sum_{i=1}^L \{|h_i|^2\}} \quad (III.122)$$

$$\text{Et } \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L \{(\tau_i - \tau_{moy})^2 \cdot |h_i|^2\}}{\sum_{i=1}^L \{|h_i|^2\}}} \quad (III.123)$$

L'algorithme présenté dans cette méthode peut être utilisé pour calculer des paramètres telle la valeur efficace du retard étendue, la bande passante optimal du sous-canal, et la convenance de chaque sous-canal pour ces paramètres qui sont nécessaires pour configurer un système de communication fiable, en considérant le débit de transmission des données et l'allocation de la bande passante.

La valeur efficace du retard étendu comme une fonction de fréquence est présentée dans la *figure.III.37*, pour deux types de câbles différents. Le câble1 est le type utilisé pour calculer la fonction de transfert dans la section (III.3.4.1).

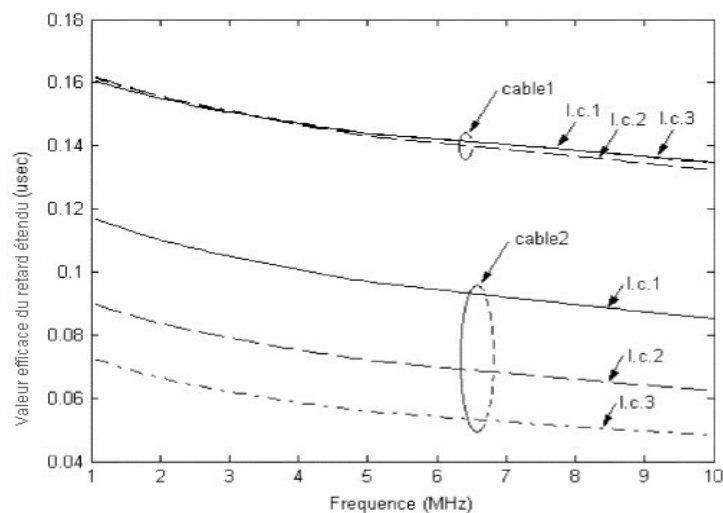


Figure.III.37. Valeurs efficace du retard étendu du canal $T_2 - T_5$ pour deux types de câbles et trois conditions de chargement différentes.

Il peut être conclu que la valeur efficace du retard étendu dépend fortement des caractéristiques du câble. En outre, on observe aussi que l'effet du changement des conditions de chargement du câble dépend également de son type.

Le réciproque de l'rms du retard étendu est utilisé pour déterminer la bande passante de cohérence du canal $(\Delta f)_c$ qui est définie comme la gamme de fréquences pour lesquelles le canal prouve des caractéristiques non-sélectives $(\Delta f)_c \ll (1/\sigma_\tau)$, ou similairement, si l'intervalle de transmission (T_s) est sélectionné pour avoir $(T_s \gg \sigma_\tau)$, le canal introduit une interférence *intersymbol* négligeable.

III.3.5 Conclusion

Dans cette troisième partie, on a exposé une nouvelle méthode analytique pour le calcul de la fonction de transfert d'un canal PLC, qui prend en compte l'effet multi-trajets qui se traduit par le modèle de transmission proposé dans un milieu Indoor, avec les suppositions simplificatrices réalistes citées dans le paragraphe III.3.3.

La méthode basée sur un algorithme - présenté et expliqué dans le même paragraphe III.3.3 - calculant les différentes grandeurs incluses dans le modèle proposé, a été appliquée à un réseau expérimental plus compliqué que ceux présentés dans les parties antérieures et donc plus proche de la réalité.

L'algorithme en question démontrait un avantage pratique, du moment où il a montré la possibilité d'être employé pour l'amélioration des performances de transmission (tel que la sensibilité aux bruits, l'atténuation du signal, ...).


III.B/ Conclusion

Nous allons conclure ce troisième chapitre par une comparaison des trois méthodes présentées, car en effet elles présentent chacune des avantages et des inconvénients en fonction de la topologie du réseau proposé, de l'approche exploitée et des suppositions simplificatrices employées.

Ainsi, la première méthode qui est du type *bottom-up* était basée seulement sur le calcul des paramètres S qui prennent en considération les phénomènes physiques accompagnant la propagation des signaux en utilisant les principes de l'hyperfréquence. La détermination des paramètres internes de la ligne de transmission se faisait par mesure. Des simplifications proposées pour le développement de cette méthode, étaient dans le fait que la topologie du réseau était une simple ligne de transmission avec quelques branches et que les impédances des charges connectées à ce réseau étaient connues, le milieu étant Indoor. La validation de cette méthode sur un réseau expérimental paraît impeccable, mais elle exigeait un grand nombre de paramètres à calculer avec exactitude, tâche peu facile en réalité.

Alors que la deuxième méthode, proposée par « Zimmermann & Dostert » était de type *top-down*, avec son aspect empirique, qui a été basé sur une expression proposée du coefficient d'atténuation et prenait en compte les pertes réelles et l'aspect multi-trajets du canal. Le modèle développé considérait une topologie du réseau très simple, à savoir une ligne de transmission avec une seule branche non chargée. Des suppositions simplificatrices accompagnaient ce réseau proposé et qui considéraient que l'émetteur et le récepteur étant adaptés à la ligne de transmission, ce modèle était fondé sur une topologie en boucle locale (Outdoor). Malgré ces simplifications peu réalistes les résultats de la simulation éprouvaient une similitude presque idéale avec les mesures effectuées sur un réseau réel, tout de même la méthode reste incomplète du moment où elle supposait un environnement très simplifié et vu la difficulté de déterminer les paramètres du modèle d'atténuation pour les réseaux complexes en plus que son orientation vers l'architecture Outdoor.

La troisième méthode, quand à elle, malgré qu'elle fût de type *bottom-up*, et prenait en compte les effets physiques de propagation tel que l'effet multi-trajets résultant de la réflexion et l'atténuation, elle ajoutait en plus des termes des non idéalités au même modèle traité par « Zimmermann & Dostert » et exigeait la connaissance de tous les paramètres caractéristiques du réseau et de sa topologie, puisqu'elle était orientée pour les réseaux Indoor. Le modèle étant plus réaliste que ceux qui précèdent puisque la topologie proposée était plus proche de la réalité, en plus des suppositions simplificatrices qui coïncident avec la pratique ; il proposait quand même l'homogénéité du réseau. La méthode en étant la plus récente essayait de compléter les insuffisances des autres méthodes, mais exigeait un nombre très élevé de paramètres à calculer.



*Conclusion
Générale.*

Conclusion Générale.

A travers notre étude des méthodes de modélisation d'un canal PLC sur réseau électrique BT, on n'a pas basé sur la description de la technologie, ni sur les traitements qui doivent accompagner le signal à travers la chaîne de transmission, néanmoins ils étaient cités brièvement.

En revanche, le mémoire a mis en évidence l'architecture et le comportement du réseau électrique BT dans le domaine des HF, puisque c'est dans ce dernier que doit être modulée l'information qu'on veut circuler à haut débit. Le milieu paraissait plutôt hostile aux transmissions, faute des multiples contraintes rencontrées ; chose attendue car le réseau n'a pas été conçu pour ça.

Une énumération brève des différentes notions de communication suivait le développement de ce mémoire, telles que des codages et trois des modulations qui portaient les idées basiques de cette technique à savoir la modulation selon l'amplitude, la phase ou la fréquence et qui peuvent être combinées. De même un éclaircissement sur une chaîne de transmission numérique était élaboré.

La partie qui a pris la plus grande tranche des efforts fournis pour l'accomplissement de ce mémoire était la présentation des modélisations d'un canal PLC, dans cette présentation on a exposé trois méthodes types différentes de façon à ce que la première du type *bottom-up* donc basée sur le calcul, a exploité des notions de l'hyperfréquence qui se résidaient dans les paramètres de dispersion S . Par contre la deuxième méthode du type *top-down* basée sur les mesures a proposé un modèle empirique qui était validé et dont les simulations ont été reproduites. La troisième méthode malgré qu'elle était de type *bottom-up*, elle utilisait le modèle développé par la deuxième méthode avant qu'elle propose son expression théorique de l'atténuation ; ainsi elle prenait un avantage considérable en pratique.

Les modélisations proposées peuvent être exploitées en complémentarité, puisque la deuxième proposait un modèle pour le Outdoor, par contre la première et la troisième proposaient des modèles pour le Indoor.

A la fin une comparaison entre les méthodes nous a permis d'exposer les avantages et les inconvénients de chacune d'elles et de mieux comprendre leurs perspectives.



Annexes.

Annexe A

Il convient de signaler que la publication UTE C 18-510 relative à la sécurité sur les ouvrages électriques, définit de nouveaux domaines de tension. En courant alternatif, ces domaines sont :

1/ Domaine haute tension (HT) :

- HTB $U_n > 50\,000$
- HTA..... $1\,000 < U_n \leq 50\,000$

2/ Domaine basse tension (BT) :

- BTB..... $500 < U_n \leq 1\,000$
- BTA..... $50 < U_n \leq 500$

3/ Domaine très basse tension (TBT) :..... $U_n \leq 50$

Avec U_n : tension nominale (valeur efficace en volts).

Annexe B

Système de mesure

Les mesures ont été réalisées à l'aide du système montré par la *figure.B.1*, le signal capturé de la ligne électrique à l'aide d'une unité de couplage, comme celle illustrée par la *figure.B.2*, est enregistré dans un oscilloscope numérique de stockage qui peut enregistrer 1 million d'échantillons avec une bonne résolution.

L'unité de couplage est capacitive et laisse passer le signal de haute fréquence et coupe celui de 50 Hz, ce qui signifie qu'il est un filtre passe-haut d'où son intérêt.

Le circuit de couplage est composé d'un transformateur à bande large 1:1 et de condensateurs de polyester, leur combinaison réagit comme un filtre passe-haut (LC). Dans l'étage secondaire du transformateur, cinq diodes 1N4148 de commutation serrent la tension de sortie du circuit de couplage, donc protègent le matériel de mesure sensible.

S'il y a une pointe de voltage plus grande que 2.1V aux bornes de la sortie, les diodes D1, D3, D4 seront passantes et serrent la tension de sortie. Inversement, si la pointe du voltage est moins que -2.1V, les diodes D2, D3, D5 passent et serrent la tension.

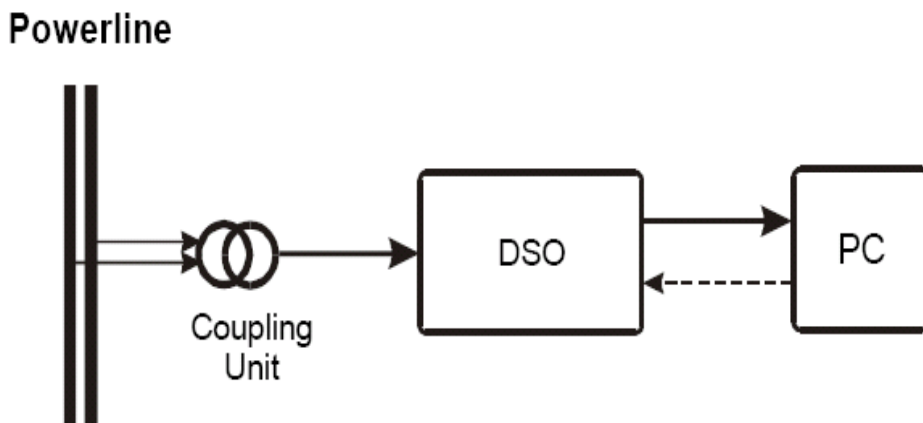


Figure.B.1. Système de mesure.

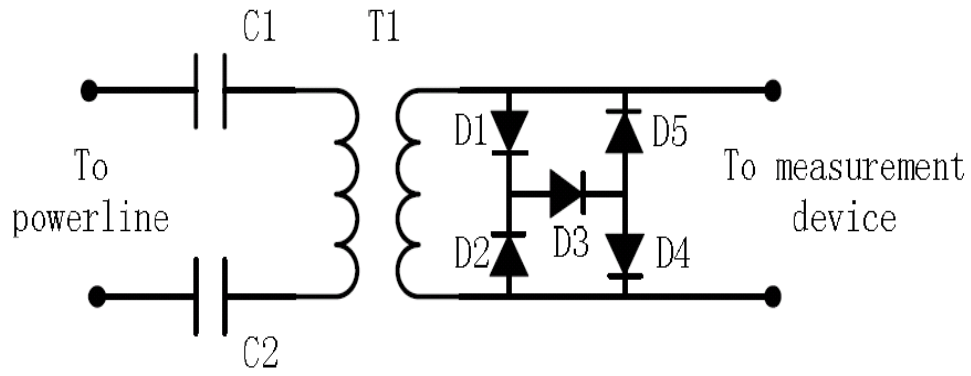


Figure.B.2. Circuit de couplage.

Cette stratégie de mesure est applicable pour les mesures des bruits et ceux des atténuations, elle a été utilisée aussi pour la détection des paramètres d'atténuation dans le modèle de Zimmermann.



Références.

————— *Références* —————

- [1] N. Pavlidou, A. J. Vinck, J. yazadani and B. Honary, “Power Line Communications” : State of the Art and Future Trends”, *IEEE Communications Magazine*, April 2003.
- [2] L. Heuzé, W. Kwam et Z. Hakima, “les courants porteurs en ligne”, *Exposé propose par le professeur E. Duris, Ingénieur 2000, filière informatique réseaux 3^{ième} Année*, Février 2005.
- [3] P. Carrive, “Réseaux de distribution : Structure et planification”, *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, article n° : D 4 210*.
- [4] Manfred Z., Klaus D., “Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-band Powerline Communications,” *IEEE trans. Electromagnetic compatibility, Vol. 44, pp. 249-258*, Feb. 2002.
- [5] www.guill.net
- [6] P. Kadionik, “Bases de Transmissions Numériques - Les modulations numériques-”, *Support du Cours de ENSERB, CNAM Bordeaux*.
- [7] E. Brassart, “Notions de Base des Réseaux ”, *Support de cours sur Réseaux et Télécommunications de Institut Universitaire de technologie d’Amiens, Université de Picardie Jules Verne*.
- [8] www.multimania.com
- [9] deptinfo.cnam.fr
- [10] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, and T. T. Lie, “A Transmission Line Model for High-Frequency Power Line Communication Channel,” in *Proc. 5th Int. Conf. Power System Technology (PowerCon 2002)*, Oct. 2002.
- [11] www.rfic.co.uk
- [12] L. Chusseau, “ Paramètres S — Antennes”, *Support de cours de l’hyperfréquence du Centre d’Electronique et de Microélectronique de Montpellier*, Janvier 2005.
- [13] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, and T. T. Lie, “Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel”, *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, NO. 3*, July 2004.
- [14] P. Escané et J. Escané , “ Réseaux Electriques Linéaires à Constantes Réparties ”, *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, article n° : D 1 100*.

- [15] F. Berrysmith, "A Multi-Path Model for The Power Line Channel", *Department of Electrical and Computer Engineering University of Auckland, Auckland, New Zealand*, 2004.
- [16] M. Zimmermann and K. Dostert, "A Multi-path Signal Propagation Model for the Powerline Channel in the High Frequency Range," in *Proc. 3rd Int. Symp. Powerline Communications and Its Applications*, Lancaster, U.K., 1999, pp. 45–51.
- [17] M. Zimmermann and K. Dostert, "A Multipath Model For The Powerline Channel", *IEEE Transactions, Volume 50, number 4*, April 2002.
- [18] D. Anastasiadou and Th. Antonakopoulos, "Multipath Characterization of Indoor Power Line Networks", *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, NO. 1*, pp. 90 – 99, January 2005.