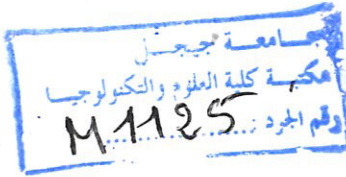


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE
ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT
SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DE JIJEL

M/ELEC.COM.E
2012/06



Faculté des sciences et Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention Du diplôme de master en
électrotechnique

Option :

Compatibilité électromagnétique

Thème



**ETUDE DE LA PROPAGATION ET
RAYONNEMENT DES COURANTS PORTEURS
EN LIGNE EN INDOOR (DOMESTIQUE)**

Réalisé Par :

KIMOUCHE HOUSSAM

Dirigé par :

Dr. MELIT MOHAMMED

Année universitaire 2011/2012

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE
ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT
SUPERIUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DE JIJEL



Faculté des sciences et Technologie

Département de Génie Electrique

*Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention Du diplôme de master en
électrotechnique*

Option :

Compatibilité électromagnétique

Thème

ETUDE DE LA PROPAGATION ET
RAYONNEMENT DES COURANTS PORTEURS
EN LIGNE EN INDOOR (DOMESTIQUE)

Réalisé Par :

KIMOUCHE HOUSSAM

Dirigé par :

Dr. MELIT MOHAMMED

Année universitaire 2011/2012

Remerciements

Mes remerciement vont tout premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il ma donné durant toutes ces années d'études.

*Je tiens à remercier tout particulièrement **Dr M. MELIY** qui a assuré la lourde tâche de diriger ce mémoire. Je tiens à lui adresser mes plus vifs remerciements pour être toujours resté accessible et disponible, ce qui m'a permis de partager une partie de sa culture scientifique et de bien terminer ce travail.*

*Ma sincère reconnaissance s'adresse aussi au monsieur **D. SEKKI** pour son appui ainsi qu'aux conseils qu'ils nous ont fournis.*

*Ma sincère reconnaissance s'adresse aussi au monsieur **S. KHEDIMALLAH** pour ses conseils qu'ils nous ont fournis.*

Je remercié tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Que le président et les membres de jury, soient tout spécialement remerciés pour avoir accepté de nous consacrer une partie de leur temps, afin d'examiner et de juger mon travail.

Enfin j'adresse un remerciement tout particulier à ma famille qui a toujours été une source inépuisable d'encouragements.

Dédicace

De tout mon cœur, je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents, que Dieu les garde.

A mes frères et sœurs sans oublier ma petite sœur NADA

A toute LA famille KIMOUCHE ET BENGHARADDA

A toute mes amies NOUAR, KAMAL, BILAL, AMIN, AIMAD,

WAHID, AZIZ, HAMZA, TOUFIK, HALIM, MOHAMMED,

MOKHETAR, HAKIM, JALOUL, YAKOUBE

A tout les étudiants de la promotion de master 2012

Et en fin, à ceux qu'ils mon connais

De près ou de loin.

Sommaire

Introduction Générale	01
Chapitre I : Généralité sur les CP	
Introduction	03
I. Définition	04
I.1. La Technologie des CPL	04
I- 2. Pourquoi les CPL?.....	05
II. Historique	05
III. Principe de fonctionnement	07
IV. Pratique des CPL	07
IV.1. Le couplage au cœur de la technologie CPL.....	08
V. Les systèmes CPL aujourd'hui	09
V.1. Les systèmes à bas-débit.....	09
V.2. Les systèmes haut-débit.....	09
VI. Architecture	10
VI-1. Le marché Outdoor (extérieur)	10
VI-1.1. Les CPL outdoor : une solution pour les collectivités locales ?.....	11
VI-2. Le marché Indoor (intérieur).....	12
VII- Avantages et inconvénients des CPL	15
VII-1. Avantages.....	15
VII-2. Inconvénients.....	16
VIII. Caractéristiques du canal de propagation	17
VIII.1. bruit.....	18
VIII.1.1. Le bruit de fond.....	19
VIII.1.2. Le bruit synchronisé avec l'onde de puissance.....	19

VIII.1.3. Le bruit à bande étroite	20
VIII.1.4. Le bruit impulsionnel	20
VIII.2. Impédance et Atténuation.....	20
VIII.3. Débit.....	21
Chapitre II : Modélisation du réseau de distribution indoor	
Introduction.....	23
I. Caractéristiques de la propagation sur ligne multifilaire par la théorie des lignes de transmission	24
I.1. Hypothèses faites par la théorie des lignes de transmission.....	24
I.2. Equations des télégraphistes	25
II. Multipole équivalant d'une ligne à (n+1) conducteurs.....	28
II.1. Matrice de transition d'état (matrice chaîne $[\Phi]$) de la ligne de transmission.....	28
III. Détermination des paramètres linéiques.....	30
III.1. Paramètres linéiques des câbles domestiques.....	30
III.1.1. Les paramètres linéiques.....	31
IV. Analyse du transfert des signaux CPL dans un réseau domestique.....	32
IV.1. Modélisation de la fonction de transfert du canal CPL.....	32
IV.1.1. Modèle de matrices cascables ABCD.....	33
IV.1.1.1. Estimation par l'approche MTL (Multiconductor Transmission Line).....	34
IV.1.1.1.1. Fonction de transfert d'un simple câble domestique.....	34
IV.1.1.1.2. Modélisation d'une chaîne de transmission multi tronçons (généralisation du modèle)	35
V. Rayonnement EM des courants porteurs en ligne	38
V.1. modélisation en multifilaire par une approche topologique.....	38

V.1.1. Définitions.....	38
V.1.2. Formalisme mathématique.....	38
V.1.3. Calcul des courants et des tensions aux jonctions.....	39
V.1.3.1. Représentation des réseaux localisés	40
V.1.3.2. Mise en équation du réseau mixte.....	42
V.2. Rayonnement HF des antennes filiformes.....	43
V.2.1 Equations de Maxwell en régime temporel.....	43
V.2.2. Équations constitutives d'un milieu LHI.....	44
V.3. Formalisme de Schelkunoff pour une antenne filiforme.....	44
V.3.1. Position du problème.....	45
V.3.2. Expression analytique du courant en un point de la ligne.....	45
V.3.3. Expression générale du champ électromagnétique par le modèle de Schelkunoff	47
Conclusion	49
 Chapitre III : Applications	
Introduction.....	50
I. Validation	51
I.1. Calcul des paramètres linéiques	51
I.2. Calcul de la fonction de transfert	56
II. Etude d'un simple câble domestique	57
II.1. Influence de la longueur des branches.....	57
II.1.1. Cas d'un réseau a une seule branche.....	57
II.1.2. Cas d'un réseau a deux branches.....	60
II.1.3. Cas d'un réseau a trois branches.....	62
II.2. Influence du nombre des branches.....	64

III. Calcul du champ électromagnétique.....	68
III.1. Validation.....	68
III.2. Etude de l'influence des différents paramètres sur le champ rayonné.....	72
III.2.1. Effet de la géométrie.....	72
III.2.1.1. Cas d'un simple câble domestique.....	72
III.2.1.2. Cas d'un réseau domestique en Y.....	74
III.3. Effet de la fréquence.....	75
III.3.1. Cas d'un simple câble domestique.....	75
III.3.2. Cas d'un réseau domestique en Y.....	77
Conclusion Générale.....	79

Introduction

Générale

Introduction Générale

L'idée de transmettre des signaux contenant des informations à travers le réseau d'énergie électrique est apparue très tôt, au débute du 20^{ème} siècle, cette idée a connue une longue histoire de développement. Jusqu'à la fin des années 90 le nombre des applications de signal CPL (Courant Porteur en Ligne) reste encore limité à cause d'une forte atténuation, de bruits, de faible débit,...etc. Mais la libération du marché des télécommunications, la dérégulation dans le secteur électrique, et évidemment l'évolution simultanée de la technologie, ont permis d'envisager un produit à fort potentiel, au vu des services qu'il peut apporter comme l'internet à haut débit, la commination, la commande à distance,...etc.

Les services de CPL deviennent très compétitifs devant les autres services comme ADSL, câble ou sans fils, car ils peuvent profiter de l'infrastructure existante et de la vaste étendue du réseau d'énergie électrique.

Mais le réseau d'énergie électrique, à l'origine, n'a pas été conçu pour la communication. Plusieurs phénomène s'y produisant, les atténuations fortes et perturbations empêchant la transmission de signaux à très haute fréquence, et donc limitent un haut débit. Jusqu'à nos jours, les technologies pour réseau dit *-indoor-* sont arrivées à maturité, plusieurs modems commercialisés sur le marché. Mais aujourd'hui on a besoin de déployer les services sur une zone plus large dite réseau *-outdoor-* qui pourrait tout à fait correspondre aux réseaux de distribution d'énergie électrique. Pour ce but, la modélisation de la transmission du signal CPL dans ce réseau est une étape indispensable. Elle peut aider les ingénieurs pour étudier les atténuations, prévenir des points faibles dans le réseau, pour renforcer au niveau de planification de la structure ou installer les répéteurs.

Dans notre travail de master nous essayons de proposer quelques outils de modélisation capables de nous permettre d'accéder à des informations souhaitées pour une meilleure maîtrise de la technologie CPL. Notre intérêt est particulièrement pour la circulation des courants CPL, en termes d'impédance de transfert et de bande passante, dans le réseau électrique domestique ainsi que pour le niveau du rayonnement électromagnétique engendré par ces derniers.

Pour présenter notre travail nous proposons un mémoire en trois chapitres. Le premier chapitre présente quelques généralités sur les CPL dont lequel nous définissons le principe de fonctionnement des CPL, leurs applications ainsi leurs avantages et inconvénients, nous donnons aussi quelques éléments théorique qui nous serviras de base pour bien introduire notre travail.

Dans le deuxième chapitre consacré à la modélisation des supports de transmission (câble), nous présentons les modèles théoriques pour la modélisation des câbles domestiques, cette modélisation s'appuie sur le concept des lignes de transmission, après nous abordons l'aspect modélisation de la propagation des CPL dans le réseau électrique ainsi que la quantification de rayonnement électromagnétique de ces derniers. Pour l'étude de l'analyse de la propagation nous développons le formalisme par matrice $[\Phi]$ que nous avons adopté comme proposition simplifiée et applicable dans le réseau domestique à plusieurs prises. Pour le rayonnement électromagnétique des CPL, nous utilisons le modèle de Schelkunoff qui nous parait la mieux adaptée vu la nature des éléments rayonnants.

Le troisième chapitre est consacré aux applications dont lequel nous présentons une validation des concepts théoriques que nous avons utilisé ainsi que une étude paramétrique où nous mettons en exergue les différents facteurs que nous jugeons d'un effet non négligeable sur notre problème.

Chapitre I

Généralité sur les CPL

Introduction

La nécessité de communication a conduit les ingénieurs à maîtriser aux points des techniques qui permettent la transmission d'information, plusieurs solutions sont offertes (Wi-Fi, ADSL, XDSL), des supports dédiés à ces échanges ont alors été mis en place (ligne téléphonique, réseau informatique, liaison radio ...).

La technologie des CPL est basée sur l'utilisation des infrastructures existantes du réseau électrique de distribution ce qui permet de gagner sur aussi bien sur le plan économique et esthétique (encombrement du câblage).

Dans ce chapitre intitulé généralités nous donnons quelques éléments théoriques sur les courants porteurs, leurs principes, leurs applications ainsi que leurs avantages et inconvénients

I. Définition

I.1. La technologie des CPL

Les CPL constituent une technique qui utilise le réseau d'énergie électrique pour transmettre tous les services de télécommunications.

Les CPL permettent de faire passer de l'information numérique (voix, données, images) sur le réseau électrique par différentes techniques de modulation/démodulation, sans aucune perturbation sur le courant électrique 50 Hz. Il devient ainsi possible de réaliser simplement un réseau haut débit dans un locale commerciale, un bureau, un appartement, en utilisant le support du réseau de distribution d'énergie électrique :

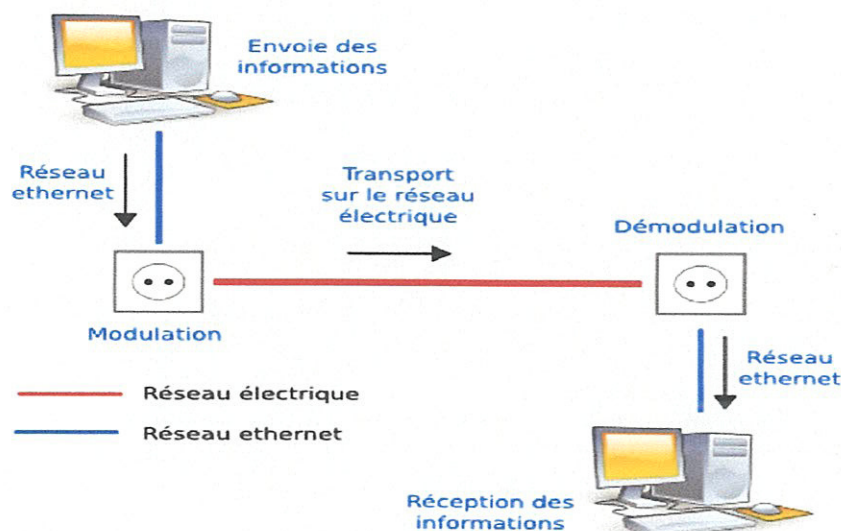


Figure I.1. Principe des CPL.

- Le courant circule sur les câbles électriques utilisent déjà une fréquence bien connue.
- La technologie CPL va superposer à ce signal un autre signal à plus haute fréquence dans la bande de (1.6 - 30 MHz).
- Ce second signal se propage sur l'installation électrique et peut être reçu et décodé à distance. Le signal CPL est vu par tout récepteur qui se trouve sur le même réseau électrique.
- Un coupleur intégré en entrée des boîtes CPL élimine les composantes basse fréquences afin d'obtenir le signal CPL.

I.2. Pour quoi les CPL ?

En utilisant les CPL nous pouvons obtenir des avantages, tel que :

- Utilisation de l'infrastructure déjà existant qui permet de couvrir des lieux de services plus large que n'importe quelle autre technologie ;
- Pour l'application dans un bâtiment, l'installation est très rapide et simple ;
- Les technologies actuelles permettent de fournir des qualités de services et des débits équivalents aux autres services (xDSL, câbles...);
- La nouvelle génération, qui va bientôt arriver, promet plus de fonctions et de débits.

II. Historique

Les communications numériques sur le réseau électrique sont issues d'une déjà une vieille idée qui date du début des années 1920, date à laquelle ont été déposés les premiers brevets dans ce domaine. En ces temps là ces systèmes à fréquences porteuses opéraient sur des lignes à haute tension et à des fréquences entre 15 et 500 kHz et permettaient de passer des consignes de commande ou de faire du monitoring. Une puissance émise de l'ordre de 10 w était souvent suffisante pour couvrir des distances de plus de 500 km.

La première technique pour se servir des lignes électriques pour des systèmes de commande a été développée avant la seconde guerre mondiale. Cette méthode de commande était destinée à différents niveaux de tension, la moyenne (12-20 kV) et la basse (230-400 V). Son principe consistait à superposer un signal à basse fréquence (généralement de 125 Hz-3 kHz) à la tension d'exploitation afin de passer un signal de commutation à certains appareils.

En Europe, Brown Boveri, Schlumberger et Zellweger étaient parmi les compagnies à utiliser cette technologie. Dès 1975, aux Etats Unis, General Electric, Rockwell ou Westinghouse utilisaient un système bidirectionnel qui permettait ainsi de faire également du relevé de compteurs à distance.

De nouveaux systèmes ont été développés au début des années 1980, avec un débit binaire légèrement plus élevé. Des investigations ont été faites au milieu des années 1980 par plusieurs compagnies pour analyser les propriétés caractéristiques

du réseau électrique en tant que support pour le transfert de données à des fréquences dans la gamme de 5-500 KHz. Les rapports *signal/bruit* (appelé *Fonction de transfert durant notre travail*) aussi bien que l'atténuation du signal par le réseau électrique, étaient les principaux sujets des mesures réalisées par beaucoup d'entreprises en Europe et Etats-Unis.

La communication bi-directionnelle a été développée la première fois vers la fin des années 1980 et le début des années 1990, et les systèmes actuels sont venus sur le marché pendant cette période. La différence principale était l'utilisation des fréquences beaucoup plus élevées et une réduction substantielle des niveaux de signal. Par ce développement, la communication bi-directionnelle est devenue réalisable.

Entre-temps commença la libéralisation des marchés de télécommunications et d'approvisionnement électrique. Les entreprises d'électricité commencèrent à s'intéresser à la possibilité d'utiliser le réseau électrique pour offrir des services à valeur ajoutée et pour avoir accès au réseau Internet.

La technologie sur courants porteurs existe depuis longtemps, mais elle n'était utilisée qu'à bas débit pour des applications de télécommande de relais, éclairage public et domestique.

Le haut débit sur CPL n'a commencé qu'à la fin des années 1990.

1950 : sur fréquence 10 Hz, puissance 10 kW, unidirectionnel : lumières en ville, télécommande de relais.

Milieu des années 80 : début des recherches pour utiliser le réseau de distribution électrique comme support de transport de données, sur la bande 5-500 kHz, toujours en unidirectionnel.

1997 : premiers tests de transmission de signaux de données sur réseau électrique en bidirectionnel, et début des recherches pour Ascom (Suisse) et Norweb (UK).

2000 : expérimentations en France par EDF R&D et Ascom

Cependant à la base, le réseau électrique n'est pas prévu pour le transport de signaux hauts fréquences. L'industrie a dû batailler ferme pendant de longues années pour obtenir une technologie relativement viable.

III. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des CPL est montré en figure I.2 suivant.

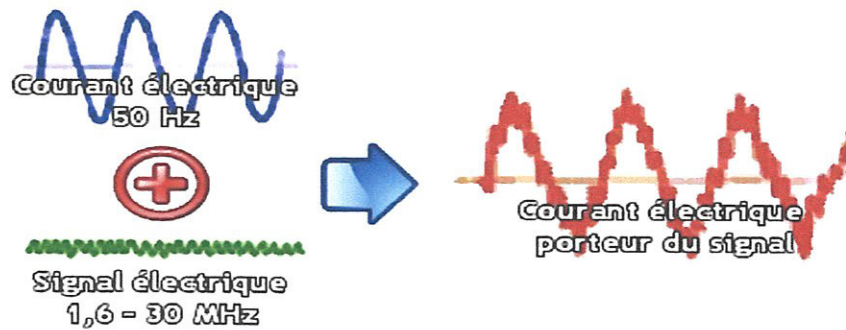


Figure I.2. Principe de fonctionnement du CPL.

Le signal CPL, qui est en haut fréquence (HF) et qui a une très faible puissance par rapport à celui à 50 Hz est superposé et transmis dans le réseau. Une connexion à n'importe quel endroit du réseau permettra d'accéder à ces informations.

IV. Pratique des CPL

De nombreuses études prospectives montrent que, d'ici à quelques années, 90 % des terminaux connectés en réseau ne seront pas des ordinateurs. Cette perspective démontre que de nombreux appareils électriques et électroniques de tout type dans de nombreux domaines (industrie, hôpitaux, domotique, électronique, arts numériques, ... etc) seront dotés d'une interface réseau de type RJ-45 permettant de se connecter à un réseau local de type Ethernet.

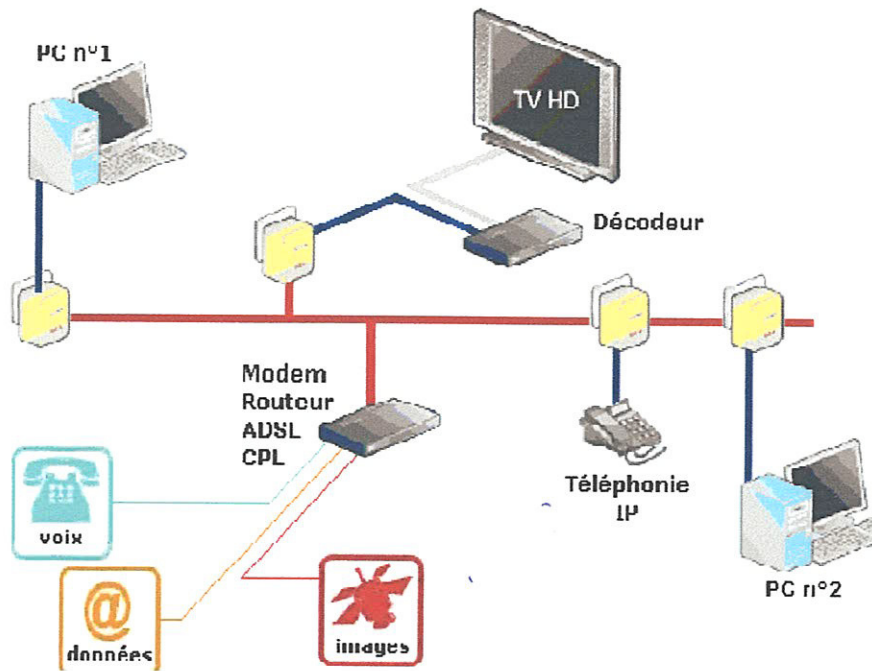


Figure I.3. Pratique des CPL.

IV.1. Le couplage au cœur de la technologie CPL

La technologie CPL consiste à exploiter le réseau de distribution de l'énergie électrique pour véhiculer des signaux de communications. Lors de la mise en place d'une transmission par courants porteurs, on cherche donc à faire cohabiter sur la grille de distribution d'énergie des ondes courtes à hautes fréquences (HF) avec les signaux électriques de fréquence égale à 50 ou 60 Hz selon les pays. Nous verrons plus tard que les signaux de communication CPL empruntent des bandes de fréquences pouvant s'étendre jusqu'à 30 MHz. La superposition est obtenue par une opération de couplage inductif ou capacitif qui permet le transfert de l'information sur les lignes d'énergie.

Le coupleur doit assurer une séparation galvanique optimale entre les lignes électriques et les appareils de communication, et agit en réception comme un filtre passe-haut afin de retrancher les signaux d'information des signaux de puissance. On y retrouve aussi les principaux éléments présents chez l'abonné d'un réseau CPL : le coupleur, le modem, et les appareils connectés au réseau tels que ordinateur, télévision, téléphone, etc.

Toute installation de réseau CPL doit être soignée au niveau de l'injection du signal HF sur le réseau électrique. Un bon couplage minimise les effets de rayonnements et optimise la qualité du signal sur le réseau.

V. Les systèmes CPL aujourd'hui

Depuis l'explosion du secteur des télécommunications, les acteurs des CPL n'ont cessé de se multiplier. L'évaluation faite par *Homeplug* conclut à une multiplication par 50 du chiffre d'affaire du marché du CPL entre 2001 et 2006, passant ainsi de 18 à 700 millions de dollars. L'évolution actuelle lui donne raison puisque la progression du chiffre d'affaires a été quasiment de 1000% entre 2001 et 2002. Le marché du CPL se divise en réalité en deux secteurs bien distincts : bas-débit et haut-débit.

V.1. Les systèmes à bas-débit

Les CPL bas-débit sont à l'origine des communications sur lignes d'énergie, les premières applications de contrôle à distance. La tendance actuelle est davantage à la réalisation de véritables centrales domotiques permettant de configurer, commander et faire communiquer les appareils de la maison ou du bureau.

Les systèmes les plus répondus sont connus sous les appellations X10, LonWorks et CEBus (Consumer Electronics Bus). Les débits atteints ne dépassent jamais la centaine de Kbits/s, et la plupart des cartes électroniques ne garantissant que quelques Kbits/s. Les CPL bas-débit sont aujourd'hui en perte de vitesse et se retrouvent naturellement supplantés par les systèmes haut-débit.

V.2. Les systèmes haut-débit

Les systèmes CPL à haut débit sont des systèmes large bande qui occupent la bande 1.6-30 MHz pour laquelle aucune norme spécifique n'est en vigueur. Les fréquences basses du spectre sont généralement préférées pour les communications indoor.

VI. Architecture

Le marché du CPL se partage en deux segments, selon qu'on se place à l'intérieur des bâtiments indoor ou à l'extérieur outdoor vers les lignes de moyenne et haute tension.

VI.1. Le marché Outdoor (extérieur)

Dans le cas de l'outdoor, les déploiements sont encore au stade de l'expérimentation, tout du moins en France. Les freins au développement de ce marché ne sont pas seulement d'ordre technique ; l'absence de standard par exemple, ils sont aussi d'ordre juridique. En effet, l'activité du transport de données relève des télécommunications et nécessite une licence d'opérateur de réseaux télécoms, ce qui n'est pas le cas d'EDF [5].

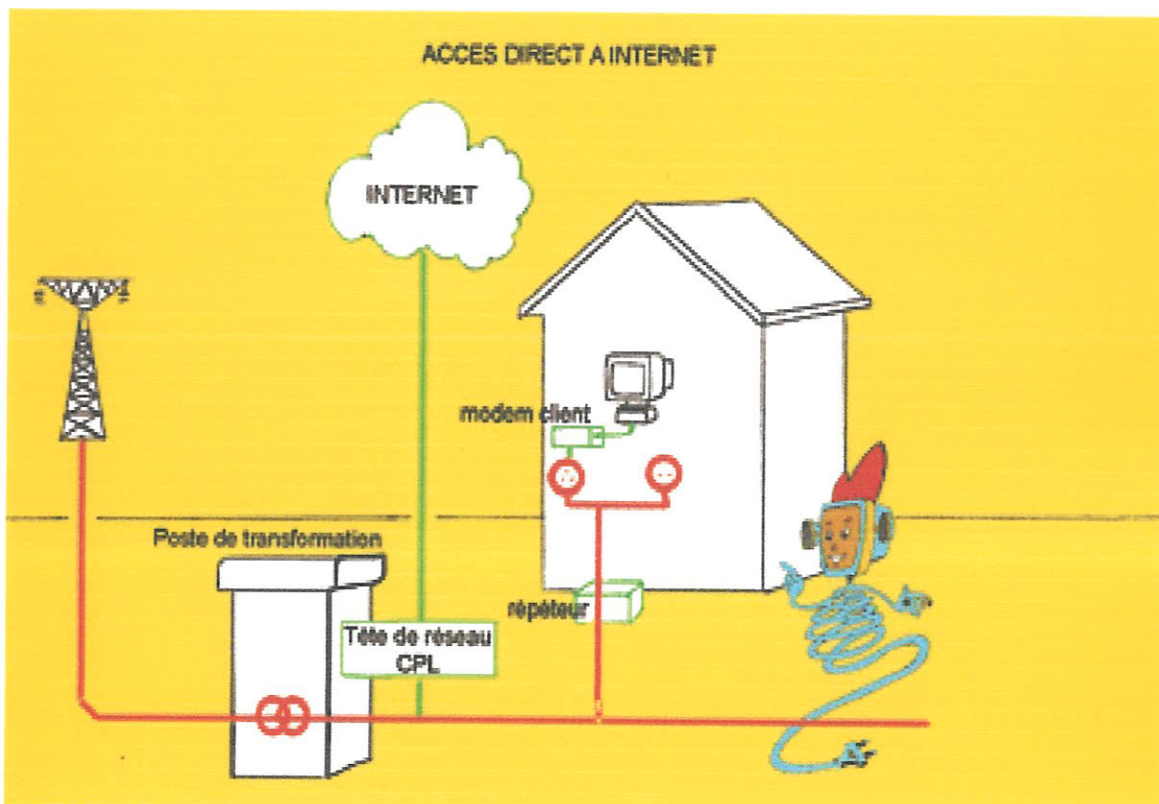


Figure I.4. Schéma de principe des CPL outdoor.

L'électricien français doit donc attendre sa privatisation, contrairement à ses homologues allemands (En BW, RWE...) qui commencent à commercialiser des offres d'accès à Internet cependant n'entend pas rester totalement inactif et a lancé

plusieurs expérimentations. Le groupe fait partie d'un forum international, créé en mars 2000 dans le but de représenter les intérêts des acteurs de secteur des CPL. Par ailleurs, la société Alterlane SA, créé par deux anciens d'EDF-R&D, a déjà équipé plus de 40 sites. Les premières expérimentations de CPL ont eu lieu dans les collèges de la manche, de la Drome et du Loiret.

VI.1.1. Les CPL outdoor : une solution pour les collectivités locales ? [5]

Dans de nombreuses parties du territoire, les opérateurs télécoms ont jugé non rentable l'installation de l'ADSL et la mise en place de câblages classiques représente un investissement trop lourd. Le réseau haut débit semble réservé aux habitants de zones urbaines relativement densément peuplées, ainsi des zones d'activités économiques importantes ne peuvent accéder à cette technologie pourtant essentielle à leur développement.

Une possibilité pour les collectivités locales et les entreprises concernées est d'utiliser la technologie CPL afin d'acheminer un flux haut débit depuis un point d'accès préexistant. La capillarité extrêmement fine du réseau électrique permet en effet d'atteindre virtuellement l'ensemble du territoire, et en particulier les zones rurales qui semblaient jusqu'à présent exclues de la « révolution » haut débit.

Concrètement, les CPL sont complémentaires d'une technologie haut débit déjà installée et viennent remplacer la boucle locale qui n'a pas été mise en place pour cause de non rentabilité économique. Par exemple, un opérateur télécoms décide d'installer un réseau haut débit dans une agglomération satisfaisant les critères de rentabilité, mais les communes avoisinantes ne seront pas connectées. Les collectivités locales concernées peuvent décider d'implanter un réseau haut débit utilisant les CPL pour acheminer le flux numérique depuis l'accès déjà existant.

En effet, les communes et les communautés de communes sont propriétaires des réseaux d'énergie de moyenne et de basse tension. Elles peuvent donc jouer un rôle important dans la promotion des nouvelles technologies de l'information, l'accès à Internet de tous les citoyens et entreprises et la mise en œuvre de services de proximités interactifs.

Les CPL sont une plate-forme particulièrement flexible, qui peut se déployer suivant les cibles visées, par grappes au niveau d'un transformateur, et en complément avec d'autres infrastructures.

Les expériences les plus importantes de CPL outdoor ont donc eu lieu en Allemagne où RWE et MVV-Energie ont lancé des tests sur environ 3 000 clients dans l'agglomération de Mannheim avec une offre CPL comparable aux offres ADSL de Deutsche Telekom. Des expériences en milieu rural ont aussi eu lieu avec notamment un doublet « satellite et CPL » en Écosse mené par South Scottish Electricity.

En octobre 2002, deux conventions ont été signées entre EDF et le Sippé-rec (syndicat intercommunal de la périphérie de Paris) pour tester un modèle d'accès Internet basé sur les CPL, et une expérience est actuellement menée auprès d'une cinquantaine d'entreprises à Rosny-sous-Bois par ADP Télécom.

Bien que toujours en phase d'expérimentation, les CPL outdoor devraient intéresser fortement les collectivités locales et permettre un accès au haut débit beaucoup plus large sur le territoire. Cependant il ne faut pas oublier les technologies concurrentes du CPL, en particulier les technologies sans fil qui rencontrent un succès croissant actuellement.

VI.2. Les CPL en indoor

Lorsque, pour les courants porteurs en ligne, il est question de réseaux indoor, cela fait allusion à un réseau local, par exemple à l'intérieur d'une habitation, d'un hôpital. Plus généralement, le terme indoor regroupe l'ensemble du matériel situé en aval du compteur électrique. C'est pour cette raison qu'il est fréquent de parler de LAN indoor pour un réseau CPL.

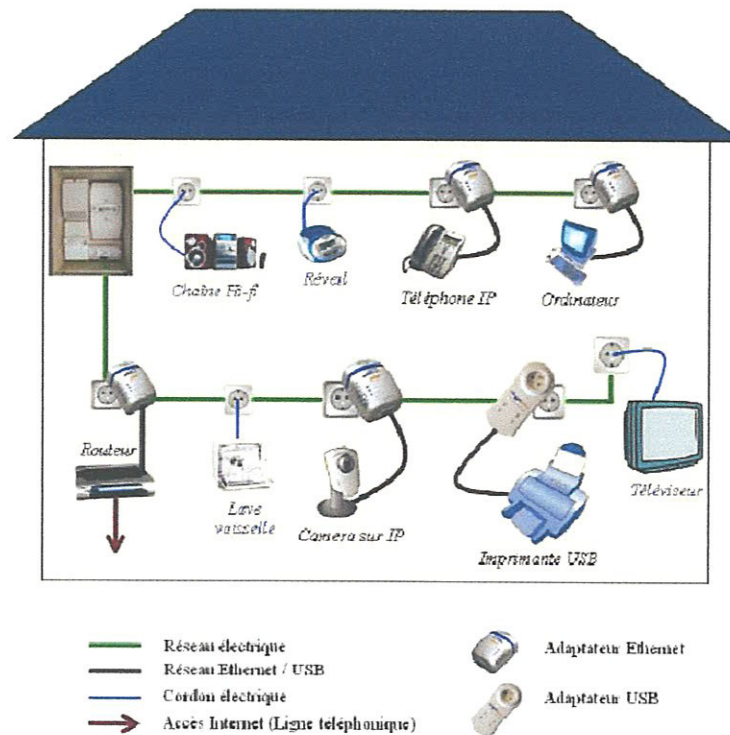


Figure I.5. Schéma de principe des CPL indoor.

Il existe plusieurs techniques pour la mise en place de réseaux locaux. Chacune d'elles étant basée sur une infrastructure différente :

- L'utilisation de modems qui utilisent le réseau téléphonique comme canal de communication.
- Les réseaux câblés ; ils nécessitent la mise en place de câbles de communication pour relier les nœuds du réseau.
- Les réseaux sans fils, dans lesquels la communication est assurée par les ondes Radio.
- Les courants porteurs en ligne, le support de communication étant le réseau électrique existant.

Pour les trois premiers types de réseaux (téléphoniques, câblés, sans fils), ils existent des protocoles standards de communication pour assurer la transmission de données entre les nœuds des réseaux (ex : Ethernet, 802.11b, ...). Par contre, à ce jour, aucune norme ou standard n'est défini pour le transport de données sur un réseau CPL indoor.

Face à ce manque, au regain d'intérêt pour le CPL indoor et le marché potentiel, un groupe d'industriel s'est regroupé au sein de la Homeplug Power line Alliance

afin de créer une norme (Homeplug) pour la transmission de données sur les réseaux CPL indoor.

D'autres tentatives de normalisation ont également été publiées, mais, celle qui domine le marché actuellement est la spécification Homeplug. Le chapitre suivant présentera ainsi ce comité et la spécification Homeplug.

Les *PLC Indoor haut débit* permettent de partager une connexion Internet existante (ADSL, RNIS, câble, etc.) en constituant un réseau local sur un réseau électrique privé, en aval du compteur électrique (figure I.5). L'un des avantages de cette technique est d'utiliser un réseau déjà en place et disposant d'une forte densité de points d'accès (prises).

La connexion d'un adaptateur CPL/Ethernet derrière le routeur permet d'injecter le signal Internet sur la ligne électrique. La réception du signal s'effectue par un autre adaptateur (Ethernet ou USB) sur lequel est connecté le dispositif de communication (figure I.6).

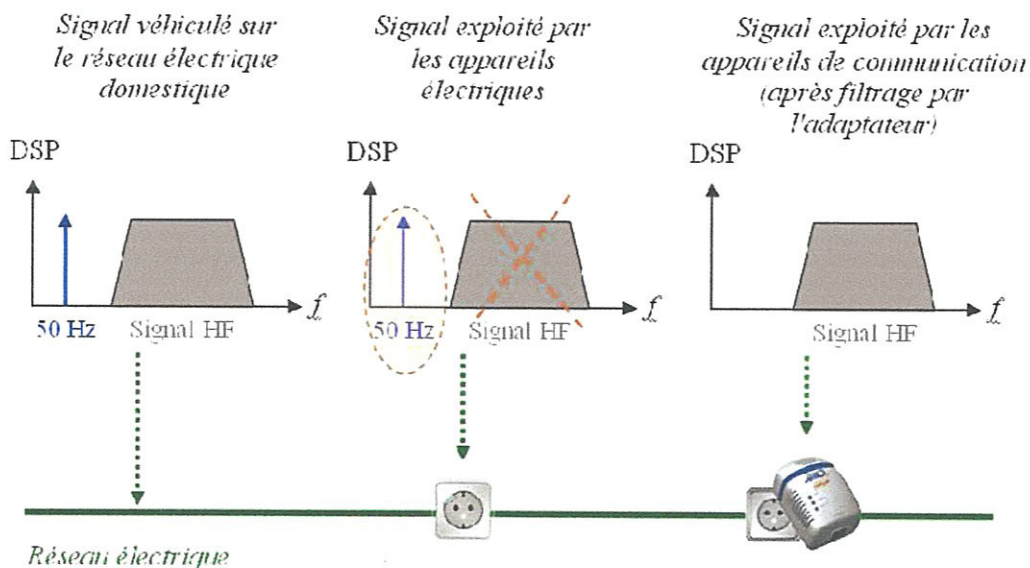


Figure I.6. Superposition des signaux BF et HF sur le réseau électrique domestique.

La figure I.6 montre les exemples des modems CPL pour le réseau dit « indoor », qui sont déjà commercialisés sur le marché. Ces modems permettent de créer les connexions de haut débit à 85Mbits/s en les branchant simplement dans une prise quelconque dans la maison.

Dans un avenir proche, les CPL vont créer un système numérique de loisirs dans la maison en utilisant un débit très haut (>100Mbits/s) .

VII. Avantages et inconvénients des CPL

VII.1. Avantages

Les avantages de cette technique sont importants puisqu'elle profite d'un support existant (le câble électrique) qui est très généralisé et à forte capillarité, pour véhiculer de manière fiable des données informatiques. Les CPL sont à ce jour principalement utilisés sur le réseau électrique privé, où ils permettent de s'affranchir de la pose d'un câblage réseau ainsi que des obstacles divers tels les murs épais. Cela n'en fait pas un concurrent pour les autres techniques de télécommunications, qui ont pour chacune ses avantages et inconvénients, mais une solution complémentaire crédible et aujourd'hui arrivée à maturité.

Pour un particulier, l'utilisation des CPL en bas débit donne accès à des applications de type domotique (contrôle du chauffage, de l'éclairage, ...etc) et en haut débit il pourra faciliter la mise en place d'un réseau local informatique (LAN) de partage de fichiers ou d'accès Internet. En remplacement d'un câblage Ethernet ou d'un réseau Wi-Fi au sein d'un appartement, d'une maison, le réseau électrique distribue facilement et rapidement les données multimédias sur chaque prise de courant. Pour des établissements à fortes contraintes tels les monuments historiques, les courants porteurs en ligne permettent le déploiement d'une infrastructure télécom (données+voix) respectueuse du site. Son utilisation est d'ailleurs aujourd'hui largement répandue depuis plus de cinq ans dans les hôtels, les résidences étudiantes, les établissements scolaires ou de santé. Bénéficiant d'une forte flexibilité, un réseau CPL peut évoluer en fonction des besoins en points de connexion au sein de la zone desservie. Dans un réseau de type Homeplug, bien que les débits soient inférieurs en pratique à ceux annoncés par les fabricants (c'est aussi le cas pour le Wi-Fi), ils restent suffisants pour satisfaire la plupart des besoins [3].

En extérieur sur le réseau électrique public (appartenant à des régies ou collectivités), un système CPL basé sur des injecteurs et des répéteurs en basse tension peut parfois être une solution de desserte pour apporter l'Internet à des

zones rurales isolées ou des accès au web et à la téléphonie à très bas coût pour des logements sociaux. Dans certains projets urbains il vise également à la réalisation d'économies d'énergie dans les habitations, qui bénéficient par ce biais d'une meilleure efficacité énergétique. Les CPL évitent ainsi très souvent de lourds travaux et désagréments liés à la construction du réseau [3].

De plus les CPL étant une technique filaire, il offre les faibles temps de réponse nécessaires à certaines applications comme la télévision haute définition (TVHD) et la voix sur IP (VoIP), et assure également avec certains standards une qualité de service (QoS) de bout en bout. Les autres avantages d'un réseau CPL haut débit sont la sécurité contre les intrusions (média difficile d'accès), la réduction du coût de l'infrastructure télécom et du délai de sa réalisation. Par ailleurs, les dernières solutions basées sur cette technique intègrent des mécanismes de filtrage de fréquences (notch) qui évitent de perturber (et d'être perturbé) par les autres signaux qui pourraient être présents au voisinage sur la même bande de fréquence (ondes courtes). Grâce aux modes d'économie d'énergie présents sur certains produits, l'activité sur le réseau électrique et donc la consommation des équipements est réduite au minimum lorsqu'il n'y a pas de trafic.

VII.2. Inconvénients

Si dans le principe cette technique semble assez séduisante, elle présente néanmoins des inconvénients notables liés à son principe même. Le signal haute fréquence générée par le modem est véhiculé par les fils du secteur, or ces fils n'ont pas été conçus initialement pour véhiculer un tel type de signal. Ces fils secteurs se transforment donc tout simplement en antennes et rayonnent des ondes hautes fréquences dans tout l'environnement. Selon la qualité de l'installation électrique et de l'isolation électromagnétique, ces ondes peuvent se propager et être perturbatrices jusqu'à plusieurs centaines de mètres. Dans ce cas les matériels sensibles à la haute fréquence mais aussi, tout simplement, les récepteurs radio en ondes courtes, peuvent être perturbés. De la même façon, le signal CPL en lui-même peut être perturbé par des flux électromagnétiques émis par des écrans d'ordinateurs,

transformateurs, et tout émetteur ou émetteur-récepteur utilisant ces fréquences (radiodiffusion, communications civiles ou militaires, radioamateurs...etc).

Il n'existe pas de normes définitives concernant les CPL. Il n'est ainsi pas rare de trouver des modems dont les rayonnements vont bien au-delà des normes de CEM (compatibilité électromagnétique) imposées aux autres matériels. Si la densité de réseau est faible, les risques de perturber le voisinage restent faibles. À l'inverse, dans des immeubles ou dans des zones où la densité de tels réseaux serait élevée, le brouillage électromagnétique pourrait devenir intense. Pour cette raison, dans les hôpitaux, les CPL ne sont pas bien acceptés. Dans certains pays, cette technique tend à être abandonnée, au moins dans le domaine de l'accès Internet, tant les problèmes de voisinage et de perturbations environnementales risquent d'être insolubles [3].

Comme pour les autres techniques émettant des rayonnements électromagnétiques (les câbles n'étant généralement pas blindés), on peut se poser des questions sur les effets sur la santé des CPL. Les rayonnements sont de faible puissance mais se font généralement 24 h/24 et dans toutes les pièces (par exemple à la tête du lit où passent les câbles électriques alimentant les prises électriques).

Les signaux numériques véhiculés par les CPL ne sont pas arrêtés par les compteurs électriques et ont une portée efficace de 300 m (1 000 m théorique avant atténuation complète). Bien que cela soit un avantage dans certains cas, la faille de sécurité que cela induit des problématiques.

VIII. Caractéristiques du canal de propagation [1]

Le principal objectif est d'obtenir un rapport signal sur bruit satisfaisant à l'endroit du récepteur. Il a déjà été mentionné auparavant que les réseaux et diverses installations électriques n'ont pas été optimisés pour le transport d'information à des fréquences de l'ordre du MHz.

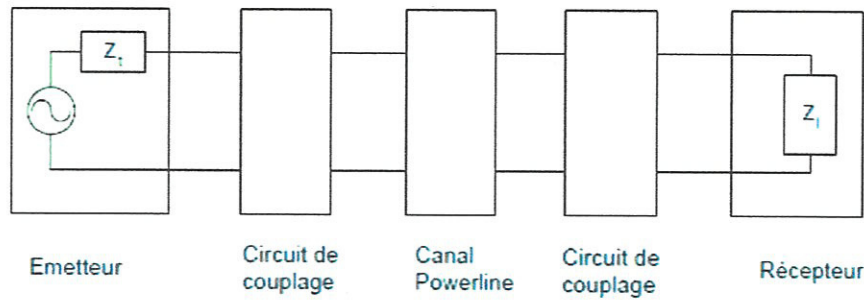


Figure I.7. Définition du canal PLC.

Ceci s'explique par le fait que le réseau BT a des centaines de clients connectés. Chacun chargeant le réseau avec nombre d'appareils (lampes, chauffage, TV, PC, four, aspirateurs,...) ayant chacun leurs propres caractéristiques électriques.

Par conséquent un équipement PLC connecté sur ces lignes se trouve confronté leurs appareils de manière complément aléatoire selon leurs besoins. Bien que des tendances puissent être observées de manière quotidienne, hebdomadaire ou saisonnière, il est nécessaire de tenir compte des caractéristiques des lignes pour tous les types de configurations possibles.

Afin d'utiliser le réseau BT comme support de communications, il y a trois aspects qui doivent être pris en compte :

- Le bruit occasionné par l'utilisation d'équipements branchés sur ou à proximité du réseau;
- L'impédance et l'atténuation résultant de la conception et des composants (câbles, fils) ainsi que des équipements qui y sont branchés ;
- Le débit que l'on pourrait faire transiter en fonction des deux points précédents.

VIII.1. bruit

Ainsi durant une transmission sur un canal caractérisé par une fonction de transfert $H(f)$ et/ou la réponse impulsionnelle $h(t)$, un récepteur recevrait un signal $r(t)$ qui serait une addition de bruit $n(t)$ et d'une partie atténuée du signal émis $s(t)$ selon l'équation :

$$r(t)=h(t)*s(t)+n(t) \quad (I.1)$$

Comme le montrent l'équation (I.1) un canal PLC est aussi extrêmement bruité. Les perturbations dominantes dans une bande allant de la centaine de KHz à

dizaines de MHz sont le bruit de fond, le bruit impulsif, le bruit synchronisé avec l'onde de puissance et les perturbations à bande étroite.

Depuis plusieurs années, un certain nombre d'études a été mené a fin de caractérisé ces brouilleurs et les classifie, dans le but d'étudier leur effet sur les performances des CPL et d'établir des règles de traitement du signal adéquat pour leur réduction. Une description intéressante, donnée dans classifie les bruits rencontrés dans cinq catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité.

On peut classifier le bruit affectant le CPL et par conséquent présent dans la bande 1-30 MHz comme étant la conséquence de sources distinctes :

- Le bruit du à des phénomènes naturels ;
- Le bruit résultant de l'activité humaine.

Certaine phénomènes naturels sont des sources perpétuelles de pollution électromagnétique. Par exemple, le quasi continue activité orageuse aux abords de l'équateur est propagé au reste du monde par réflexion ionosphérique. Des décharges orageuses plus localisées peuvent également provoquer des surtensions et ainsi affecter le champ électromagnétique ambiant.

Les différents types de bruits (ainsi que des exemples) liés à l'utilisation d'équipements électriques et électroniques sont rappelés ci-dessous.

VIII.1.1. Le bruit de fond

Le bruit de fond existe même en l'absence de signal d'informations et une densité spectrale de puissance supposée décroître avec l'augmentation de la fréquence.

VIII.1.2. Le bruit synchronisé avec l'onde de puissance

Le bruit synchronisé avec l'onde de puissance consiste en une suite de bruit impulsions arrivant toutes les $1/(k.f_{réseau})$ secondes, avec k : nombres entiers, généralement $k = 1$ ou $k = 2$.

VIII.1.3. Le bruit à bande étroite

Le bruit à bande étroite est essentiellement provoqué par les signaux de radioamateurs. Il est caractérisé par des pics à des fréquences généralement constantes (car attribuées dans des plans d'allocation de fréquences définis).

La figure 1.8 montre l'influence prédominante des émetteurs de radiodiffusion. On y remarque les contributions des bandes 49 m (5.9- 6.2 MHz), 41 m (7.1-7.35 MHz), 31 m (9.4-9.9 MHz) et 25 m (11.6- 12.1 MHz)

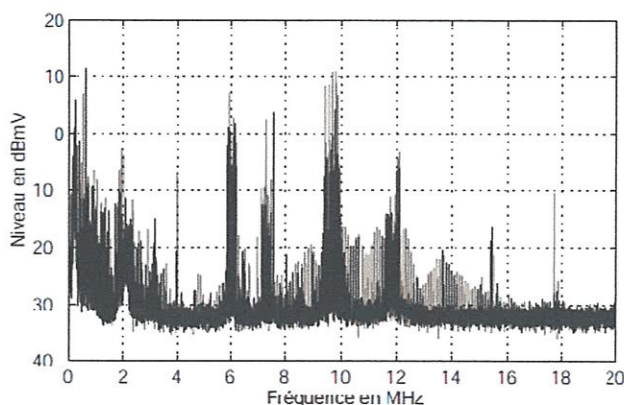


Figure 1.8. Bruit à bande étroite

VIII.1.4. Le bruit impulsionnel

Le bruit impulsionnel est le plus sévère obstacle aux communications PLC, il est de nature beaucoup plus complexe que le bruit blanc car il est de différents types en termes d'amplitude, de largeur ou d'intervalle de temps. Il est du à des influences extérieures (perturbations atmosphériques, effets de circuits à courant fort), à des enclenchements et déclenchements manuels d'appareils domestiques (lampes, télévisions,...) qui peuvent provoquer des impulsions de 2 kV durant 1 ms, à des effets de communication (ébranlement de contacts, etc.).

VIII.2. Impédance et Atténuation

Lors de leur propagation à travers le canal de transmission, les ondes émises sont sujettes à différents phénomènes qui viennent modifier leur forme, c'est-à-dire leur amplitude et leur phase. Dans le cas le plus général, il peut s'agir de phénomène d'atténuation, de déphasage, de réflexion, de diffraction ou encore de diffusion, selon

les interactions que les ondes sont susceptibles de connaître avec le support physique.

VIII.3. Débit

La capacité d'un canal, ou autrement dit son débit, notée C en [bit/s], s'exprime pour un quelconque canal par la formule de Shannon :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.2)$$

Dans laquelle B représente la largeur de bande, S/N le rapport *signal/bruit* et C indique le débit maximal théoriquement possible mais impossible à atteindre.

L'équation (I.2) n'est cependant pas utilisable directement car le rapport *signal/bruit* est dépendant de la fréquence. En pratique il faut tenir compte de la densité spectrale du signal injecté $S_i(f)$ et de la densité spectrale de bruit $S_n(f)$

L'équation (I.2) devient alors :

$$C = \int_{f_b}^{f_h} \log_2 \left(1 + \frac{S_s(f)}{S_n(f)} \right) df \quad (I.3)$$

Où :

$$B = f_h - f_b$$

La densité spectrale du signal S_s liée à celle du signal injecté S_i à l'aide de la fonction de transfert du canal $H(f)$ considérée selon l'équation (I.4).

$$S_s(f) = S_i(f) \cdot |H(f)|^2 \quad (I.4)$$

L'expression de Shannon devient l'équation (I.5) dans laquelle $H(f)$ et $S_n(f)$ sont fonction du canal et peuvent être établis par des mesures. $S_i(f)$ dépend principalement de la modulation considérée.

$$C = \int_{f_b}^{f_h} \log_2 \left(1 + \frac{S_i(f) \cdot |H(f)|^2}{S_n(f)} \right) df \quad (I.5)$$

En tenant compte de l'équation (I.4), on peut estimer que les capacités seraient très élevées (même pour de mauvais canaux) considérant la dépendance du débit vis-à-vis de la densité spectrale du signal injecté S_i .

Toutefois S_i est limité par les normes conduites et indirectement par les normes rayonnées.

La limitation de la bande de fréquence disponible, $B = f_h - f_b$ est un facteur important dans l'établissement du canal de débit. D'autant plus que cette bande est fractionnée pour éviter les fréquences utilisées et attribuées à d'autres services. D'où la nécessité d'utiliser des techniques de modulation adaptées au mieux aux slots (bande de fréquence) disponibles.

Chapitre II

Modélisation du réseau de distribution indoor

Introduction

Dans se mémoire de master nous analysons la propagation (transfert) des signaux CPL indoor ainsi que le rayonnement électromagnétique des CPL indoor. Pour cet objectif, il est important de modéliser le support de propagation qui est le réseau de distribution composé de lignes et des câbles domestiques, cette modélisation se résume en le calcul des paramètres linéiques des câbles afin de déterminer la répartition des courants et des tensions qui vont nous permettre le calcul du champ électromagnétique.

I. Caractéristiques de la propagation sur ligne multifilaire par la théorie des lignes de transmission

La théorie des lignes de transmission permet l'étude des phénomènes de propagation le long d'un support d'information. Cette méthode est basée sur la résolution de deux équations différentielles dite équations des télégraphistes, liant la tension et le courant en une position sur le conducteur [8].

Les équations des lignes de transmission peuvent être obtenues à partir de formes intégrales ou différentielles des équations de Maxwell ou à partir d'un schéma de ligne équivalent.

Ce principe permet donc de déterminer, de façon approchée, les tensions et courants induits sur les conducteurs filaires ne comportant ni coude ni discontinuité géométrique. Elle s'applique particulièrement aux structures filaires simples, en garantissant des temps de calculs relativement faibles.

La théorie des lignes de transmission est le formalisme le plus utilisé pour le calcul du couplage avec un réseau complexe. Elle est par conséquent tout à fait appropriée à l'étude des couplages au sein des câbles multiconducteurs de télécommunications du réseau téléphonique.

L'utilisation de cette approche est liée à la connaissance des paramètres linéiques des lignes multifilaires dont l'évaluation peut se faire par rapport à un référentiel constitué soit par le sol, soit par le blindage des câbles. Dans ce qui suit, nous adoptons une résolution du problème par une approche globale qui conduit à l'utilisation du sol comme référentiel.[8]

I.1. Hypothèses faites par la théorie des lignes de transmission

L'établissement des équations des lignes de transmission repose sur trois hypothèses principales, parfois dites restrictives :

Hypothèse 1 : La ligne de transmission étudiée est considérée comme une succession en cascade de multi pôles, de longueurs très inférieures à la longueur d'onde. Seuls les couplages de chaque dipôle sur lui-même sont considérés, les couplages entre dipôles sont négligés.

Hypothèse 2 : Le courant varie lentement sur la ligne. Cette hypothèse implique un critère d'échantillonnage : $\Delta x \ll \lambda$ où Δx est la longueur d'un segment.

Hypothèse 3 : Les ondes circulant sur un conducteur sont de type quasi-TEM (Transverse électromagnétique), c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales (hauteurs, espacements entre conducteurs, diamètre des conducteurs) sont faibles devant la plus petite longueur d'onde. De plus, les conducteurs et le plan de masse sont supposés de conductivité finie.

Dans le cadre de cette étude, nous considérons le cas de câbles constitués de $N+1$ conducteurs parallèles entre eux, ne présentant pas de variation transversale le long du câble, et où le sol, $N+1^{ième}$ conducteur, est considéré comme conducteur de référence.

Les dimensions transversales sont considérées beaucoup plus petites que la plus petite longueur d'onde des signaux perturbateurs considérés. Les conducteurs peuvent être imparfaits et le milieu environnant hétérogène. Nous restons cependant dans l'hypothèse quasi-TEM.

Sous ces conditions, et avec un indice de réfraction du sol élevé, la théorie des lignes de transmission donne des résultats valables jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de Mégahertz.

I.2. Equations des télégraphistes

Nous choisissons dans ce paragraphe de déterminer les équations des télégraphistes à partir d'un schéma de ligne équivalent. Pour ce faire, considérons une ligne composée de deux conducteurs i et j , et un plan de référence. La figure (II.1) représente un élément infinitésimal (entre x et $x+dx$) d'une telle ligne.

Les différentes grandeurs représentées sur la figure (II.1) sont d'une part, les paramètres linéiques $RLCG$, et d'autre part, les générateurs de tension et de courant équivalents V_{si} et I_{si} de l' $i^{ième}$ conducteur de l'élément de ligne (termes sources).

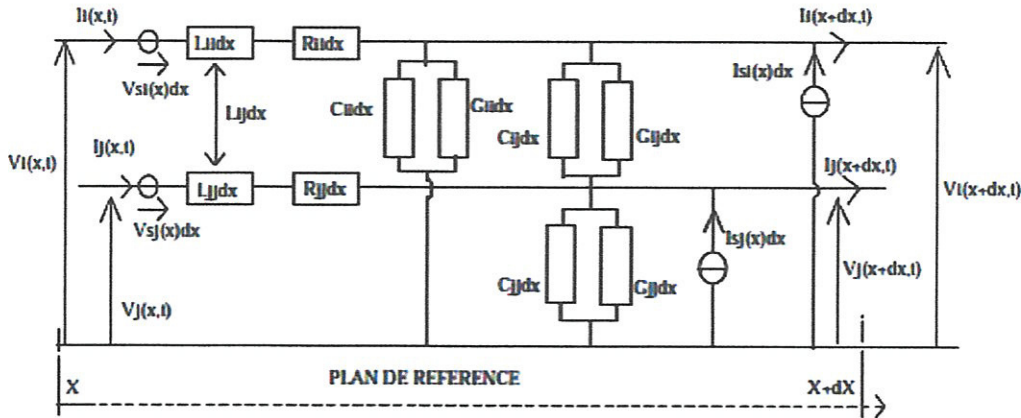


Figure II.1. Élément infinitésimal d'une ligne composée de deux conducteurs et un plan de référence

A partir des lois des nœuds et des mailles appliquées à cet élément de ligne, nous sommes en mesure d'obtenir les équations suivantes, dites équations des télégraphistes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx} V_i(x, t) = -Z_{ij} \cdot I_j(x, t) + V_{s_i}(x, t) \\ \frac{d}{dx} I_i(x, t) = -Y_{ij} \cdot V_j(x, t) + I_{s_i}(x, t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ou :

$$Z = \sum_{j=1}^N \left(R_{ij} + \frac{dL_{ij}}{dt} \right) \text{ et } Y = \sum_{j=1}^N \left(G_{ij} + \frac{dC_{ij}}{dt} \right) \quad (\text{II.2})$$

La généralisation du système (II.1) au cas d'une ligne composée de N conducteurs (figure II.2) conduit à la formulation des équations des lignes [8] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx} [V(x)] = -[Z] \cdot [I(x)] + [V_s(x)] \\ \frac{d}{dx} [I(x)] = -[Y] \cdot [V(x)] + [I_s(x)] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$[V(x)]$ et $[I(x)]$: les matrices des tensions et courants naturels sur la ligne,
 $[Z]$ et $[Y]$: respectivement les matrices (d'ordre $N \times N$) impédance et admittance linéiques de la ligne.

Les matrices $[Z]$ et $[Y]$ sont dépendantes de la fréquence et définies à partir des matrices des paramètres linéiques $RLCG$ de la ligne, caractérisée dans le cas d'une ligne à N conducteurs par des matrices d'ordre $N \times N$:

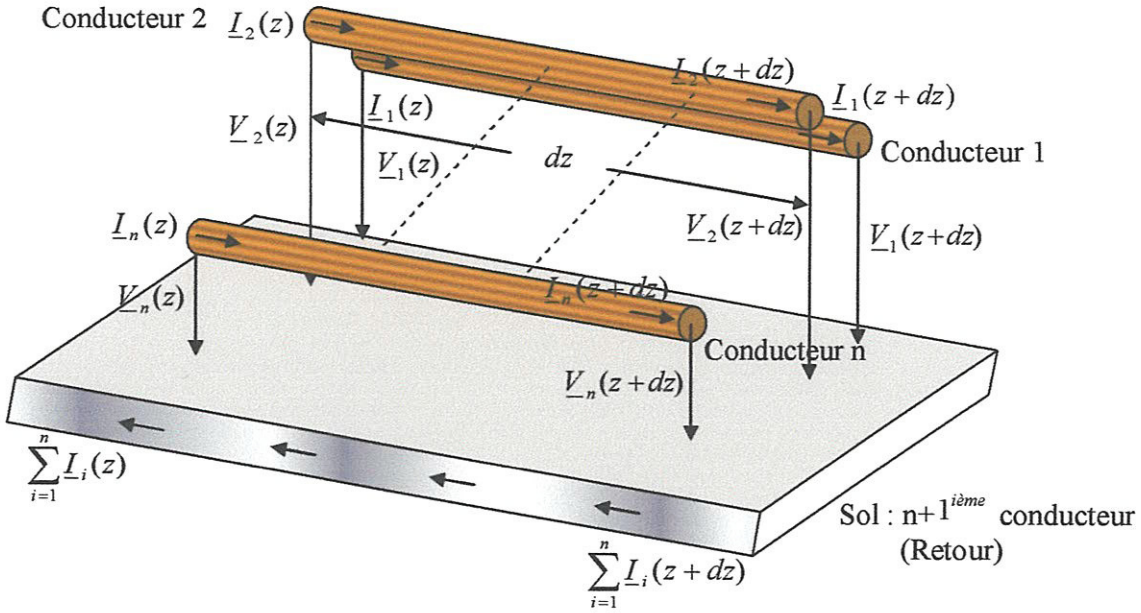


Figure II.2. Élément dz d'une ligne multifilaire.

$$[Z] = [R] + j. \omega. [L] \quad (II.4)$$

$$[Y] = [G] + j. \omega. [C] \quad (II.5)$$

Nous rappelons les caractéristiques de ces différents paramètres :

- Inductance linéique [L] : caractérise les flux magnétiques inter et intra conducteurs de la ligne.
- Capacitance linéique [C]: caractérise la capacité, par unité de longueur, créée par le diélectrique et les conducteurs.
- Conductance linéique [G] : puissance dissipée en chaleur dans le diélectrique, caractérisant les pertes dans le diélectrique et les défauts d'isolement.
- Résistance linéique [R] : correspond à la puissance dissipée en chaleur dans les conducteurs.

L'équation (II.3) peut s'écrire sous la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{d[V(z)]}{dz} \\ \frac{d[I(z)]}{dz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & -[Z] \\ -[Y] & [0] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [V(z)] \\ [I(z)] \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Le système (II.6) est sous la forme d'une équation d'état, dont la solution, et donnée par :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}(z) \\ \underline{I}(z) \end{bmatrix} = \underline{\Phi}(z - z_0) \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}(z_0) \\ \underline{I}(z_0) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Où :

$\underline{\Phi}(z - z_0)$: la matrice de transition d'état est z est un point arbitraire fixé le long de la ligne avec $z \geq z_0$.

Alors les équations de télégraphiste s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d^2 \underline{V}(z)}{dz^2} = \underline{Z} \cdot \underline{Y} \cdot \underline{V}(z) \\ \frac{d^2 \underline{I}(z)}{dz^2} = \underline{Y} \cdot \underline{Z} \cdot \underline{I}(z) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

II. Multipôle équivalent d'une ligne à (n+1) conducteurs

Une section de ligne de transmission multifilaire, de longueur $(z-z_0)$ peut être représentée comme suit [2] :

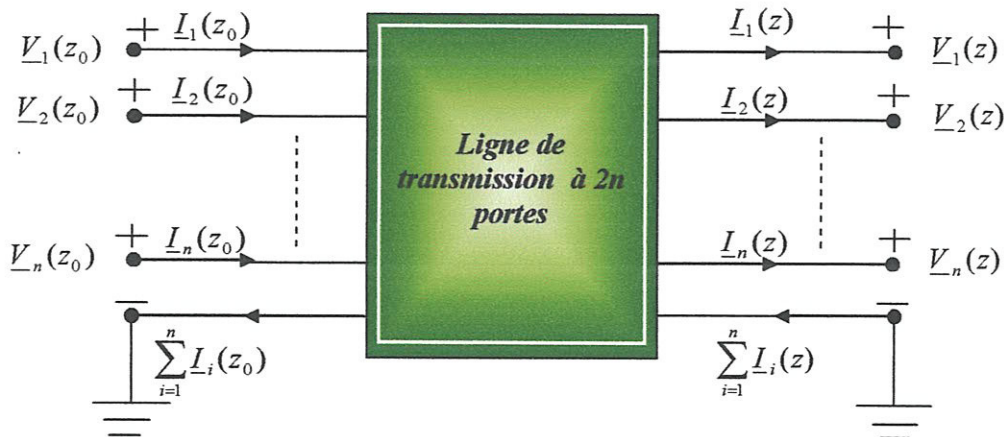


Figure II.3 – Multipôle équivalent d'une ligne de transmission multifilaire.

II.1. Matrice de transition d'état (matrice chaîne $\underline{\Phi}$) de la ligne de transmission :

Les tensions et les courants de phase aux deux extrémités de la ligne peuvent être liés par la matrice chaîne $\underline{\Phi}(z - z_0)$, d'ordre $2n$, comme indiqué en équation (II.7).

La matrice de transition d'état $[\underline{\Phi}(z - z_0)]$ apparaissant dans (II.7), s'exprime comme suit [10]:

$$[\underline{\Phi}(z - z_0)] = \begin{bmatrix} [\underline{\Phi}_{11}(z - z_0)] & [\underline{\Phi}_{12}(z - z_0)] \\ [\underline{\Phi}_{21}(z - z_0)] & [\underline{\Phi}_{22}(z - z_0)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ou les sous matrices $[\underline{\Phi}_{11}]$, $[\underline{\Phi}_{12}]$, $[\underline{\Phi}_{21}]$, $[\underline{\Phi}_{22}]$ sont d'ordre n, et données comme suit :

$$[\underline{\Phi}_{11}(z - z_0)] = \frac{1}{2} \cdot [\underline{Y}]^{-1} [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(z-z_0)}] + [e^{-\underline{\gamma}_m(z-z_0)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.10})$$

$$[\underline{\Phi}_{12}(z - z_0)] = -\frac{1}{2} \cdot [\underline{Y}]^{-1} [\underline{T}] [\underline{\gamma}_m] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(z-z_0)}] - [e^{-\underline{\gamma}_m(z-z_0)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.11})$$

$$[\underline{\Phi}_{21}(z - z_0)] = -\frac{1}{2} \cdot [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(z-z_0)}] - [e^{-\underline{\gamma}_m(z-z_0)}]) \cdot [\underline{\gamma}]^{-1} \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.12})$$

$$[\underline{\Phi}_{22}(z - z_0)] = \frac{1}{2} \cdot [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(z-z_0)}] + [e^{-\underline{\gamma}_m(z-z_0)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.13})$$

Nous pouvons fixer l'origine $z_0 = 0$ et prendre $z=L$, les équations (II.7), (II.9), (II.10), (II.11), (II.12) et (II.13) deviennent [10] :

$$\begin{bmatrix} [\underline{V}(L)] \\ [\underline{I}(L)] \end{bmatrix} = [\underline{\Phi}(L)] \cdot \begin{bmatrix} [\underline{V}(0)] \\ [\underline{I}(0)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[\underline{\Phi}(L)] = \begin{bmatrix} [\underline{\Phi}_{11}(L)] & [\underline{\Phi}_{12}(L)] \\ [\underline{\Phi}_{21}(L)] & [\underline{\Phi}_{22}(L)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[\underline{\Phi}_{11}(L)] = \frac{1}{2} \cdot [\underline{Y}]^{-1} [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(L)}] + [e^{-\underline{\gamma}_m(L)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.16})$$

$$= [\underline{Y}]^{-1} [\underline{T}] \cdot [\cosh(\underline{\gamma}_m L)] \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.17})$$

$$[\underline{\Phi}_{12}(L)] = -\frac{1}{2} \cdot [\underline{Y}]^{-1} [\underline{T}] [\underline{\gamma}_m] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(L)}] - [e^{-\underline{\gamma}_m(L)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.18})$$

$$= [\underline{T}] \cdot [\sinh(\underline{\gamma}_m L)] \cdot [\underline{\gamma}_m]^{-1} \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.19})$$

$$[\underline{\Phi}_{21}(L)] = -\frac{1}{2} \cdot [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(L)}] - [e^{-\underline{\gamma}_m(L)}]) \cdot [\underline{\gamma}]^{-1} \cdot [\underline{T}]^{-1} \cdot [\underline{Y}] \quad (\text{II.20})$$

$$= -[\underline{Y}]^{-1} \cdot [\underline{T}] \cdot [\underline{\gamma}_m] \cdot [\sinh(\underline{\gamma}_m L)] \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.21})$$

$$[\underline{\Phi}_{22}(L)] = \frac{1}{2} \cdot [\underline{T}] \cdot ([e^{+\underline{\gamma}_m(L)}] + [e^{-\underline{\gamma}_m(L)}]) \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.22})$$

$$= [\underline{T}] \cdot [\cosh(\underline{\gamma}_m L)] \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (\text{II.23})$$

III. Détermination des paramètres linéiques

Dans ce paragraphe nous allons introduire les modèles théoriques les plus complets que nous utilisons pour le besoin de nos simulations aussi bien pour les câbles domestiques.

III.1. Paramètres linéiques des câbles domestiques

Principalement les réseaux monophasés se trouvent à la fois domestiques et des installations locales. Afin de développer des outils faibles de simulation du canal PLC, la modélisation efficace en HF du câblage approprié est cruciale. Le type de câble considéré, de section transversale dont est représenté dans la figure (II.4), est largement utilisé en Europe pour les résidents électrique (in-house), Cette configuration comprend le conducteur de phase, le neutre et un conducteur relié régulièrement à la terre. Chaque conducteur se trouve à l'intérieur d'une veste diélectrique, et une gaine isolante additionnelle enferme les trois fils [11].

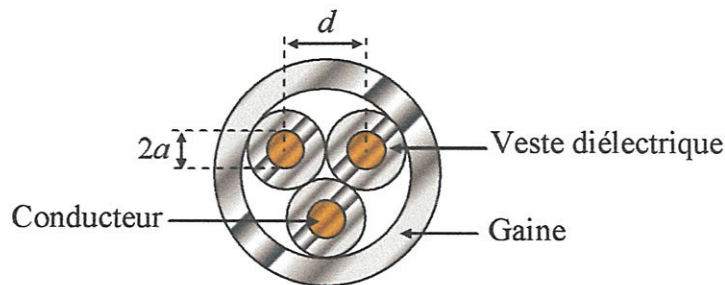


Figure II.4. Section transversale d'un câble domestique.

Puisque les câbles de réseau électrique comprennent un conducteur relié à la terre régulièrement, nous pouvons modéliser le canal par deux conducteurs uniquement (phase et neutre). Pour cela la plupart des articles apparentés qui impliquent les CPL lient des estimations de la réponse (fonction de transfert,...) du câble avec le modèle de ligne de transmission de deux conducteurs (transmission-line model).

Etant donné le cas de distribution monophasé, la structure de la figure (II.4) comprend la phase, le type du câble considéré est regardé comme une ligne de transmission uniforme de deux conducteurs ; à l'intérieur le diélectrique est homogène et de permittivité relative (ϵ_r), comme illustré dans la figure (II-5).

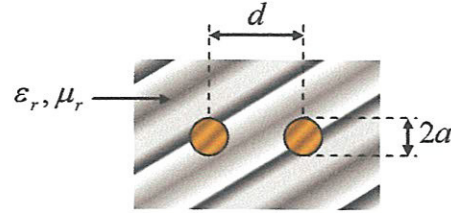


Figure II.5. Structure approchée d'un câble domestique.

Le schéma équivalent, décrit par les paramètres linéiques R , L , C et G , de la structure approchée du câble (deux conducteurs), est défini comme suit (figure II.6).

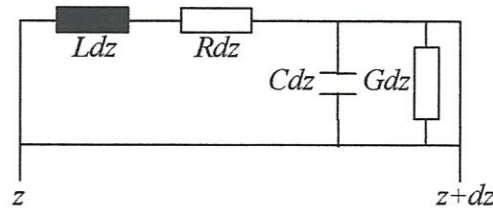


Figure II.6. Schéma équivalent d'un câble domestique.

III.1.1. Les paramètres linéiques

En utilisant l'approche des lignes de transmissions, spécifiée au-dessus (deux conducteurs parallèles, uniforme et circulaire de diélectrique homogène à l'intérieur), les paramètres linéiques en fréquentielle sont définis comme suit [11].

$$R = \sqrt{\frac{2\mu_r\mu_0 f}{\pi\sigma r^2}} \cdot \left[\frac{(d/2r)}{\sqrt{(d/2r)^2 - 1}} \right] \quad (\text{II.24})$$

$$L_{ex} = \frac{\mu_r\mu_0}{\pi} \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{d}{2r} \right) \quad (\text{II.25})$$

$$L_{in} = \frac{R}{2\pi f} \quad (\text{II.26})$$

$$L = L_{ex} + L_{in} \quad (\text{II.27})$$

$$C = \frac{\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\cosh^{-1}(d/2r)} \quad (\text{II.28})$$

$$G = 2\pi f C \tan \delta \quad (\text{II.29})$$

Avec :

r : le rayon de conducteur, considérer le même pour les trois conducteurs.

d : la distance entre les centres de conducteurs de phase et de neutre.

ϵ_r : La permittivité relative de diélectrique.

$\tan \delta$: le facteur de dissipation.

μ_r : la perméabilité magnétique relative de diélectrique.

Notons qu'une expression plus exacte de R est donnée:

$$R = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{2\pi a^2} \left[\frac{Ber\ q \cdot Bei'q - Bei\ q \cdot Ber'q}{(Ber'q)^2 + (Bei'q)^2} \right]} \quad (II.30)$$

Ou :

$$Ber\ q : \text{Re} \{I_0(q)\}$$

$$Bei\ q : \text{Im} \{I_0(q)\}$$

$$Ber'q : \text{Re} \{I'_0(q)\}$$

$$Bei'q : \text{Im} \{I'_0(q)\}$$

$$I'_0(q) = I_1(q)$$

$$q = \sqrt{2\pi f \mu_r \mu_0 \sigma a}$$

I_0, I_1 : Fonctions de Bessel modifiées de la première espèce d'ordre 0 et d'ordre 1.

IV. Analyse du transfert des signaux CPL dans un réseau domestique

Plusieurs technologies se prêtent à la réalisation d'un réseau électrique domestique, en fonction du support de transmission mis en œuvre : Ethernet, WiFi, Courants Porteurs en Ligne (CPL).

Dans le contexte de ce travail, nous nous intéressons à la transmission des hauts débits sur support filaire (CPL). Le réseau électrique domestique n'étant pas initialement conçu pour supporter des transmissions à haut débit, les performances des systèmes CPL qu'il véhicule ne sont pas optimisées. C'est pourquoi nous analysons comme application les performances des systèmes CPL, par le biais de la fonction de transfert du réseau électrique domestique.

IV.1. Modélisation de la fonction de transfert du canal CPL

L'étude du canal de propagation peut se décomposer en deux grands axes [8] :

- L'étude de la réponse impulsionnelle du canal qui rend compte des phénomènes venant Modifier la forme des ondes émises.
- L'étude des bruits et brouilleurs venant se superposer au signal reçu et dont les origines peuvent être multiples.

En ce qui concerne les différentes sources de bruit, dans le contexte de l'installation terminale du client, il en ressort que les perturbateurs sont multiples et présents au sein de l'habitation [14] : lampes à basse consommation d'énergie, appareils électroménagers, équipements défectueux, etc.

Une ligne électrique *typique* en câble se compose de trois conducteurs: l'un relié à une phase, l'un connecté au point neutre, et l'autre relié à la terre. *Chacun des conducteurs de phase et neutre, est recouvert par un isolant* et l'ensemble des trois conducteurs est placé à l'intérieur d'un autre isolant (figure II.4). Deux de ces trois conducteurs suffisent pour créer un canal de communication. Étant donné que les conducteurs de phase et neutre ont le même calibre de fil (en général plus grande que celui de la terre) nous utilisons ces deux conducteurs comme le canal de communication, mais il est possible d'utiliser d'autres combinaisons de conducteurs [15].

Remarque :

C'est possible que chaque conducteur se trouve à l'intérieur d'une veste diélectrique, et une gaine isolante additionnelle enferme les trois fils [11].

IV.1.1. Modèle de matrices cascables ABCD

Considérons le cas de la figure (II.9) représentant un réseau électrique domestique. Nous souhaitons déterminer la fonction de transfert d'un tel réseau entre l'émetteur et le récepteur.

La modélisation d'une telle structure est basée sur un découpage de la structure complète en plusieurs tronçons, appelés généralement lignes (sections) et branches [8].

Les *lignes* correspondent aux tronçons placés le long du chemin principal, les *branches* aux tronçons venant s'y raccorder (dérivations). L'interconnexion des *lignes* et *branches* s'effectue au niveau des *nœuds*.

Chaque ligne ou branche est caractérisée par sa longueur, la géométrie de ses conducteurs, ses terminaisons. Dans le cas de dérivations, la longueur de la branche correspond simplement à celle de la dérivation qu'elle représente. Dans le cas d'une

prise électrique placée dans la continuité du chemin principal (Prise X2 de la figure II.7), la longueur de la branche est prise égale à 10 cm environ, afin de refléter au maximum une installation réaliste [8,16].

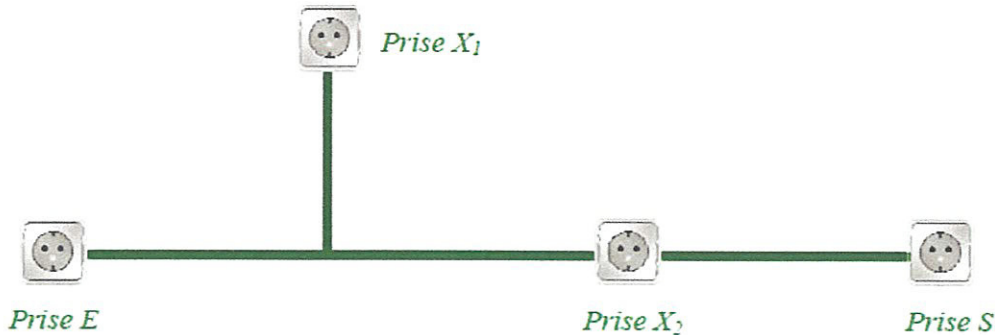


Figure II.7. Tronçon du réseau électrique d'une installation domestique [4].

A partir de cela, plusieurs approches sont envisageables pour déterminer la fonction de transfert totale du système.

IV.1.1.1. Estimation par l'approche MTL (Multiconductor Transmission Line)

Par "approche MTL" nous nous référons aux travaux réalisés en [17] et [7], relatifs à l'estimation de la fonction de transfert d'une ligne par la mise en cascade des fonctions de transfert des divers tronçons de ligne la constituant.

IV.1.1.1.1. Fonction de transfert d'un simple câble domestique

Ainsi, chaque ligne est représentée par un quadripôle (figure II.8) déterminé à partir du concept de matrice ABCD [18]

La représentation par une ligne est très commode pour le calcul de la fonction de transfert d'un canal. En figure (II.8), la relation entre V_1 , I_1 , V_2 et I_2 (la tension et le courant d'entrée et la tension et le courant de sortie d'une ligne) peut en général être représentée comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

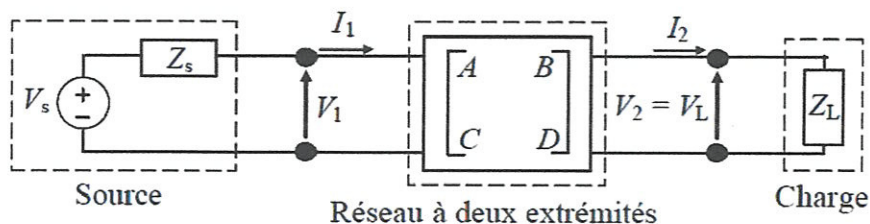


Figure II.8. Modélisation ABCD d'un tronçon de ligne [15].

Les paramètres ABCD nous permettent de calculer deux quantités importantes : la fonction de transfert dont la grandeur est égale au quotient de la tension de la charge par la tension de la source et l'impédance d'entrée du réseau électrique [19].

$$H(f) = \frac{V_L}{V_s} = \frac{Z_L}{A.Z_L+B+C.Z_s.Z_L+D.Z_s} \quad (\text{II.31})$$

$$Z_{ent} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{A.Z_L+B}{C.Z_L+D} \quad (\text{II.32})$$

Où : chacun des éléments de la matrice ABCD découle de la modélisation RLCG de tronçon de ligne, introduite dans le cadre du deuxième chapitre.

Avec: Z_s et Z_l : sont respectivement l'impédance de source et l'impédance de charge.

Dans le cas d'une ligne de transmission de deux conducteurs, les coefficients ABCD et la matrice de transmission [T] prennent l'expression suivante :

$$T = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma.l) & Z_c . \sinh(\gamma.l) \\ \frac{1}{Z_c} . \sinh(\gamma.l) & \cosh(\gamma.l) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec : l'impédance caractéristique Z_c et la constante de propagation γ sont exprimés comme suit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L). (G + j\omega C)}$$

IV.1.1.1.2. Modélisation d'une chaîne de transmission multi tronçons (généralisation du modèle) [19]

Pour un réseau électrique qui contient P sections, N dérivation et M nœuds (figure II.9).

Le circuit a été partitionné en $2 \cdot P$ sous-circuits de deux-ports mis en cascade, comme indiqué en Figure (II.10).

Pour chaque sous-circuit, il est possible de calculer les coefficients T_{11} , T_{12} , T_{21} et T_{22} . La matrice totale [T] est définie comme suit :

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$$T = T_0 \cdot \left[\prod_{i=1}^{p-1} T_i \cdot Td_i \right] \cdot T_p \quad (\text{II.35})$$

Où :

T_0 est la matrice de transmission de la source donnée par :

$$T_0 = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

T_i : la matrice de transmission de chaque section i donnée par :

$$T_i = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_i \cdot l_i) & Z_c \cdot \sinh(\gamma_i \cdot l_i) \\ \frac{1}{Z_{ci}} \cdot \sinh(\gamma_i \cdot l_i) & \cosh(\gamma_i \cdot l_i) \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

T_p : est la matrice de transmission de la dernière section P .

Td_i : est la matrice de transmission équivalente de branches connectées au nœud i donnée par :

$$Td_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sum_{j=1}^N \frac{1}{Zd_{eq\ ij}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Où : N représente le nombre de dérivation au nœud i , et $Zd_{eq\ ij}$ est définie comme :

$$Zd_{eq\ ij} = Zd_{cij} \cdot \frac{Zbr_{ij} + Zd_{cij} \cdot \tanh(\gamma_{dij} \cdot d_{ij})}{Zd_{cij} + Zbr_{ij} \cdot \tanh(\gamma_{dij} \cdot d_{ij})} \quad (\text{II.39})$$

Dans (II.39), Zbr_{ij} est la charge sur le terminal de la branche j connectée au nœud i et Zd_{cij} est l'impédance caractéristique de la branche j connectée au nœud i .

Nous donnons ici les formulations correspondant à une dérivation se terminant sur un Court-Circuit CC (II.40), un Circuit Ouvert CO (II.41) ou une impédance de 50Ω (II.42).

$$Zd_{CC} = Zdc \cdot \tanh(\gamma_d \cdot d) \quad (\text{II.40})$$

$$Zd_{CO} = Zdc \cdot \coth(\gamma_d \cdot d) \quad (\text{II.41})$$

$$Zd_{50} = Zdc \cdot \frac{50 + Zdc \cdot \tanh(\gamma_d \cdot d)}{Zdc + 50 \cdot \tanh(\gamma_d \cdot d)} \quad (\text{II.42})$$

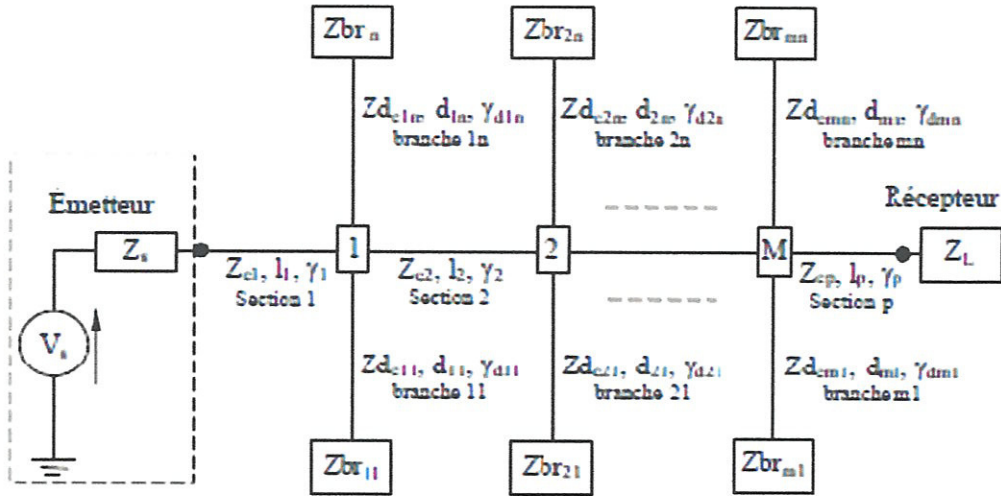


Figure II.9. Réseau électrique avec des branches distribuées (M nœuds et N dérivations).

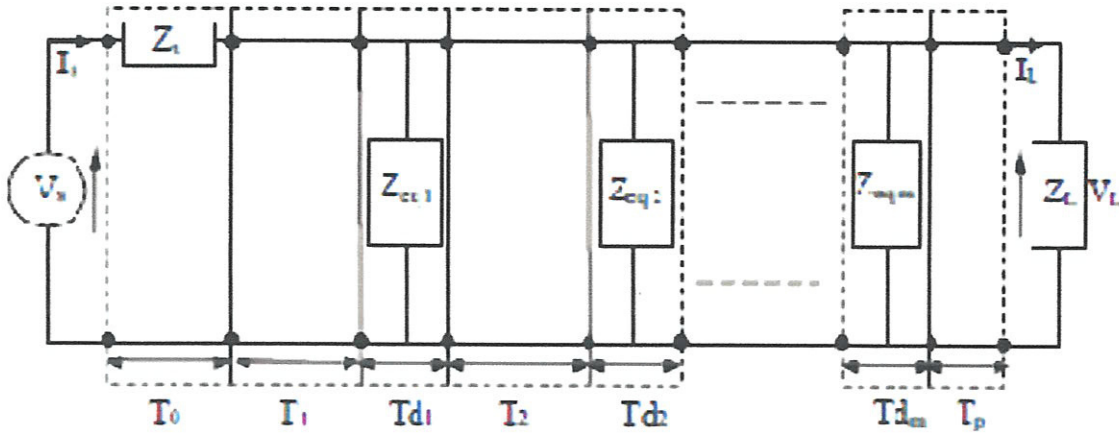


Figure II.10. Circuit équivalent du réseau électrique de deux-ports avec des branches distribuées.

Enfin, les paramètres (T_{11} , T_{12} , T_{21} et T_{22}) nous permettent de calculer deux quantités importantes : la fonction de transfert généralisée (rapport de V_L à V_s) et l'impédance d'entrée du réseau avec les branches distribuées sont :

$$H(f) = \frac{Z_L}{T_{11} \cdot Z_L + T_{12} + T_{21} \cdot Z_s + T_{22} \cdot Z_s} \quad (\text{II.43})$$

$$Z_{ent} = \frac{T_{11} \cdot Z_L + T_{12}}{T_{21} \cdot Z_L + T_{22}} \quad (\text{III.44})$$

Signalons que C. R. Paul [9] propose deux représentations pour la mise en équations du réseau mixte basées sur l'utilisation de la matrice chaîne $[\Phi]$.

La représentation à partir de la matrice chaîne peut se faire :

- Par matrice admittance ;
- Par matrice impédance.

Remarque :

Les approches proposées par C. R. Paul, permettent de déterminer les courants (par matrice impédance) ou les tensions (par matrice admittance), alors que celle proposée par S. Kaouche [2] permet de calculer les courants et les tensions en même temps sur l'ensemble du réseau mixte.

V.1.3. Calcul des courants et des tensions aux jonctions

Sachant que les éléments de la matrice chaîne (équation (II-14)) peuvent représenter une ligne multifilaire uniforme, dans le domaine fréquentiel, comme suit :

$$[V(L)] = [\Phi_{11}] \cdot [V(0)] + [\Phi_{12}] \cdot [I(0)] \quad (\text{II.45})$$

$$[I(L)] = [\Phi_{21}] \cdot [V(0)] + [\Phi_{22}] \cdot [I(0)] \quad (\text{II.46})$$

Supposons, par exemple, que nous désirons caractériser les réseaux d'extrémités d'un tube. Pour cela, nous considérons le tube i liant le réseau p au réseau q (q et p extrémités du tube i), comme il est illustré en figure(II.11).

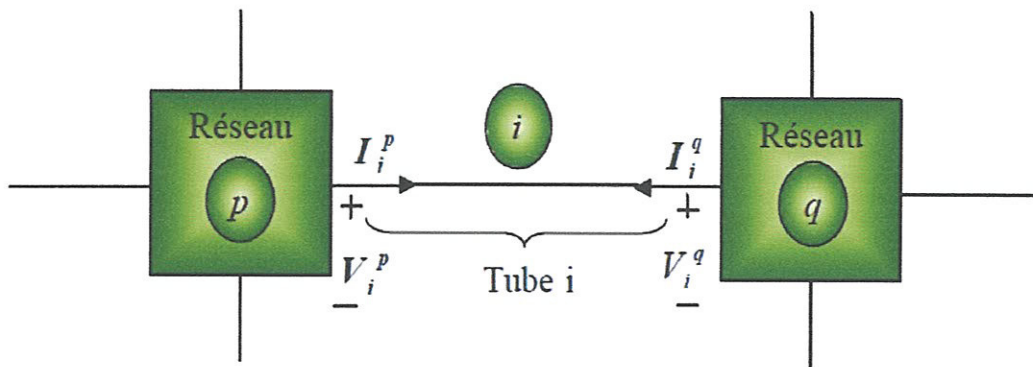


Figure II.11. Définition des tensions et des courants aux extrémités d'un tube individuel.

Les vecteurs de courants et de tensions aux deux extrémités du tube i données par :

$$\left[\underline{I}_i^p \right], \left[\underline{V}_i^p \right], \left[\underline{I}_i^q \right], \left[\underline{V}_i^q \right] \quad (\text{II.47})$$

Où les indices indiquant le tube ou les réseaux aux extrémités de tube sont positionnés comme suit [9]:

$$\left[\underline{V}_{\text{tube}}^{\text{réseau d'extrémité d'interconnexion}} \right]$$

$$\left[\underline{I}_{\text{tube}}^{\text{réseau d'extrémité d'interconnexion}} \right]$$

En utilisant cette notation, la représentation via la matrice chaîne $[\phi]$ (équation (II.45) et (II.46)) devient comme suit :

$$\left[\underline{V}_i^q \right] = \left[\underline{\phi}_{11 i} \right] \cdot \left[\underline{V}_i^p \right] + \left[\underline{\phi}_{12 i} \right] \cdot \left[\underline{I}_i^p \right] \quad (\text{II.48})$$

$$\left[\underline{I}_i^q \right] = \left[\underline{\phi}_{21 i} \right] \cdot \left[\underline{V}_i^p \right] + \left[\underline{\phi}_{22 i} \right] \cdot \left[\underline{I}_i^p \right] \quad (\text{II.49})$$

A partir des deux équations précédentes (II.48) et (II.49), nous avons l'équation matricielle suivante :

$$\left[1_{2n} \right] \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_i^q \\ \underline{I}_i^q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left[\underline{\phi}_{11 i} \right] & \left[\underline{\phi}_{12 i} \right] \\ \left[\underline{\phi}_{21 i} \right] & \left[\underline{\phi}_{22 i} \right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_i^p \\ \underline{I}_i^p \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{II.50})$$

Où :

$\left[1_{2n} \right]$: Matrice identité d'ordre $2n$ (n : nombre de conducteurs constituent le tube) ;

V.1.3.1. Représentation des réseaux localisés

Intéressons nous maintenant, à la caractérisation des réseaux d'extrémités et d'interconnexion.

Cette caractérisation doit être assez générale pour inclure les cas de situations possibles pouvant se présenter dans les réseaux d'extrémités et d'interconnexion.

Nous notons :

- les circuits ouverts ;
- les courts-circuits ;
- les circuits équivalents de Thévenin ou de Norton ;
- les connexions directes ;

La *combinaison des théorèmes de Thévenin et de Norton*, permet une mise en équations appropriée des réseaux localisés.

Supposons, par exemple, que nous désirons caractériser le réseau d'interconnexion 'q', qui effectue l'interconnexion des trois tubes : i, j et k, comme il illustré en figure (II.12).

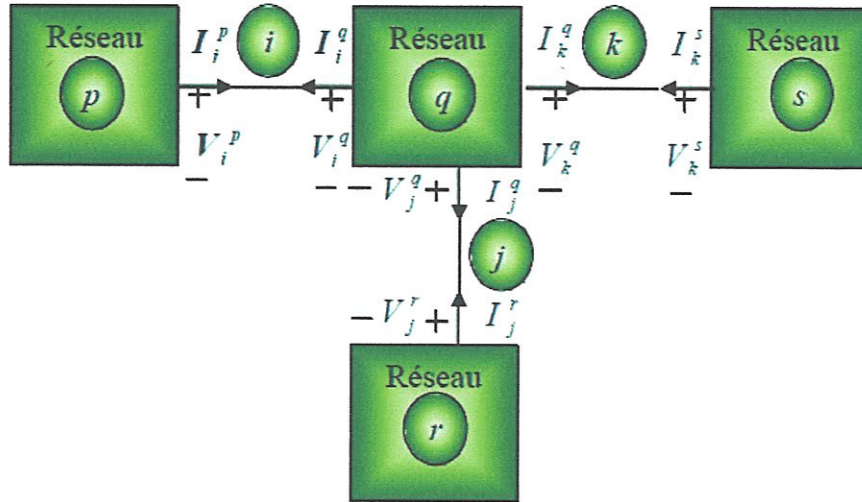


Figure II.12. Définition des tensions et des courants dans un réseau de transmission.

Les tensions et les courants de ces tubes, en ce réseau q, peuvent être liés entre eux par la relation matricielle (combinaisons des théorèmes de Thévenin et de Norton) suivante [9] :

$$[Y_i^q] \cdot [V_i^q] + [Z_i^q] \cdot [I_i^q] + [Y_j^q] \cdot [V_j^q] + [Z_j^q] \cdot [I_j^q] + [Y_k^q] \cdot [V_k^q] + [Z_k^q] \cdot [I_k^q] = [P^q] \quad (\text{II.51})$$

Ou :

$[Y_i^q], [Y_j^q], [Y_k^q]$: Matrices résultantes de l'application des lois de Kirchhoff (KVL et KCL) dans les réseaux q, qui peuvent contenir les valeurs : 0, 1, -1 ou des admittances suivant la topologie du réseau.

$[P^q]$: Vecteur contenant les sources équivalentes de Thévenin ou/et Norton.

L'équation (II.51) peut être généralisée pour un réseau q qui relie n tubes ; elle devient:

$$\sum_{l=1}^n ([Y_l^q] \cdot [V_l^q] + [Z_l^q] \cdot [I_l^q]) = [P^q] \quad (\text{II.52})$$

Remarque :

Cette relation générale (II.52) s'applique à un réseau d'interconnexion (qui est généralement plus complexe qu'un réseau d'extrémité) et à un réseau d'extrémité. Il faut noter aussi, que le nombre total des équations dans cette expression est égale au nombre des conducteurs incident dans le réseau en question (nombre des nœuds) [9].

La représentation par la relation (II.52) a pour but d'introduire la loi des tensions de Kirchhoff (KVL), la loi des courants de Kirchhoff (KCL) et les relations qui sont imposées par les interconnexions particulières dans le réseau étudié.

V.1.3.2. Mise en équation du réseau mixte

Le dernier élément du processus, après les deux représentations concernant les tubes et les réseaux localisés (nœuds), est la *combinaison* de la représentation par les éléments de la matrice chaîne f des tubes et les relations imposées par les *réseaux d'extrémités et d'interconnexion*. Cette étape va nous permettre de définir une matrice $[A]$ composée de deux sous matrices.

$$[A] = \begin{bmatrix} [A_1] \\ [A_2] \end{bmatrix} : \text{Matrice de représentation topologique du réseau ;}$$

$[A_1]$: Sous matrice déduite de la représentation par matrice f ;

$[A_2]$: sous matrice déduite des lois de Kirchhoff (KCL et CVL) pour les jonctions (réseaux d'extrémités et d'interconnexion).

Une fois la matrice $[A]$ construite, les tensions et les courants seront déterminés en résolvant le système d'équations (figure II.13) :

$$[A] \cdot [X] = [B] \tag{II.53}$$

Nous permet de déduire les grandeurs électriques recherchées.

Avec :

$[X]$: vecteur des inconnues (tensions et courants aux nœuds) ;

$[B]$: vecteur source (source de tension et / ou de courant).

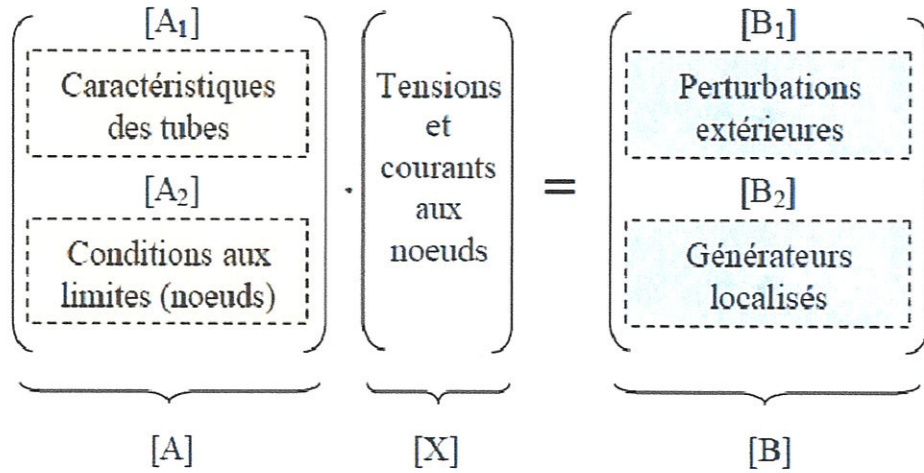


Figure II.13. Le système matriciel à résoudre.

V.2. Rayonnement HF des antennes filiformes

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale d'un champ électrique et magnétique en un point de l'espace entraîne (ou est due à) l'existence ou la variation dans le temps d'un autre champ au même point de l'espace. Il s'agit là de leurs formes locale ou encore différentielle et intégrale.

V.2.1 Equations de Maxwell en régime temporel

En tout point de l'espace qui n'est pas situé sur une surface de séparation entre deux milieux, c'est-à-dire, dans un milieu linéaire, homogène, et isotrope (L.H.I), les phénomènes électromagnétiques sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell. Les équations de Maxwell traduisent plusieurs phénomènes: la conservation de la charge, la loi de Faraday et les caractéristiques des milieux [20]. Sous leur forme différentielle en absence des courants d'excitation et des courants d'aimantation, elles sont données par (II.54), (II.55), (II.56) et (II.57) (toutes les grandeurs sont considérées au même point P , au même instant t) [21].

$$\nabla_{\mathbf{x}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.54})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.55})$$

$$\nabla_{\mathbf{x}} \vec{H} = \vec{j}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.56})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_l \quad (\text{II.57})$$

Les grandeurs qui apparaissent dans ces équations sont les champs électromagnétiques, définis comme suit :

\vec{E} : est le champ électrique [V/m] ;

\vec{D} : est l'induction électrique [A. S/m²] ;

\vec{B} : est l'induction magnétique [T] ;

\vec{H} : est le champ magnétique [A/m] ;

ρ_l : représente la densité volumique de charge libre [A.S/m³] ;

\vec{j}_c : représente le vecteur densité volumique du courant de conduction [A/m²].

V.2.2. Équations constitutives d'un milieu LHI

Ainsi pour définir complètement le phénomène électromagnétique à l'intérieur de ce milieu (linéaire, homogène, et isotrope (L.H.I)), caractérisé de point de vue électromagnétique par une conductivité électrique σ [S/m], une permittivité électrique ε [F/m] et une perméabilité magnétique μ [H/m], on rajoute aux équations précédentes les lois de comportement de ce milieu ainsi que la loi d'Ohm.

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{II.58})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.59})$$

$$\vec{j}_c = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.60})$$

On note $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ la permittivité relative du milieu et ε_0 la permittivité du vide. On note $\mu_r = \mu/\mu_0$ la perméabilité relative du milieu et μ_0 la perméabilité du vide.

V.3. Formalisme de Schelkunoff pour une antenne filiforme

Le phénomène de rayonnement est une conséquence directe de la propagation des ondes électromagnétiques. Les sources les plus simples de rayonnement sont le dipôle électrique et le dipôle magnétique.

Le calcul du champ électromagnétique rayonné par une antenne filiforme a été l'objet de plusieurs travaux.

Le premier Banos propose de considérer l'antenne filaire comme une succession finie d'éléments dipolaires. Le principal inconvénient de ce modèle est le nombre de dipôles très élevé qui doit être obtenue en masquant la propagation le long de l'antenne pour des fréquences élevées.

Par suite Carson a montré que le cas des lignes longues peut être traité en les considérant constitués d'un nombre infini de dipôles. Cette démarche conduit à des expressions analytiques intégrales similaires aux Intégrales de Sommerfeld dans leur aspect mathématique.

Bien plus tard en 1956, en utilisant le principe de propagation le long d'une ligne de transmission et les théorèmes fondamentaux de l'électromagnétisme, Schelkunoff a proposé un formalisme adopté aux lignes longues de mise en œuvre simplifiée. C'est ce dernier concept que nous utilisons dans notre travail.

V.3.1. Position du problème

L'antenne (ligne de transmission) de longueur $L=Z_2 - Z_1$, $Z_2 > Z_1$ et avec $L \gg a$ (L et a sont respectivement la longueur et le rayon de la ligne), orientée suivant oz , est supposée cylindrique et de rayon négligeable par rapport à la plus petite longueur d'onde (à fréquence très élevée) du signal transmis afin que la ligne puisse être considérée comme une structure filaire (approximation des fils minces). On suppose par ailleurs que le fil est entouré par un milieu, ayant les propriétés ϵ_0 et μ_0

Sachant que pour toute ligne homogène (sans discontinuité) de longueur $L=Z_2 - Z_1$ ($Z_2 > Z_1$) le courant et ses dérivées spatiales sont continus dans l'intervalle $Z_1 < Z < Z_2$

V.3.2. Expression analytique du courant en un point de la ligne [12] :

Soit un conducteur (figure II.14) parcouru par un courant $I(z, \omega)$ harmonique et propagatif. Partant des équations des télégraphistes, on peut montrer que le courant $I(z, \omega)$ satisfait à l'équation d'onde suivante :

$$\frac{d^2 I(z, \omega)}{dz^2} + \gamma^2 \cdot I(z, \omega) = 0 \quad (\text{II.61})$$



Figure II.14. Ligne monophasé parcourue par un courant harmonique.

Après résolution de l'équation d'onde précédente (II.61), on obtient l'expression du courant $I(z, \omega)$:

$$I(z, \omega) = I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{+\gamma z} \quad (\text{II.62})$$

Avec :

I^\pm : sont des constantes d'intégration en courants déterminés par les conditions aux deux extrémités de la ligne.

γ : est la constante de propagation de la ligne, calculée en fonction des paramètres linéiques Z et Y , et s'écrit comme suit :

$$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y} = \alpha + j\beta \quad (\text{III.63})$$

V.3.3. Expression générale du champ électromagnétique par le modèle de Schelkunoff [13]

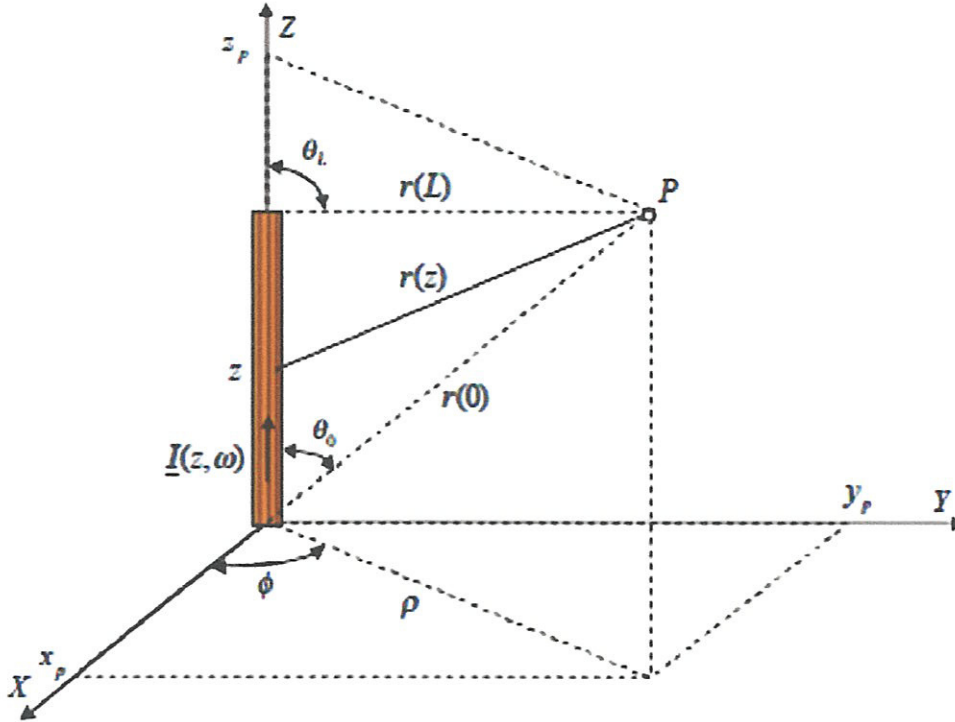


Figure II.15. Illustration graphique des grandeurs utilisées dans les expressions du champ électromagnétique rayonné par une ligne de longueur L .

Schelkunoff a montré que si l'on néglige σ (ce qui est possible dans le cas de l'air), les champs électromagnétiques rayonnés, associés à une structure filaire de longueur L parcourue par un courant harmonique $I(z)$ et se trouvant dans un espace libre, peuvent être déterminés comme suit [13] :

En supposant la ligne sans pertes, ce qui lui permet d'approximer $\gamma = \gamma_0$ et après quelques manipulations Schelkunoff donne les expressions suivantes :

La composante radiale du champ électrique est obtenue comme suit [13] :

❖ Composante longitudinale du champ électrique :

$$E_z = \frac{1}{4\pi j\omega\epsilon_0} \left[I'(0) \frac{e^{-j\gamma_0 r(0)}}{r(0)} - I'(L) \frac{e^{-j\gamma_0 r(L)}}{r(L)} + I(0) \frac{\partial}{\partial z} \left| \frac{e^{-j\gamma_0 r(z)}}{r(z)} \right|_{z=0} - I(L) \frac{\partial}{\partial z} \left| \frac{e^{-j\gamma_0 r(z)}}{r(z)} \right|_{z=L} \right] \quad (\text{II.64})$$

❖ Composante radiale du champ électrique :

$$E_\rho = \frac{1}{4\pi j\omega\epsilon_0\rho} \left[I'(L)e^{-j\gamma_0 L} \cos\theta_L - I'(0)e^{-j\gamma_0 r(0)} \cos\theta_0 + I(0) \left(j\gamma_0 \cos^2\theta_0 - \frac{\sin^2\theta_0}{r(0)} \right) e^{-j\gamma_0 r(0)} - I(L) \left(j\gamma_0 \cos^2\theta_L - \frac{\sin^2\theta_L}{r(L)} \right) e^{-j\gamma_0 r(L)} \right] \quad (\text{II.65})$$

❖ Composante azimutale du champ magnétique :

$$H_\phi = \frac{1}{4\pi\rho} \left[\frac{1}{j\gamma_0} I'(L)e^{-j\gamma_0 r(L)} - \frac{1}{j\gamma_0} I'(0)e^{-j\gamma_0 r(0)} + I(0)e^{-j\gamma_0 r(0)} \cos\theta_0 - I(L)e^{-j\gamma_0 r(L)} \cos\theta_L \right] \quad (\text{II.66})$$

$$E_\phi = H_\rho = H_z = 0 \quad (\text{II.67})$$

Ou :

$$I'(0) = \left| \frac{\partial I(z)}{\partial z} \right|_{z=0} = -YV(0), z=0 \text{ et } I'(L) = \left| \frac{\partial I(z)}{\partial z} \right|_{z=L} = -YV(L), z=L \quad (\text{II.68})$$

Pour déterminer les champs électromagnétiques en coordonnées cartésiennes, nous utilisons la matrice de transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) & 0 \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\rho \\ F_\phi \\ F_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Avec :

$$\cos(\phi) = \frac{x_p}{\rho}, \quad \sin(\phi) = \frac{y_p}{\rho}, \quad \rho = \sqrt{(x_p^2 + y_p^2)} \quad (\text{II.70})$$

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de donner l'ensemble des outils théoriques permettant la modélisation des signaux haute fréquence.

Lors de leur propagation à travers le canal de transmission, les ondes émises sont sujettes à différents phénomènes qui viennent modifier leur forme.

L'utilisation des équations des lignes nécessite par ailleurs une bonne définition des paramètres linéiques.

En fin le formalisme de Schelkunoff nous paraît être le modèle le plus simple pour le calcul de champ électromagnétique émis par une structure filaire parcourue par un signal HF.

Chapitre III

Applications

Introduction

Afin de valider les concepts théoriques que nous avons présentés dans le chapitre précédent, nous proposons quelques applications ; nous donnons tout d'abord des validations de nos calculs et puis nous proposons des études paramétriques.

Nos applications concernent le calcul du transfert du signal CPL indoor à travers un réseau domestique, le calcul du champ électromagnétique rayonné aussi bien par une configuration simple qu'un réseau arborescent.

I. Validation

I.1. Calcul des paramètres linéiques

Soit un câble domestique (figure III.1), dont les données suivantes :

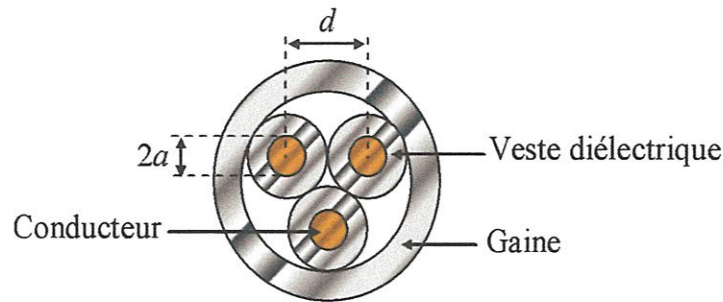


Figure III.1. Section transversale d'un câble domestique

$$\varepsilon_r = \begin{cases} -0.8802 \log_{10}(f) + 8.9964 & , \text{si } 70k \leq f < 5\text{MHz} \\ -3.3333 \cdot 10^{-9} \cdot f + 3.1167 & , \text{si } 5\text{MHz} \leq f < 30\text{MHz} \end{cases}$$

$$\tan \delta = -5.7257 \cdot 10^{-10} \cdot f + 0.06$$

$$\mu_r = 0.9999906$$

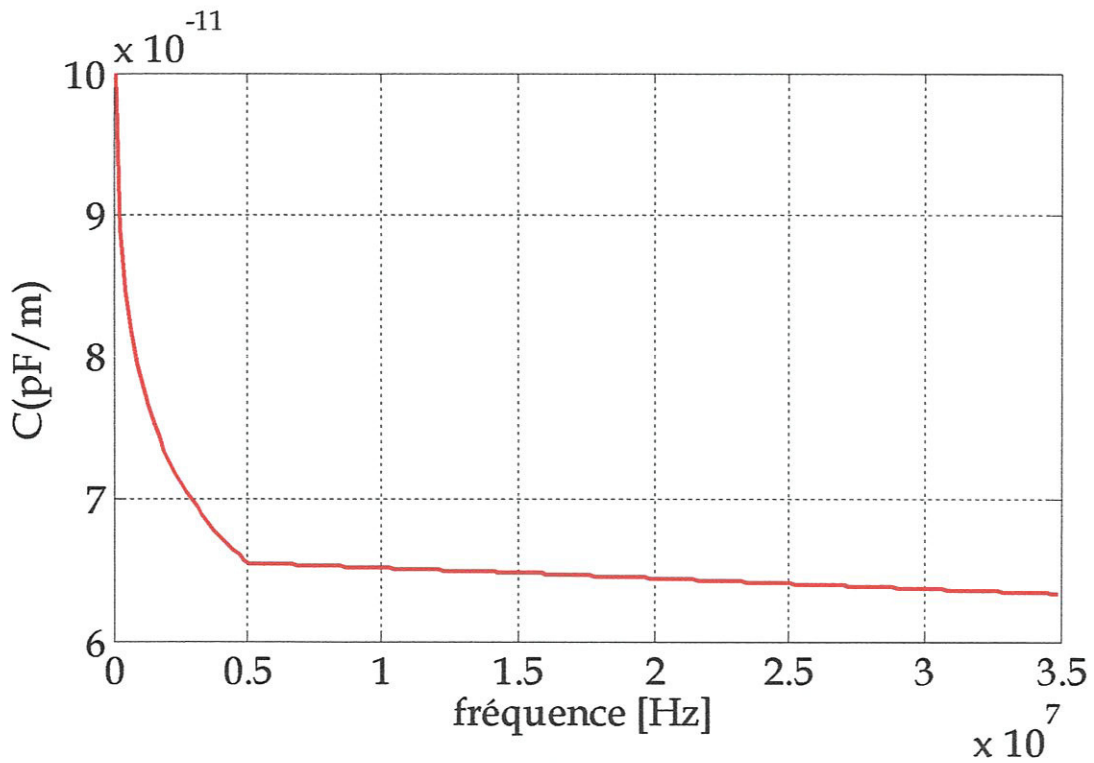
$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7} \text{ H}$$

$$\sigma = 5.5758 * 10^7$$

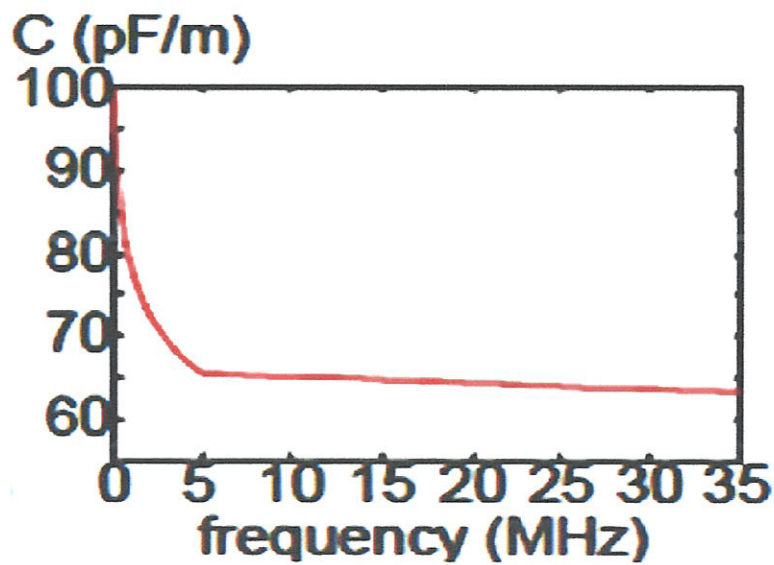
$$\varepsilon_0 = 8.8542 * 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$r = 0.8 \text{ mm}$$

$$d = 3.2 \text{ mm}$$

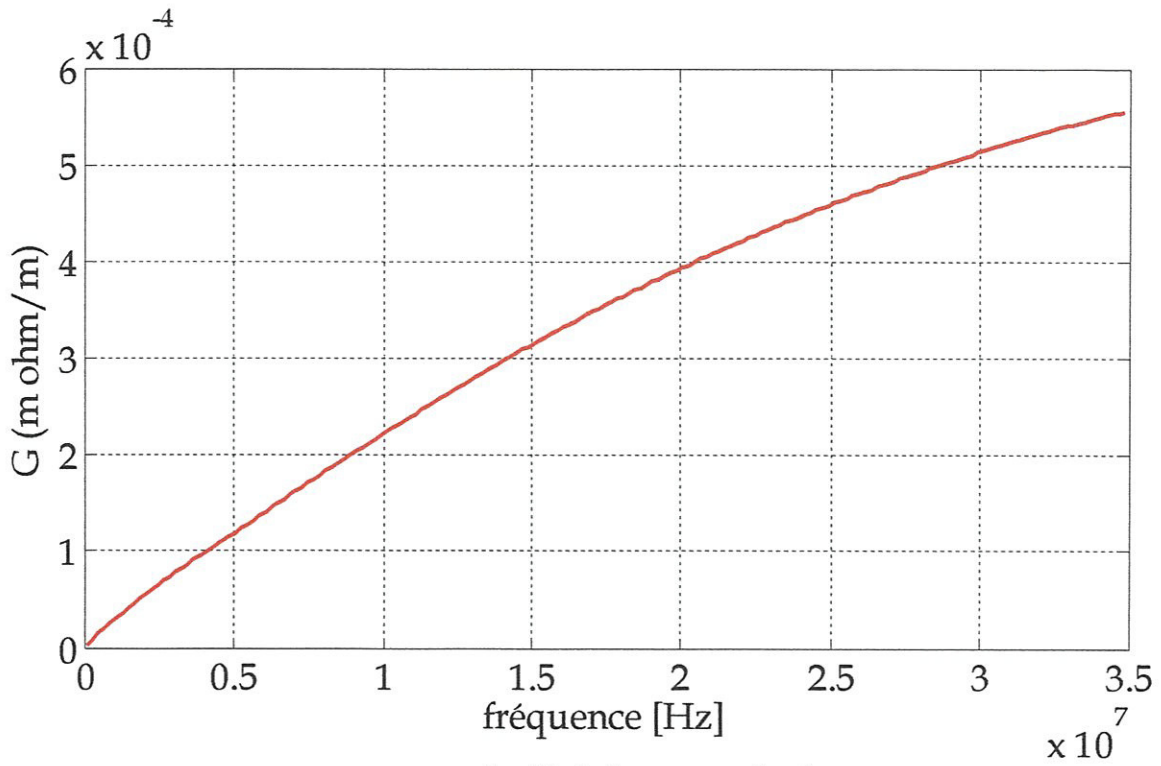


a. résultat de nos calculs.

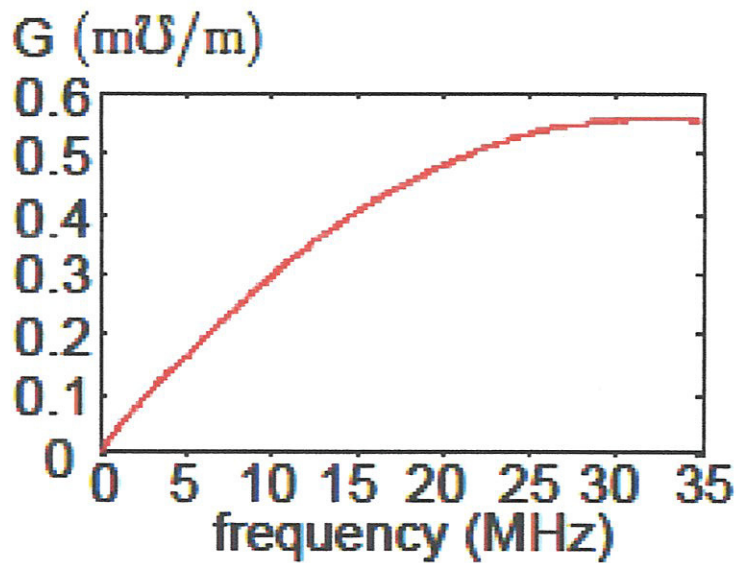


b. Résultat publié [7].

Figure III.2. Variation de la capacité linéique en fonction de la fréquence.

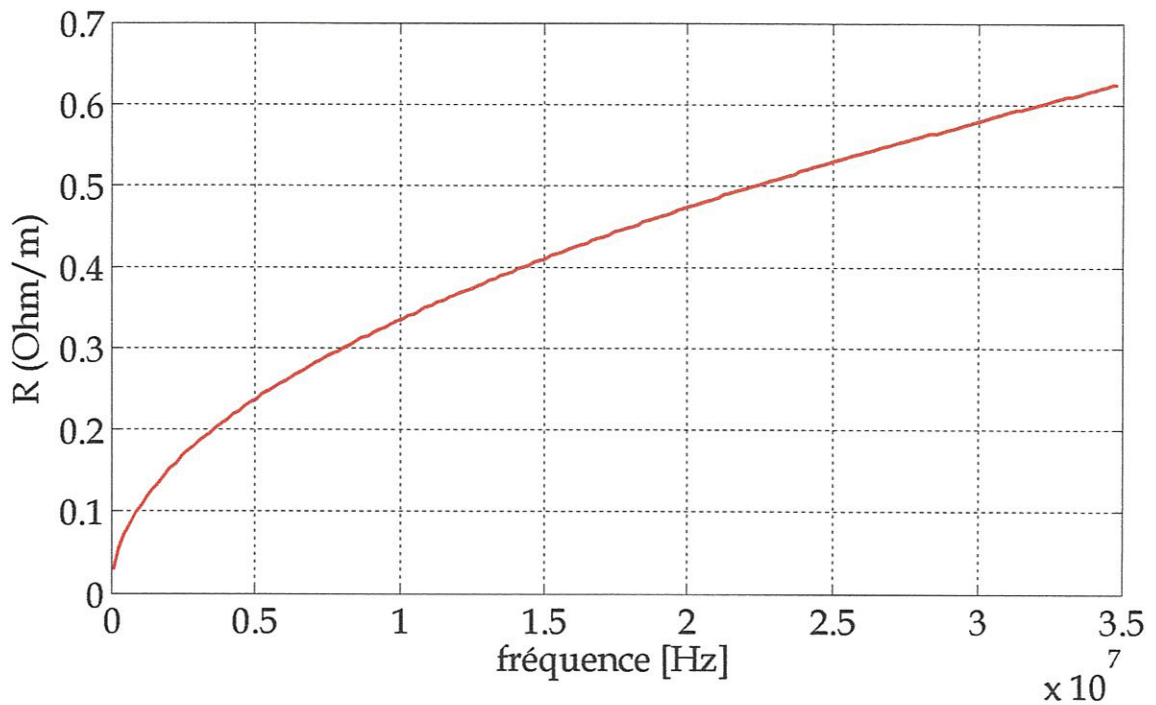


a. résultat de nos calculs.

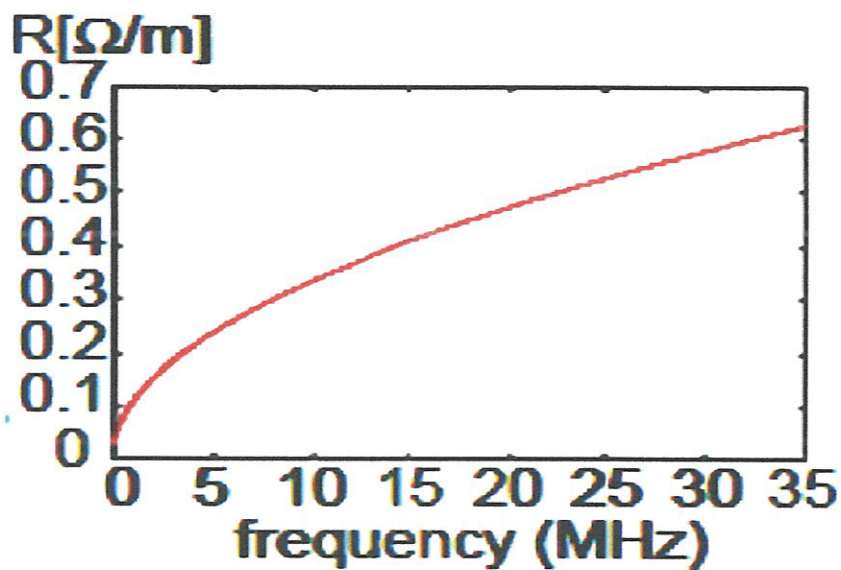


b. Résultat publié [7].

Figure III.3. Variation de la conductance linéique en fonction de la fréquence.

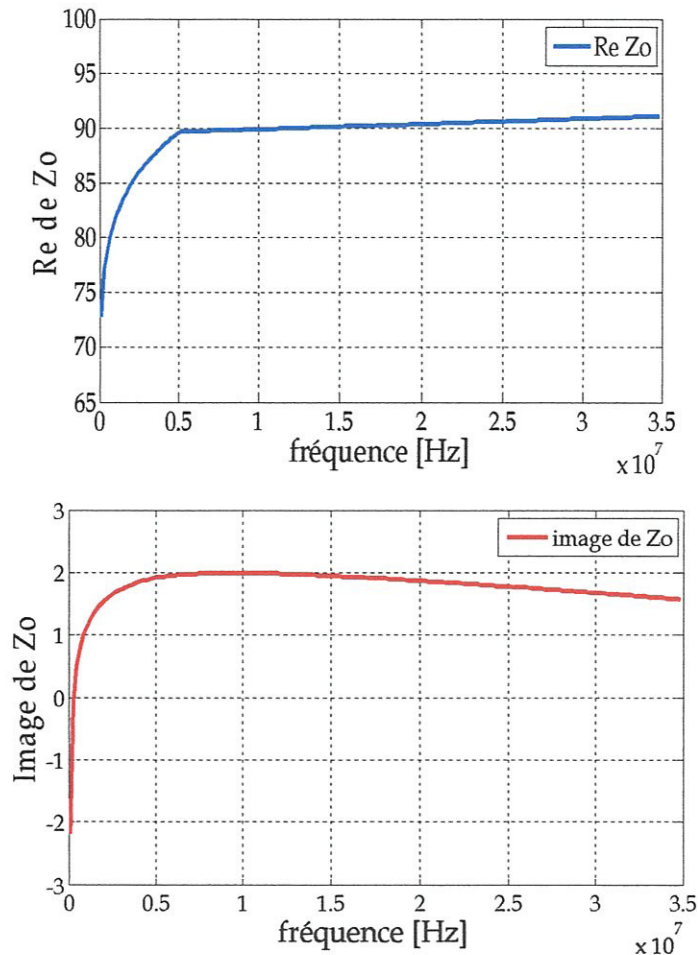


a. résultat de nos calculs.

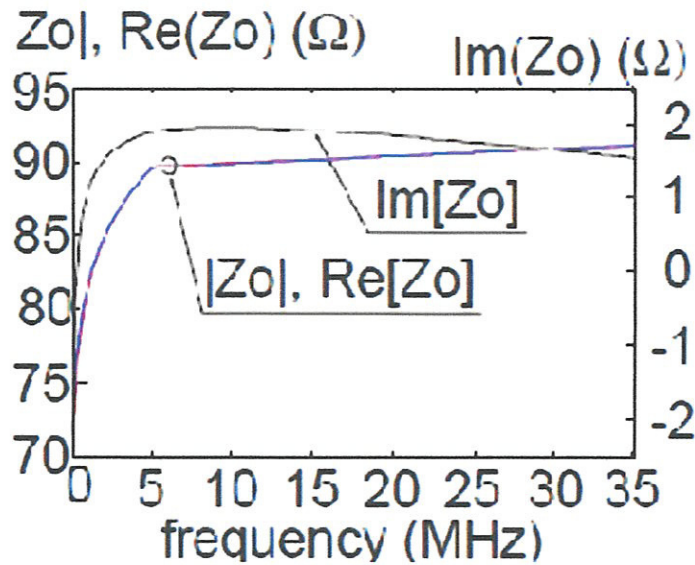


b. Résultat publié [7].

Figure III.4. Variation de la résistance linéique en fonction de la fréquence.



a. résultat de nos calculs.



b. Résultat publié [7].

Figure III.5. Variation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence. Nous remarquons une très bonne concordance entre nos résultats de calculs et les résultats publiés [7]

I.2. Calcul de la fonction de transfert

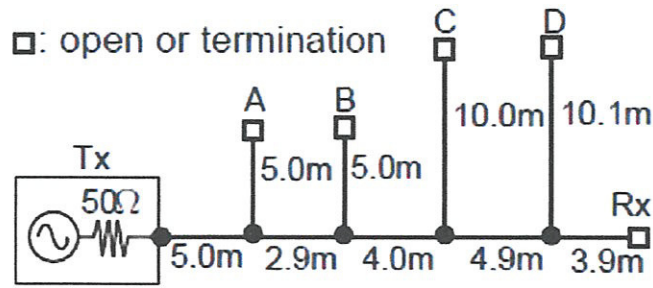
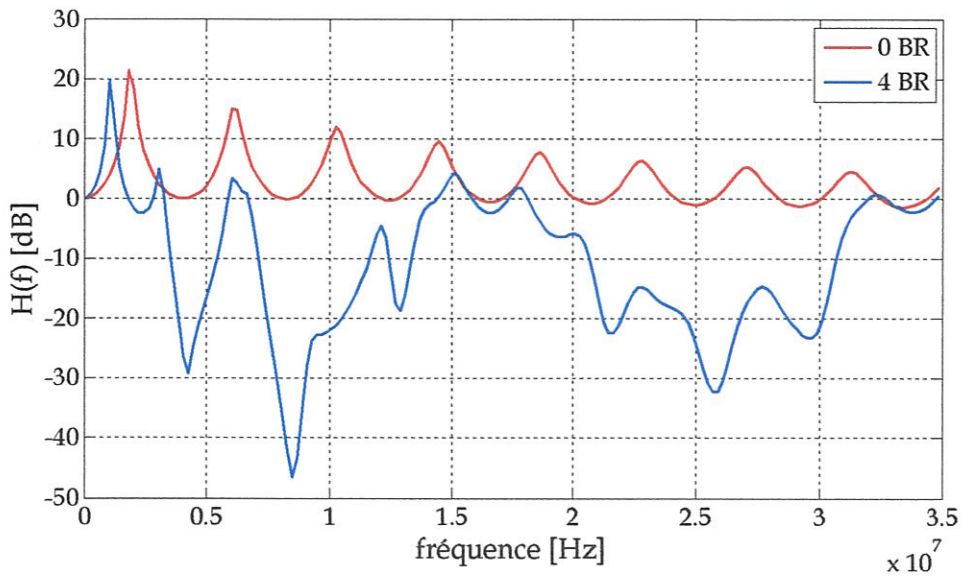
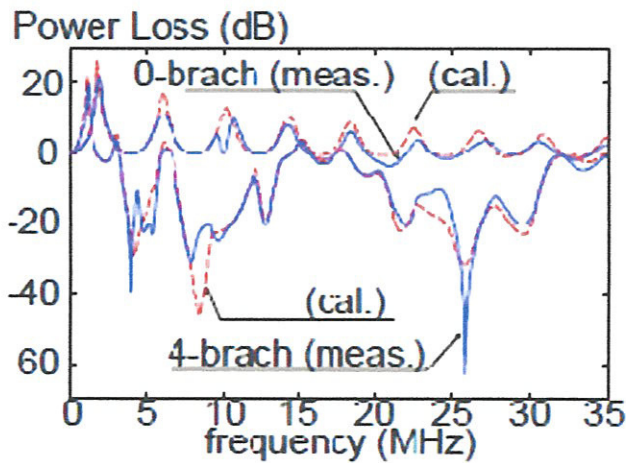


Figure III.6. Configuration à quatre branches utilisée pour la validation



a. résultat de nos calculs.



b. Résultat publié [7].

Figure III.7. Variation de la fonction de transfert en fonction de la fréquence

II. Etude d'un simple câble domestique

Pour les applications que nous réalisons durant cette étude, nous considérons une configuration avec une impédance d'entrée $Z_e = 0$, et un circuit ouvert à la sortie (impédance de sortie $Z_s = \infty$) ce qui est le cas pratique, la longueur de la ligne est égale $L_{lin} = 50$ m.

II.1. Influence de la longueur des branches

II.1.1. Cas d'un réseau a une seule branche

En premier, nous commençons l'étude d'un canal avec une seule branche. La figure III.8 illustre la configuration correspondante, les longueurs principale l_1 et l_2 variant dans l'intervalle de [5 m-45 m], et d_{11} c'est la longueur de la branche l_{br} qui varie suivant les valeurs (5, 10, 15, 20) et la charge Z_{br} à été terminée soit en Circuit Ouvert (CO) soit en Court Circuit (CC).

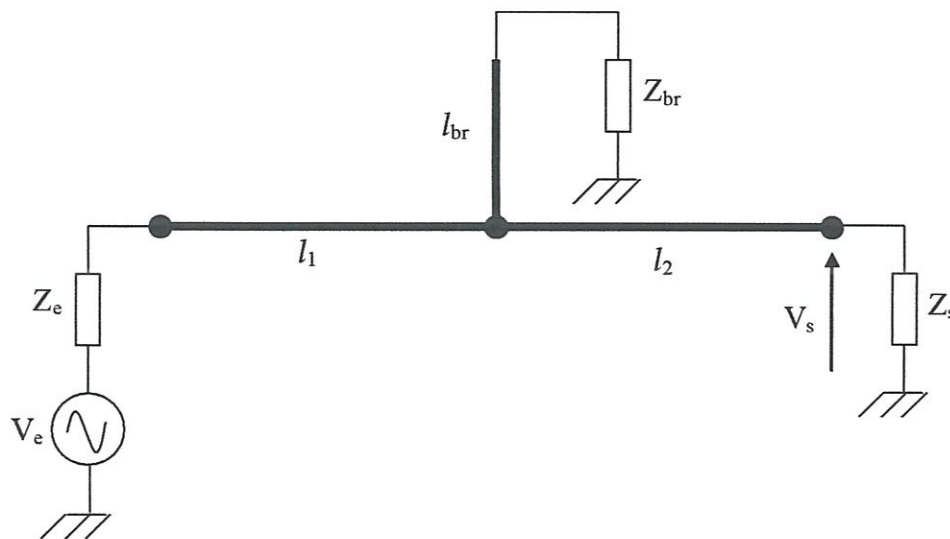


Figure III.8. Configuration du réseau étudié.

Nous choisissons tout d'abord une configuration avec $l_1 = l_2 = 25$ m, c'est-à-dire la branche est située au milieu de la ligne.



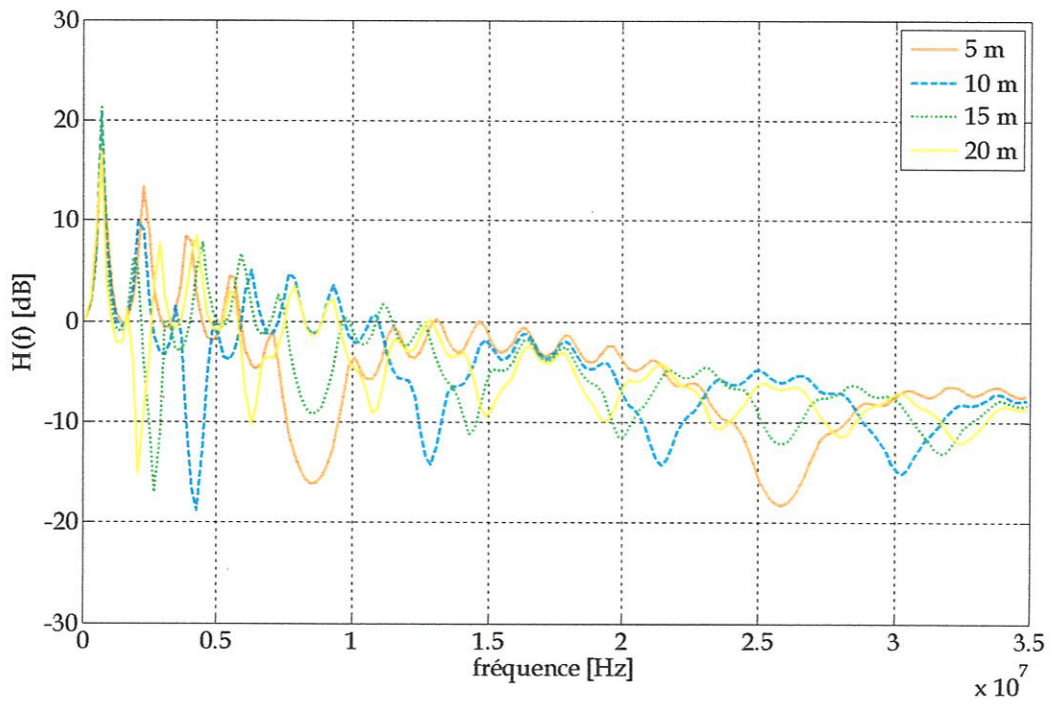


Figure III.9. La fonction du transfert d'une branche en C0 à des longueurs variables.

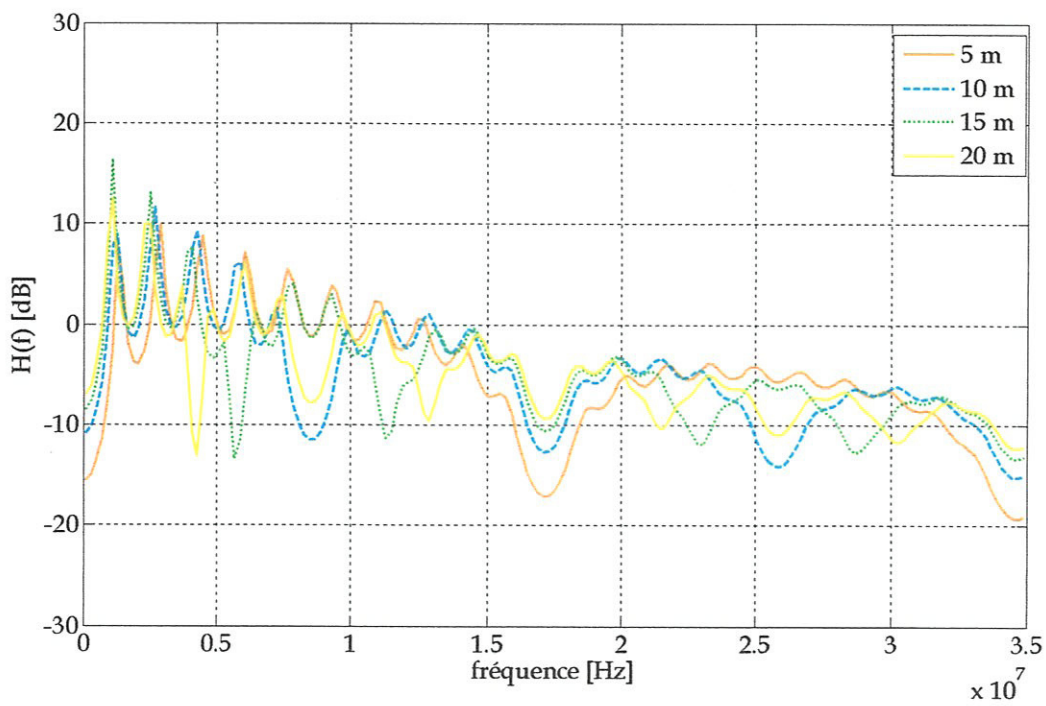


Figure III.10. La fonction du transfert d'une branche en CC à des longueurs variables.

Dans ces deux applications la différence réside dans la nature de la charge Z_{br} (CC ou CO), la configuration géométrique est maintenue la même, nous remarquons une légère différence en amplitude de la fonction de transfert, cependant nous signalons un déplacement des encoches de résonance.

Nous examinons maintenant le cas où la branche est décentré ($l_1 = 5$ m et $l_2 = 45$ m), nous travaillons toujours avec les deux cas de la charge Z_{br} (CC et CO).

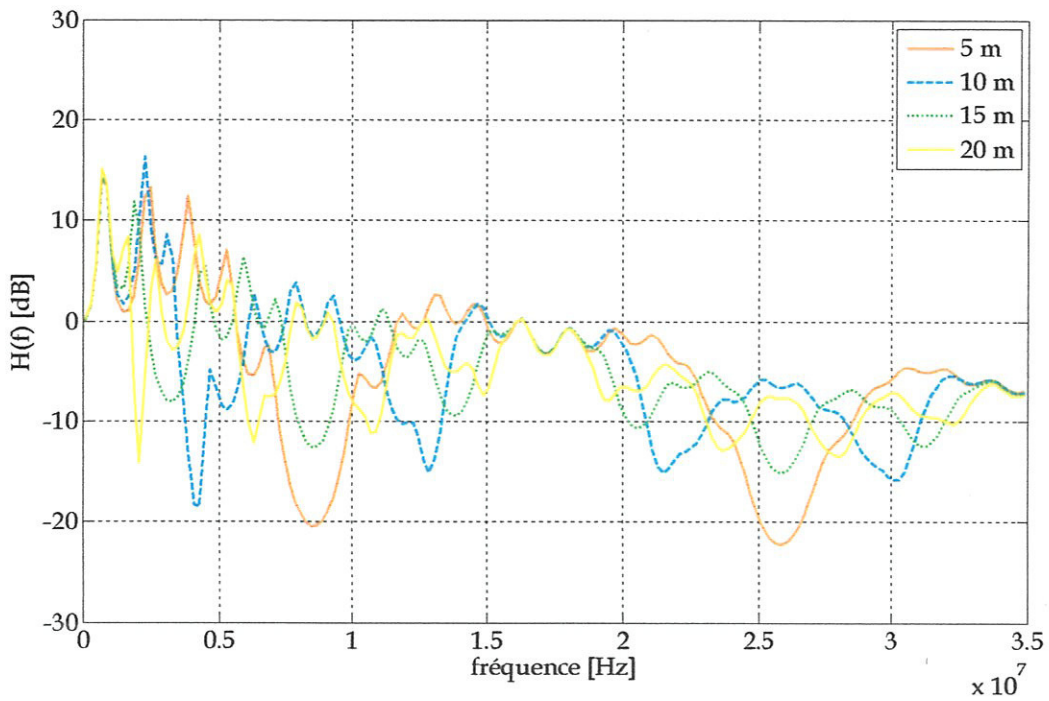


Figure III.11. La fonction de transfert d'une branche C0 à des longueurs variables

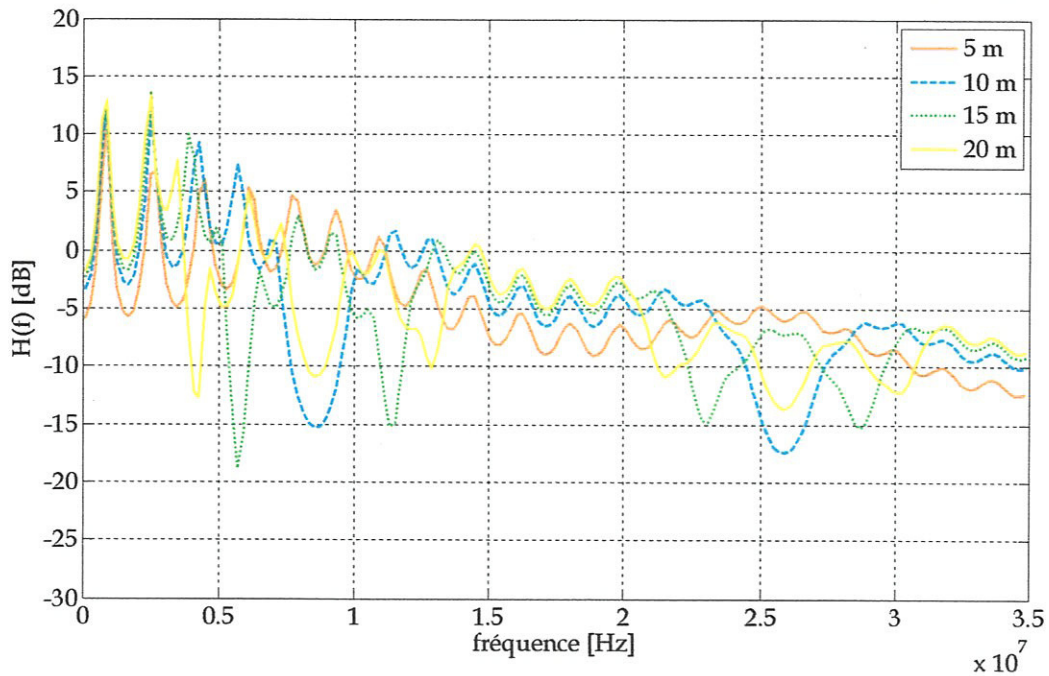


Figure III.12. La fonction de transfert d'une branche en CC à des longueurs variables.

Nous signalons toujours qu'il y a un déplacement des encoches de résonances et une légère différence en amplitude de la fonction de transfert.

II.1.2. Cas d'un réseau à deux branches

Dans ce cas nous examinons le cas d'un réseau avec deux branches situées comme suit :

- Les deux branches sont séparées d'une distance de 20 m successivement.
- La première branche est située à 20 m de la source.

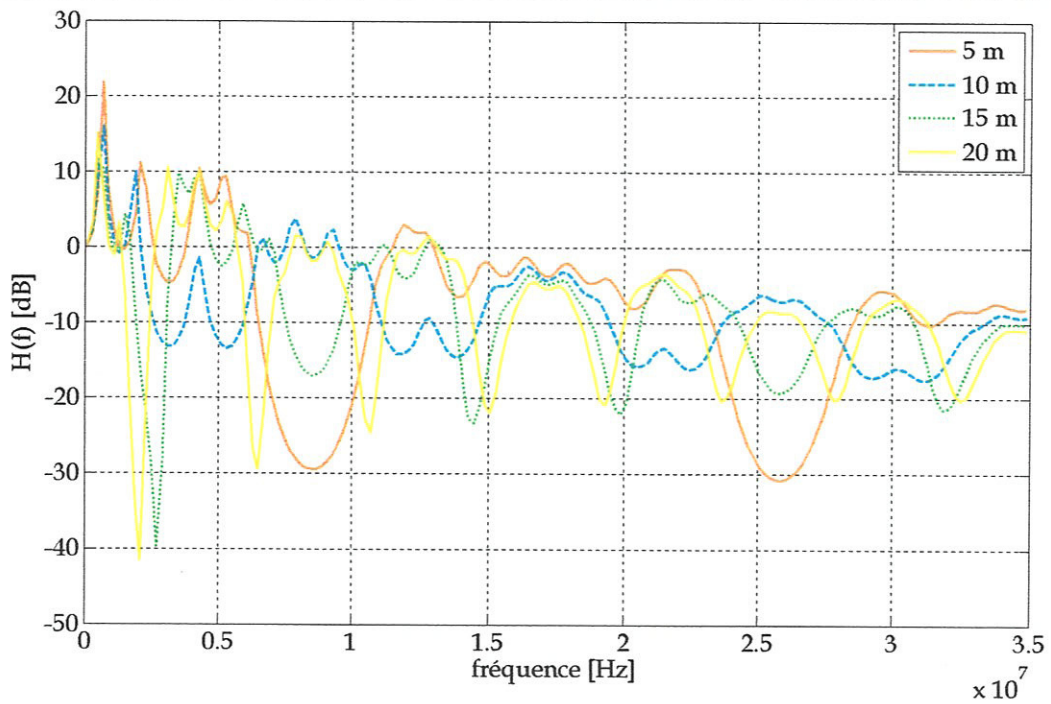


Figure III.13. La fonction de transfert de deux branches en C0 à des longueurs variables.

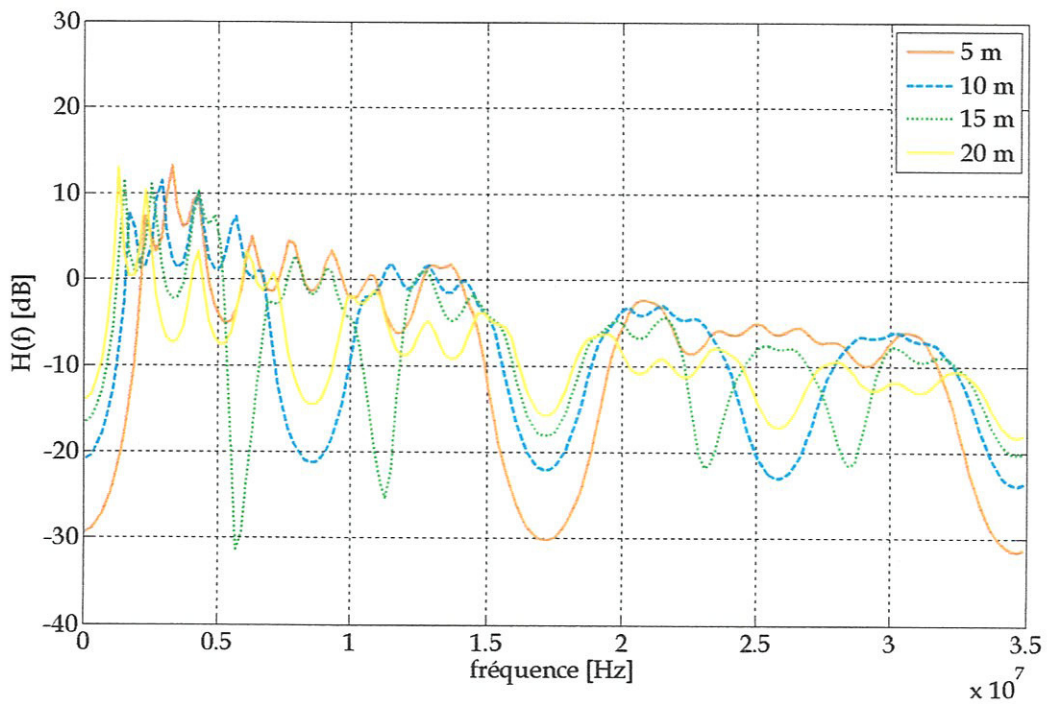


Figure III.14. La fonction de transfert de deux branches en CC à des longueurs variables.

L'analyse de ces résultats montre bien que aussi bien la longueur et le nombre des branches joue un rôle significatif sur l'allure de la fonction de transfert, la charge à l'extrémité de la branche est aussi influente.

II.1.3. Cas d'un réseau a trois branches

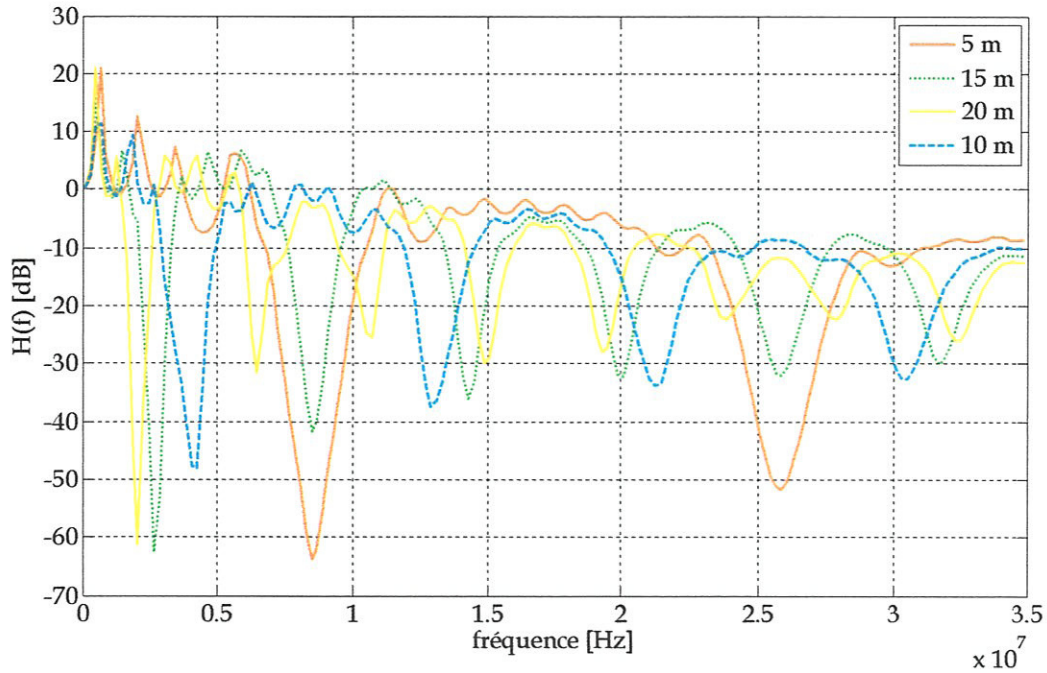


Figure III.15. La fonction de transfert de trois branches en C0 à des longueurs variables.

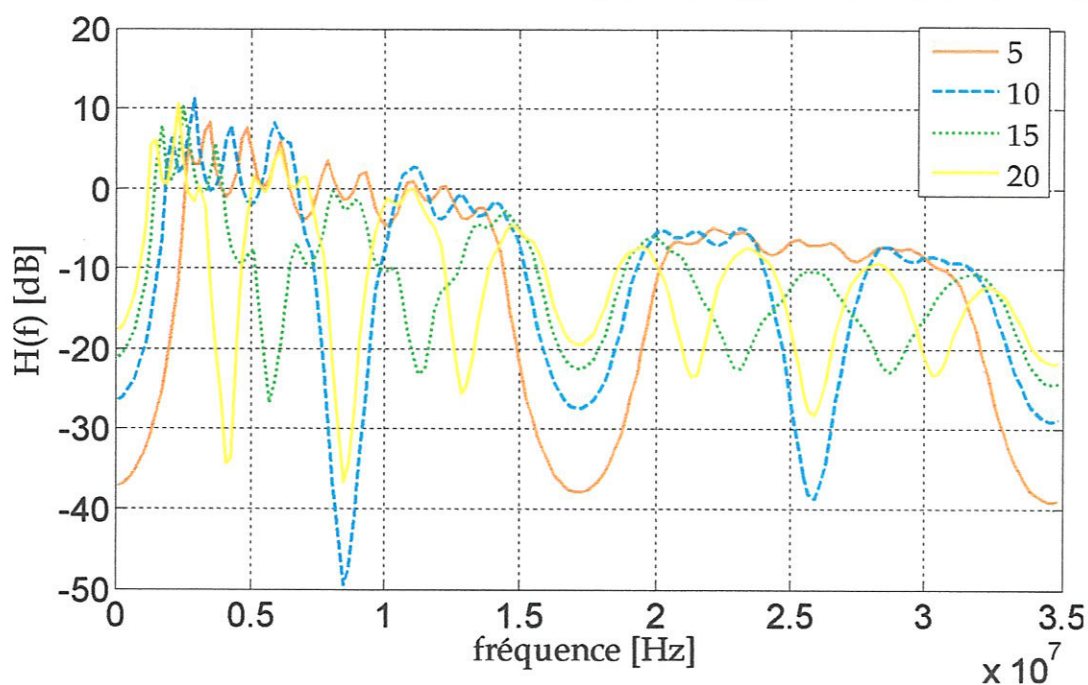


Figure III.16. La fonction de transfert de trois branches en CC à des longueurs variables.

II.1.4. Cas d'un réseau a quatre branches

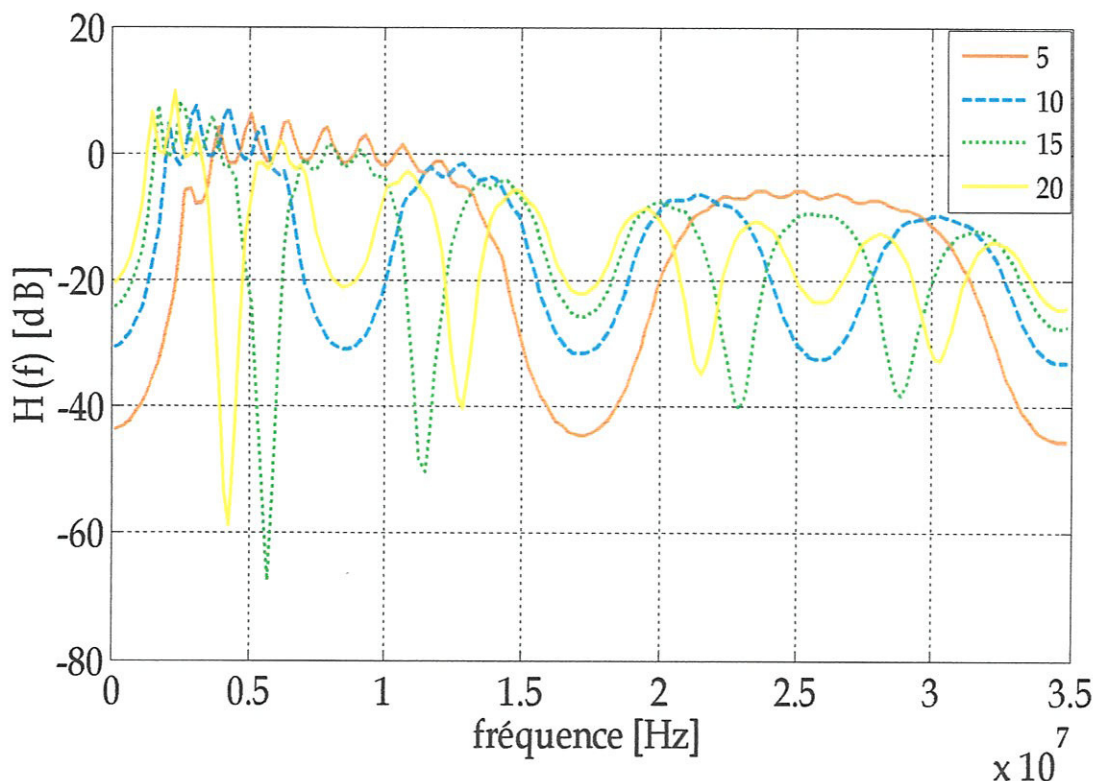


Figure III.17. La fonction de transfert de quatre branches en CC à des longueurs variables.

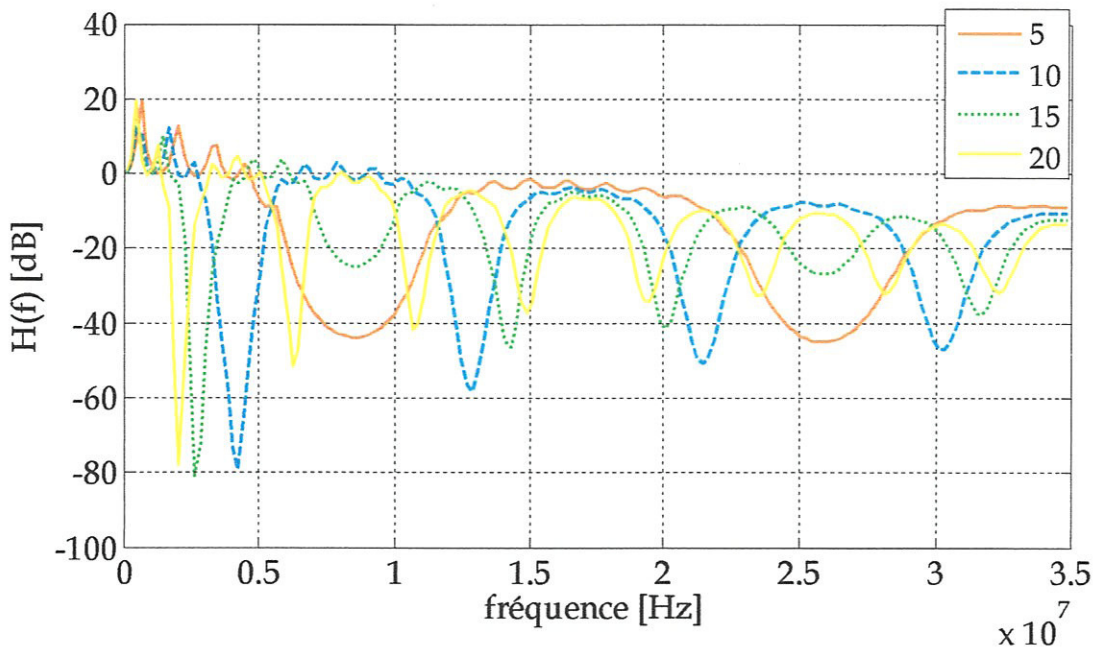


Figure III.18. La fonction de transfert de quatre branches en C0 à des longueurs variables.

Remarque :

1. lorsque en variant la longueur de dérivation, la fonction de transfert ne s'atténue pas, et présente des encoches de la même largeur de bande.
2. lorsque la distance de branche augmente, le nombre de fréquences qui conduisent à une atténuation de 20 dB augmente ce qui réduit la bande passante.

II.2. Influence du nombre des branches

La figure suivante (figure III.19) indique la configuration considérée pour analyser l'effet de nombre de branches.

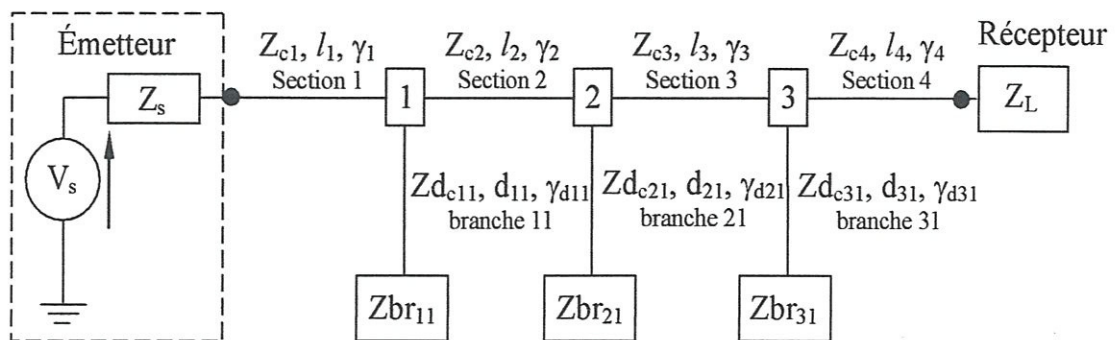


Figure III.19. Réseau électrique avec une branche à chaque nœud.

La longueur de la ligne principale (émetteur- récepteur) à été maintenue à 50 m, avec une, deux, trois et quatre branche distribuée. Toutes les branches ont été de 5 m de longueur et les charges Z_{br11} , Z_{br21} et Z_{br31} sont terminées en C0-CC- et ADA.

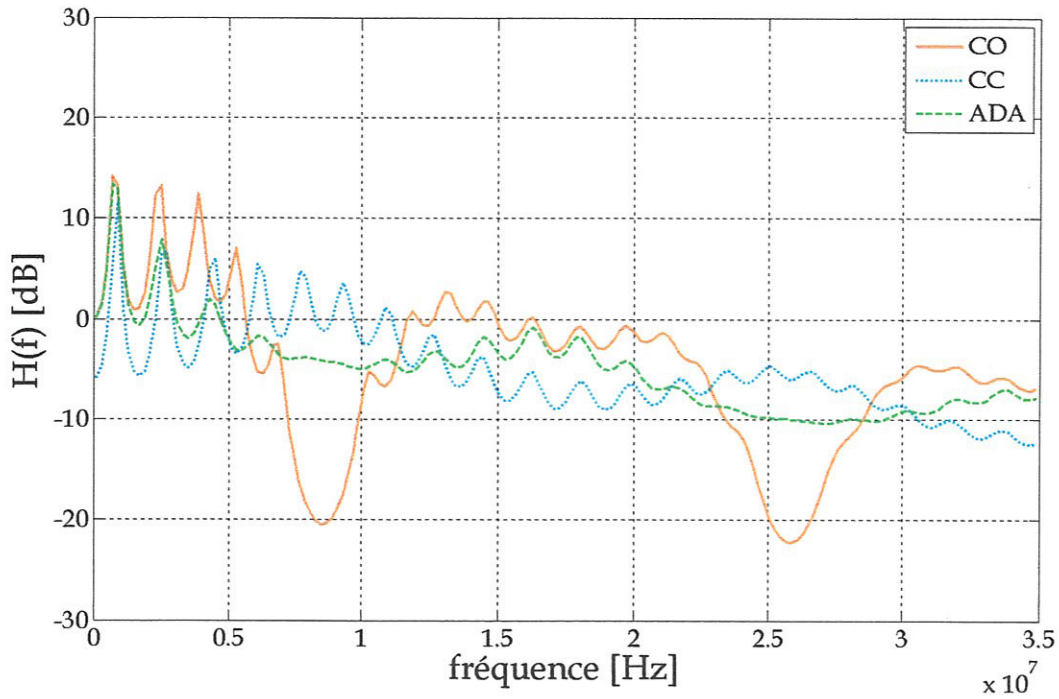


Figure III.20. La fonction de transfert d'une branche de 5 m.

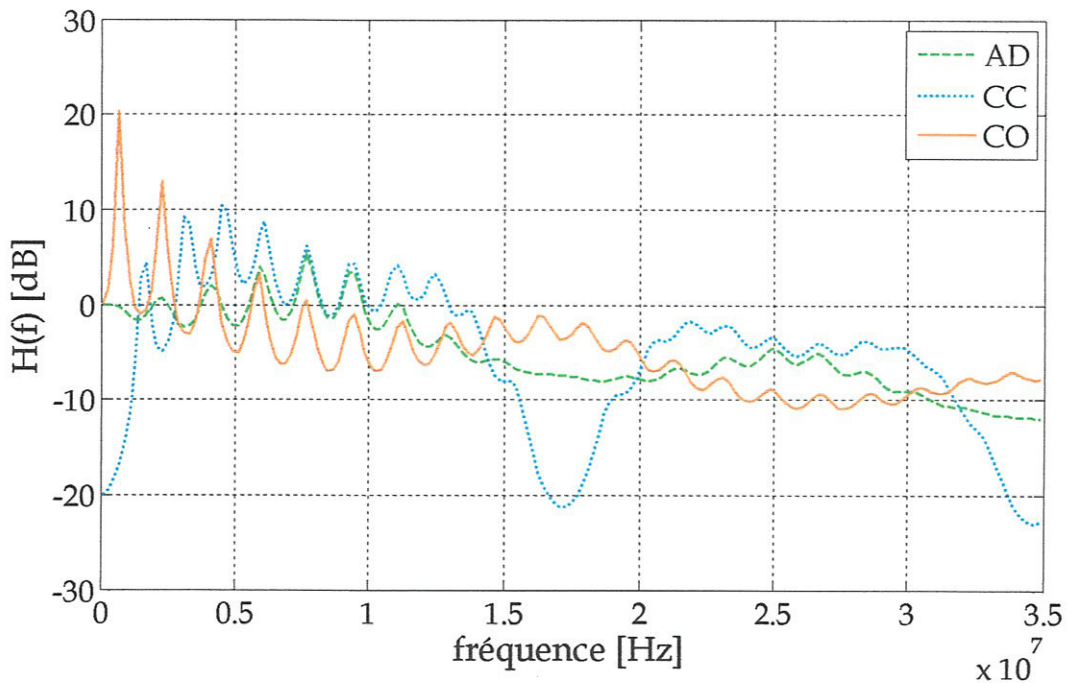


Figure III.21. La fonction de transfert d'une branche de 5 m.

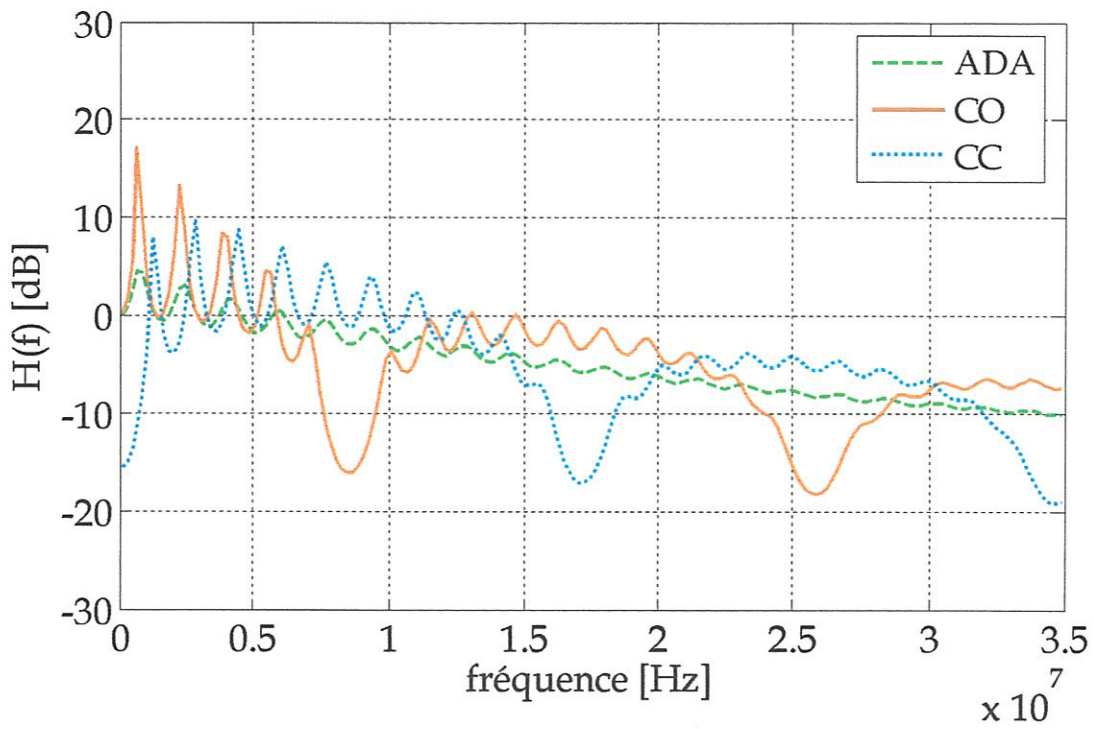


Figure III.22. La fonction de transfert de deux branches de 5 m

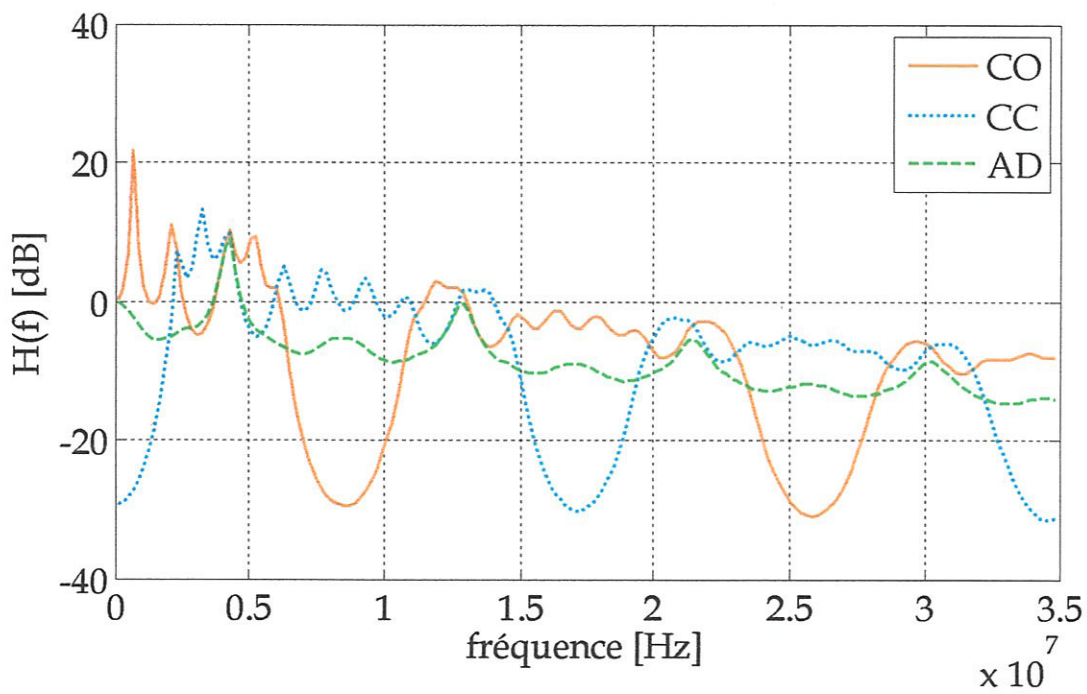


Figure III.23. La fonction de transfert de deux branches de 5 m

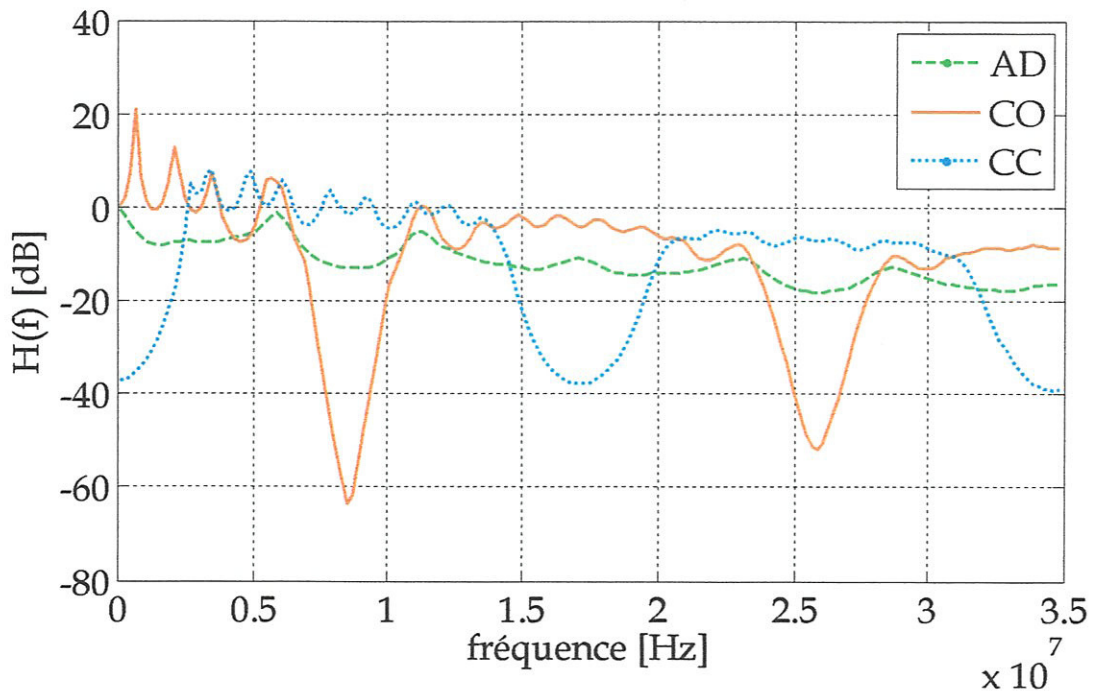


Figure III.24. La fonction de transfert de trois branches de 5 m

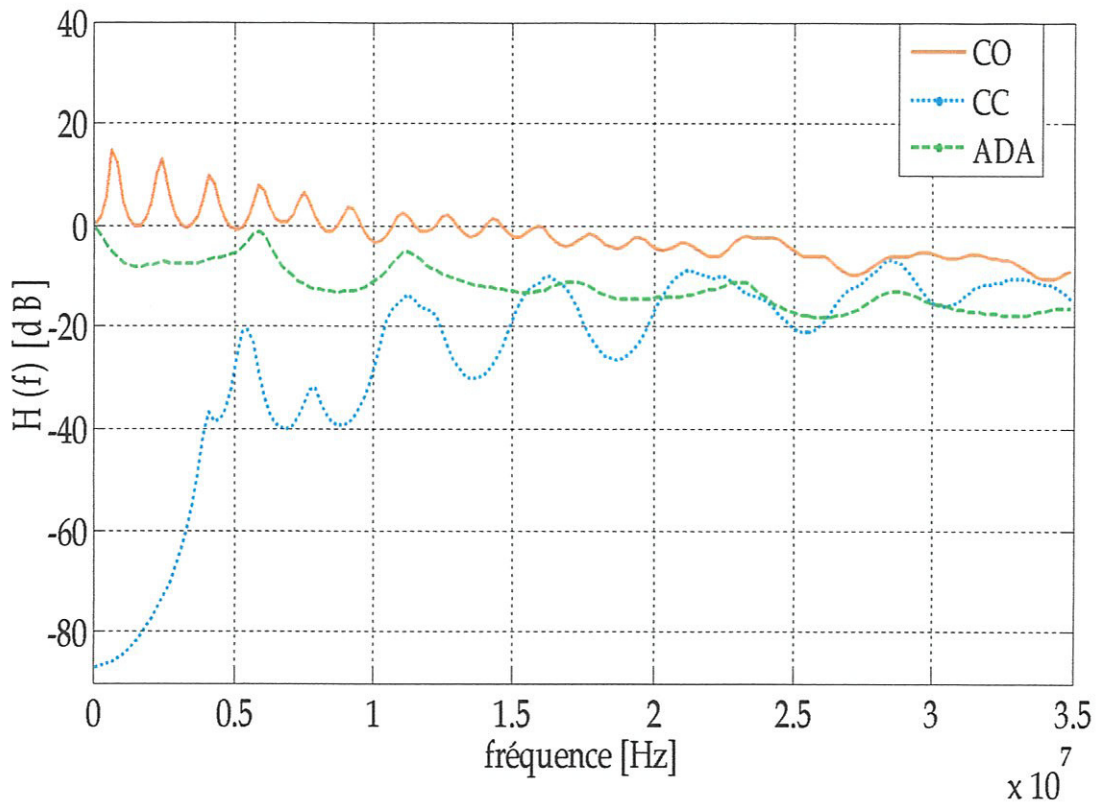


Figure III.25. La fonction de transfert de trois branches de 0.5 m

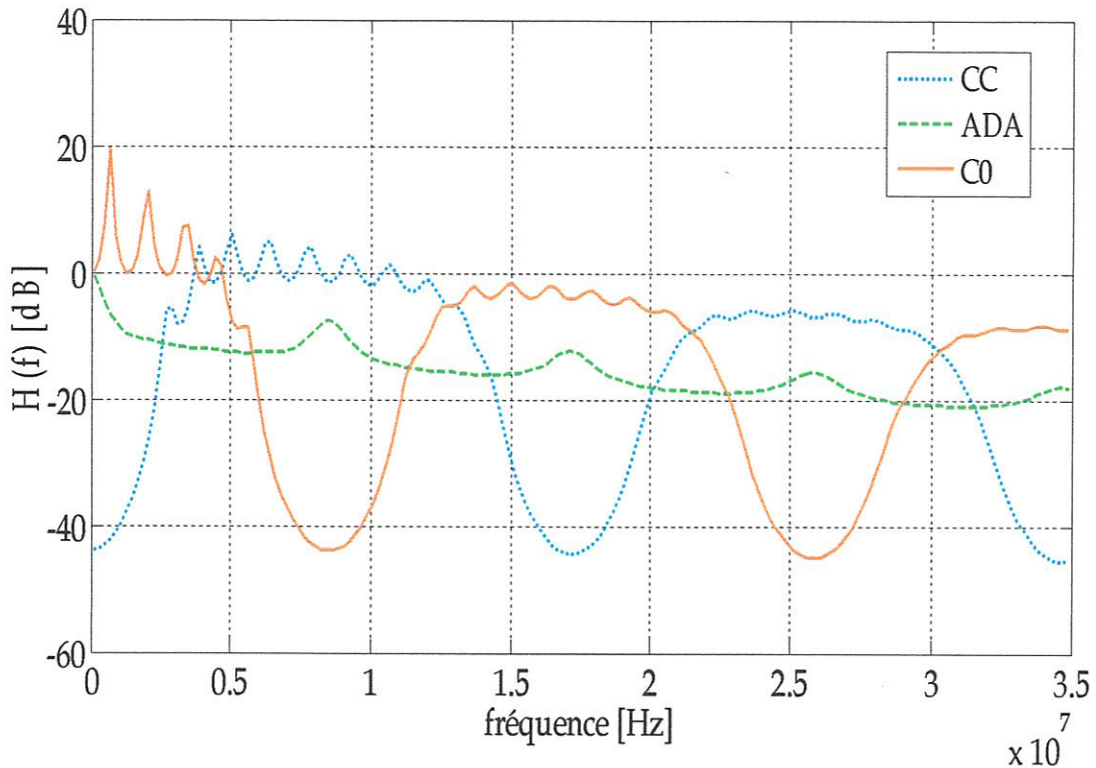


Figure III.26. La fonction de transfert de quatre branches de 5 m.

Nous remarquons bien que l'augmentation du nombre des branches est responsable de l'apparition de nouvelles encoches, cela est justifiable par la théorie générale ; en effet, l'ajout de nouvelles dérivations fait apparaître des réflexions supplémentaires et en conséquences plus d'atténuations du signal CPL.

III. Calcul du champ électromagnétique

III.1. Validation

Afin de valider notre travail théorique, nous proposons en premier de confronter nos résultats de calculs à ceux publiés par R. S. Shi [12], nous considérons un exemple (figure III.27) qui concerne une ligne alimentée à travers un circuit R-L-C par un générateur harmonique ($f = 40\text{kHz}$) de valeur V_s (maximale) de 100volts. Pour différentes valeurs de la longueur L de la ligne, nous calculons le champ électromagnétique au point P (1.5, 0, 200).

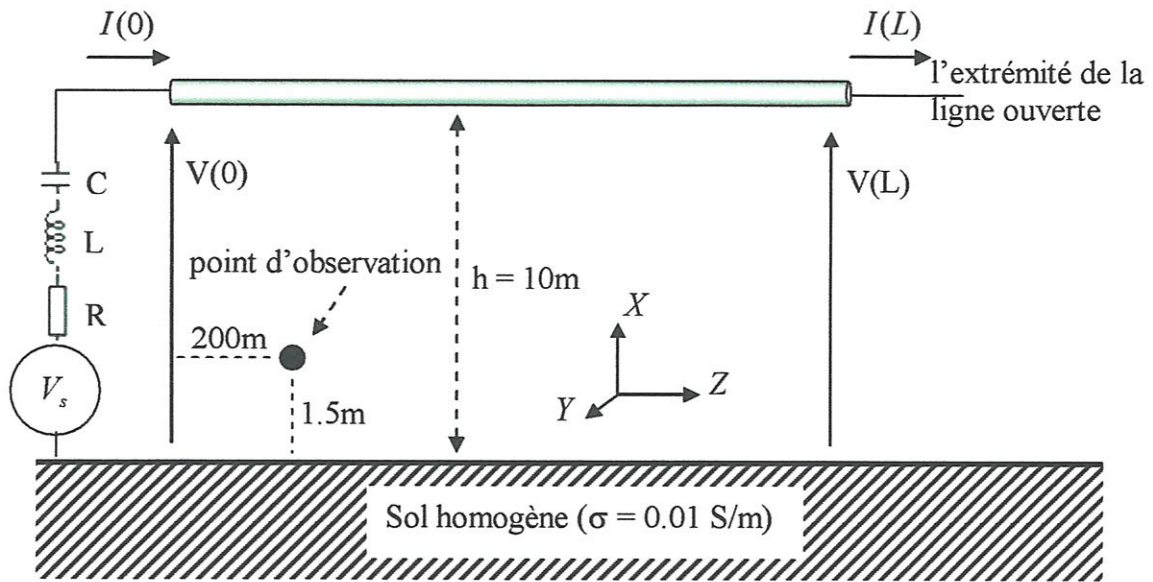


Figure III.27. Illustration de la configuration utilisée lors de la simulation.

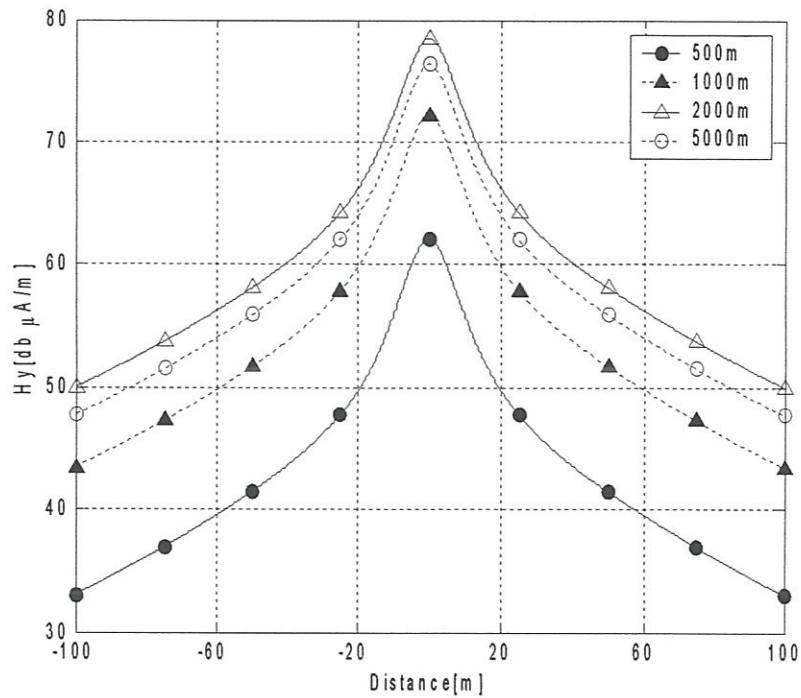


Figure III.28. Composante H_y du champ magnétique.

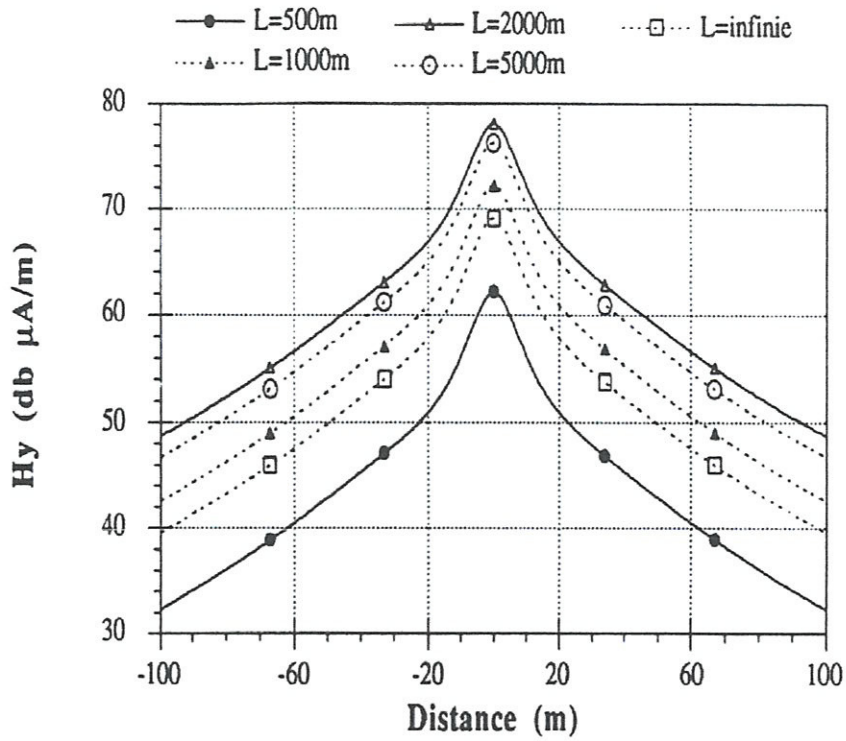


Figure III.29.b. Composante H_y du champ magnétique [12].

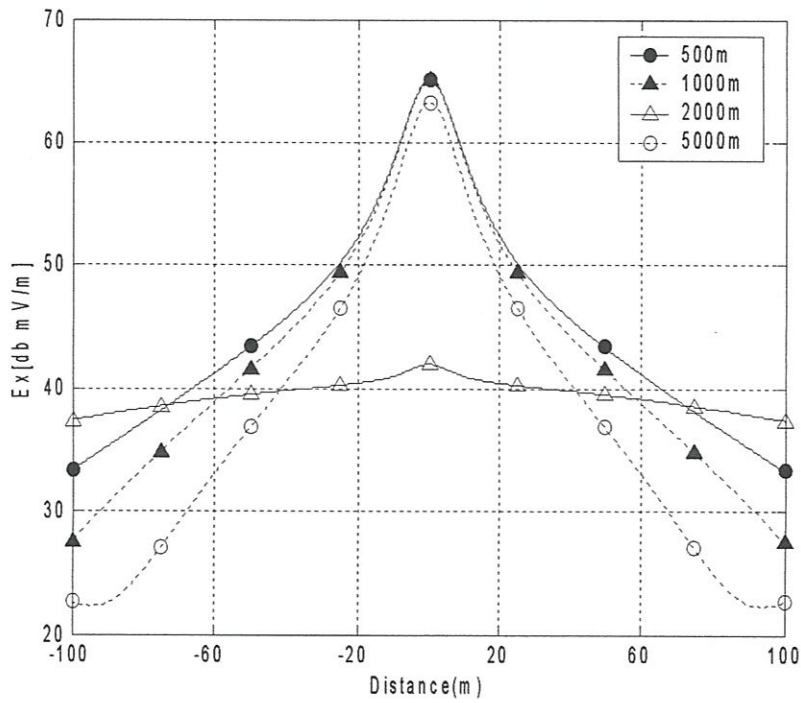


Figure III.30.a. Composante E_x du champ électrique.

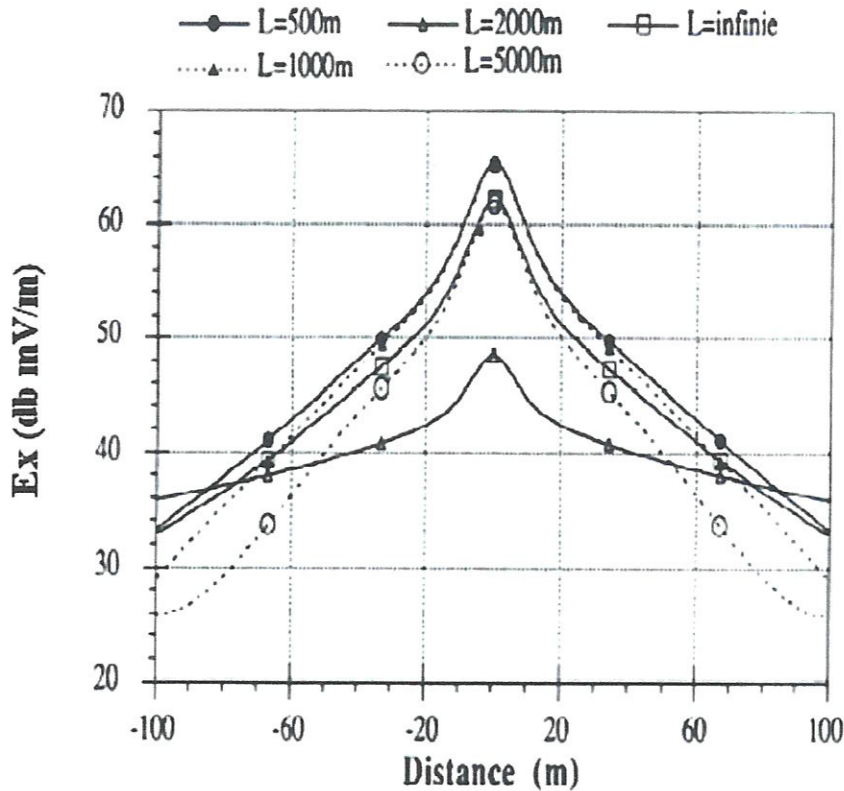


Figure III.31.b. Composante E_x du champ électrique [12].

A partir des résultats présentés (figures III.28 et III.30), nous remarquons une bonne concordance entre nos calculs et ceux réalisés par R. S. Shi [12]. Notons que la méthode de calcul du champ électromagnétique utilisée est la même et c'est uniquement le formalisme de calcul de la répartition des courants qui est différent.

Ces résultats montrent bien l'existence d'une relation entre la fréquence, la longueur de la ligne et le point d'observation.

III.2. Etude de l'influence des différents paramètres sur le champ rayonné

III.2.1. Effet de la géométrie

III.2.1.1. Cas d'un simple câble domestique

La configuration du câble domestique utilisé en simulation est présentée en figure III.32, il s'agit d'un simple câble normalisés domestique de type NYM 3 x 2.5 mm². Ce câble est de longueur $L = 25\text{m}$, situé à une hauteur $h = 20\text{cm}$ au-dessus d'un sol de conductivité finie $\sigma_{\text{sol}} = 0.01\text{ S/m}$ et de permittivité $\epsilon_{r\text{ sol}} = 10$.

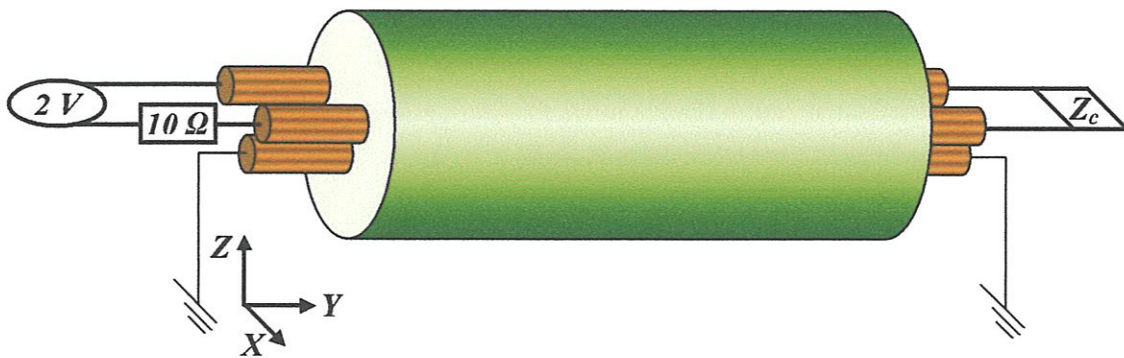


Figure III.32. Simple câble domestique.

a. Calcul du champ électromagnétique le long d'un profil

Le calcul est effectué pour trois fréquences différentes (10 MHz, 20 MHz et 30 MHz). Le point d'observation varie le long du profil de calcul AB perpendiculaire au câble (A(-50m, 20m, 0.5m) et B(50m, 20m, 0.5m)).

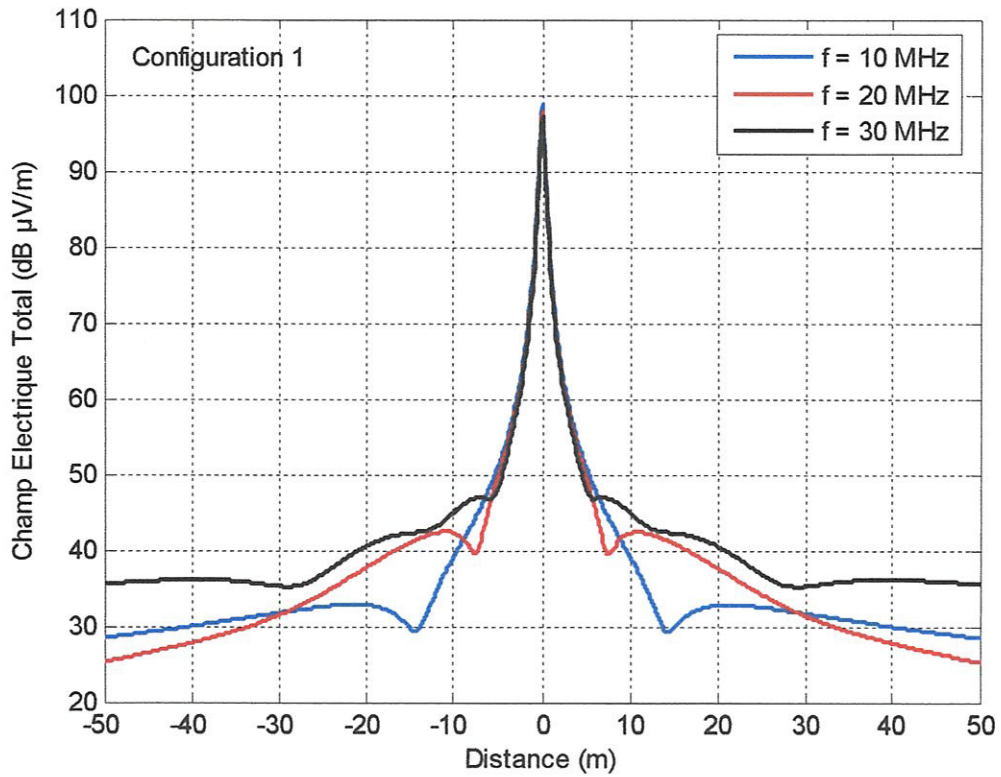


Figure III.33. Variation du champ électrique le long du profil.

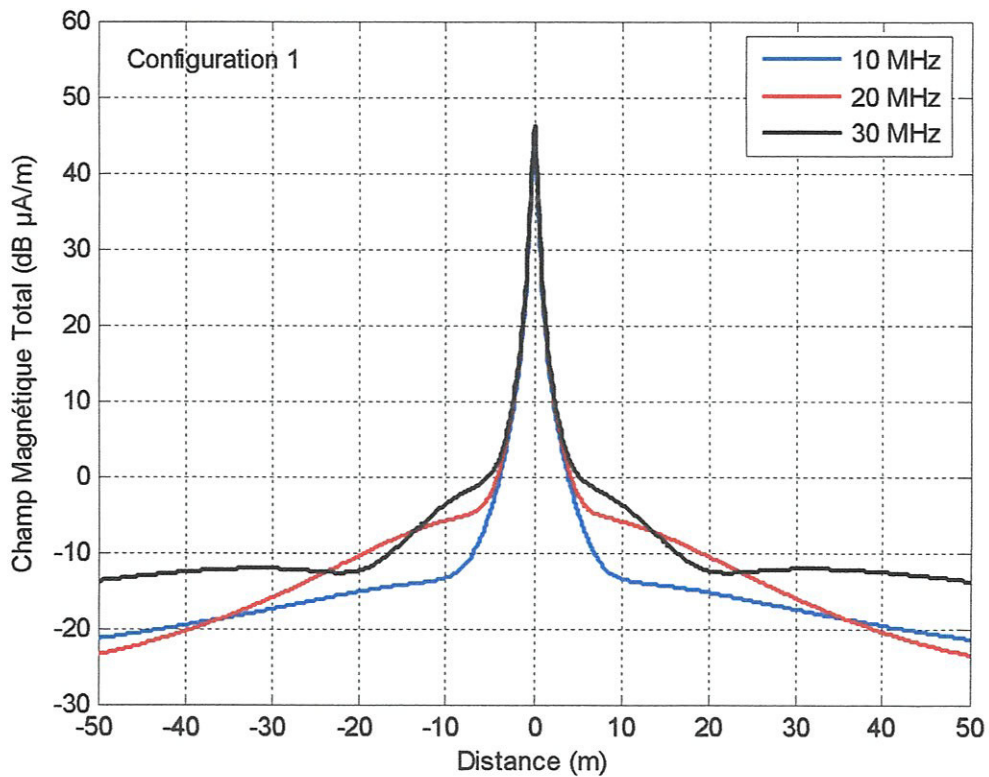


Figure III.34. Variation du champ magnétique le long du profil.

III.2.1.2. Cas d'un réseau domestique en Y

La figure III.35 illustre la configuration du réseau utilisé ainsi que les paramètres géométriques et électriques.

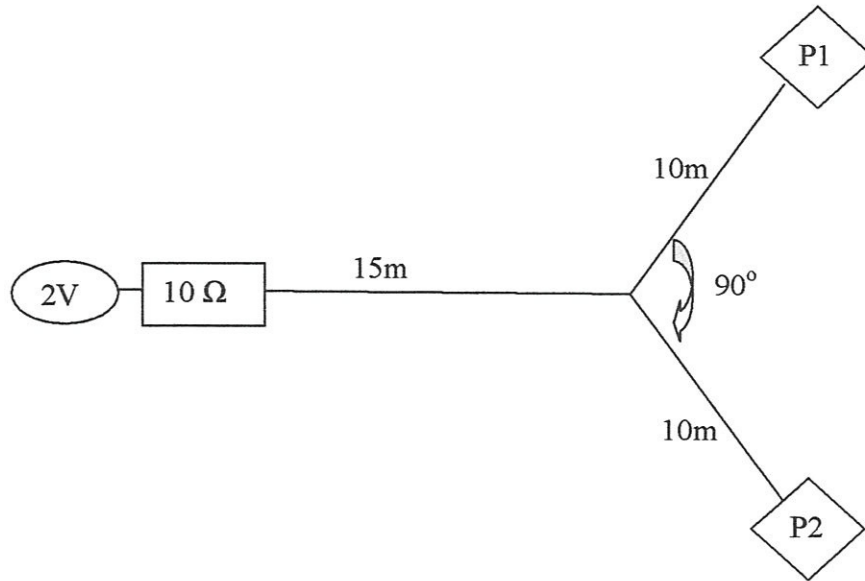


Figure III.35. Configuration du réseau en Y.

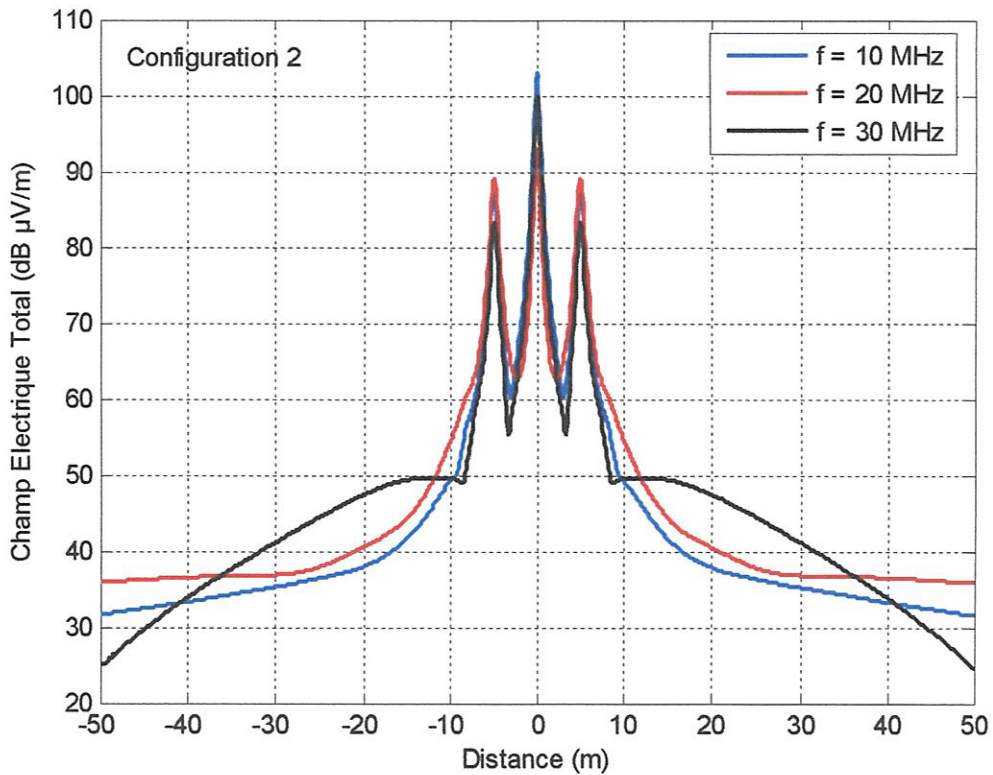


Figure III.36. Variation du champ électrique selon un profil de calcul.

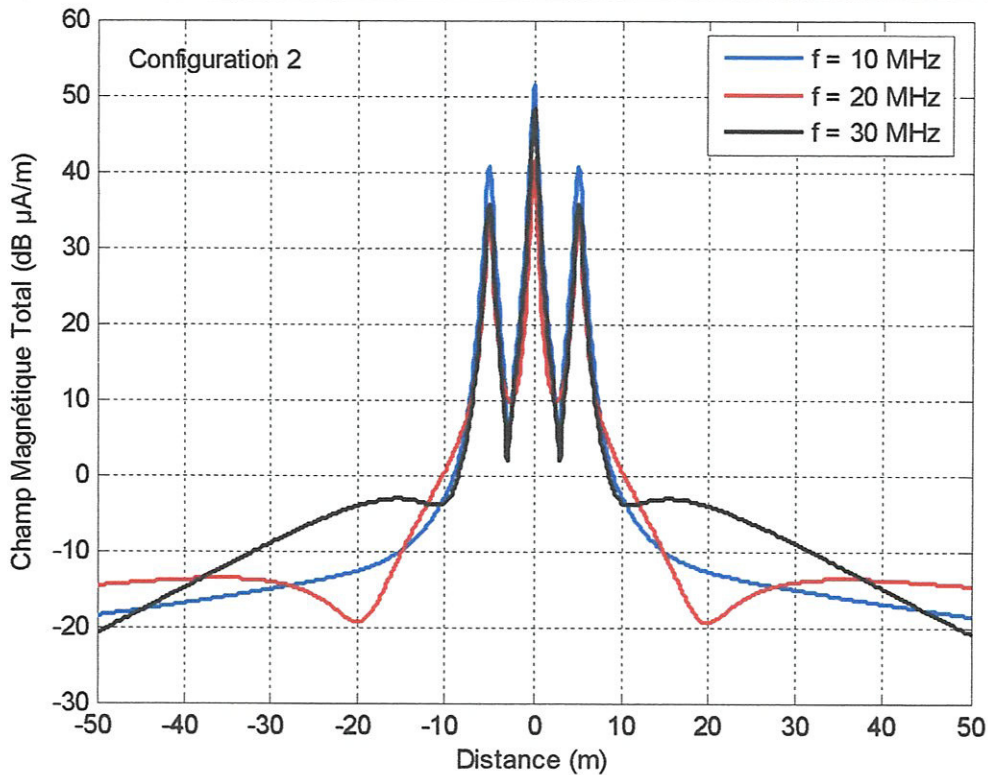


Figure III.37. Variation du champ magnétique selon un profil de calcul.

En regardant les résultats présentés précédemment, nous notons bien la présence d'un champ électromagnétique de très bas niveau mais qui peut être d'un effet notable sur les installations électronique sensibles.

Nous évoquons aussi l'effet des arborescences du réseau où nous remarquons l'apparition des pics supplémentaire (figure III.36 et III.37) au tour du pic principale pour le cas d'un simple câble (figure III.33 et III.34).

III.3. Effet de la fréquence

III.3.1. Cas d'un simple câble domestique

En gardant la même configuration du réseau, nous calculons maintenant le champ dans la plage [1-30] MHz au point d'observation défini comme suit : P(0, 20m, 0.5m).

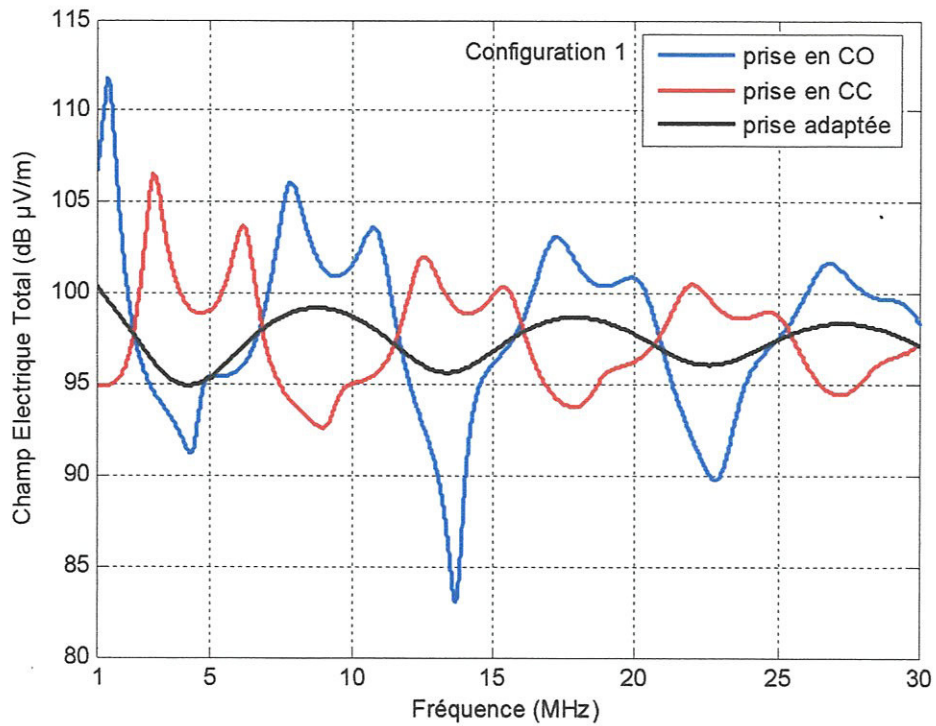


Figure III.38. Variation du champ électrique en fonction de la fréquence.

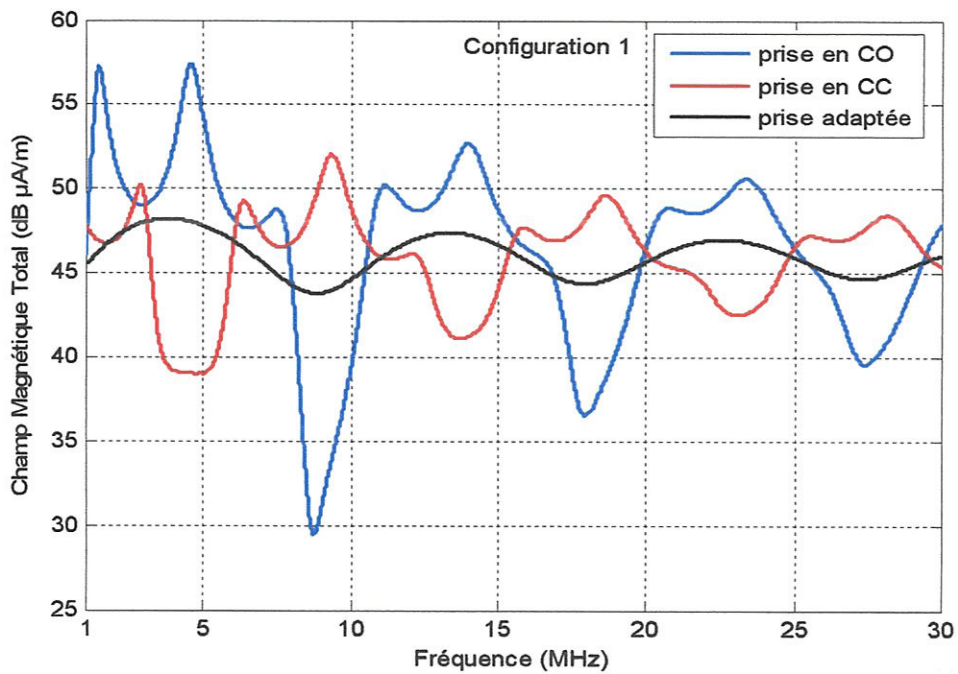


Figure III.39. Variation du champ magnétique en fonction de la fréquence.

III.3.2. Cas d'un réseau domestique en Y

Ces deux figures illustrent les variations du champ électrique et du champ magnétique pour un réseau arborescent en Y.

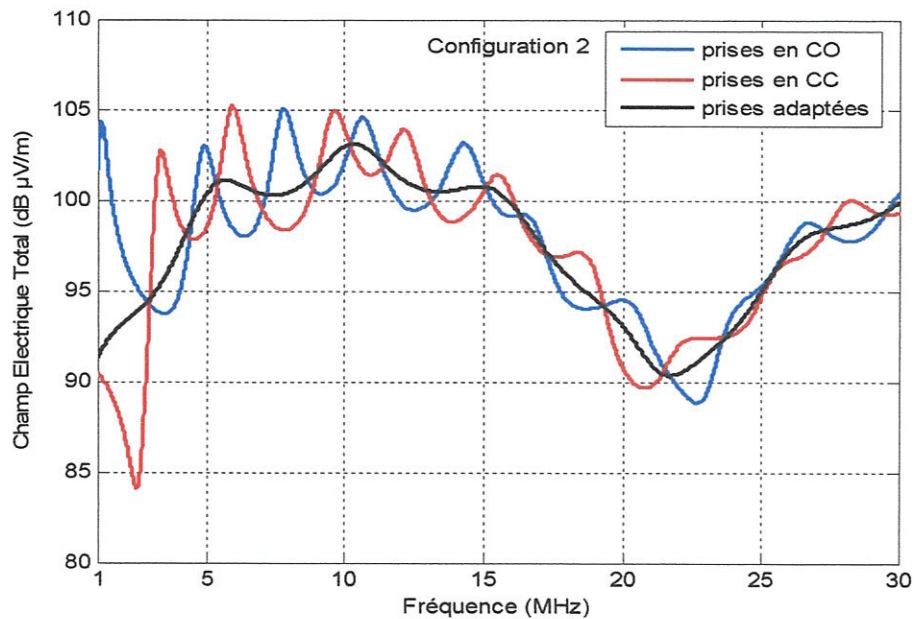


Figure III.40. Variation du champ électrique en fonction de la fréquence.

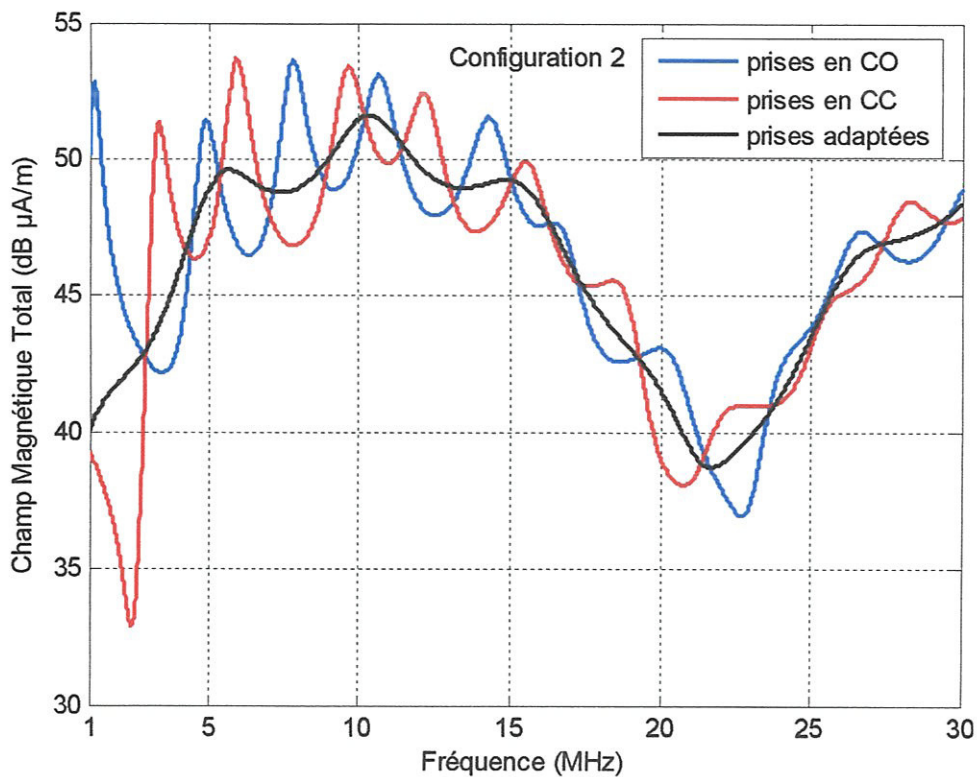


Figure III.41. Variation du champ magnétique en fonction de la fréquence.

L'analyse des résultats montre bien l'effet des charges à l'extrémité des prises, en effet, dans le cas des prises adaptées nous remarquons une allure sans réflexions, cela peut être considéré comme une solution pour la CEM.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le but de ce mémoire est l'étude de la propagation des courants porteurs en ligne en indoor, cette technique utilise les infrastructures existant du réseau électrique domestique pour passer des signaux de télécommunication hautes fréquences. L'avantage principal pour ce type de communication est l'existence de 'infrastructure qui simplifie l'implémentation, en plus de sa rentabilité, cependant, son inconvénient majeur réside dans le fait que le réseau électrique n'est pas conçu pour ce type de signaux (hautes fréquences).

Lors de la réalisation de notre travail, nous avons opté au partage de notre mémoire en trois parties principales. Après une introduction générale, dans le premier chapitre nous avons commencé par des généralités sur les CPL en suite en nous avons proposé une historique sur les CPL, leur principe de fonctionnement, ainsi que leur pratique, l'architecture et les caractéristiques du canal de propagation.

Le deuxième chapitre, était consacré à l'exposé théorique de notre modèle de calcul, dont le but est l'étude de la fonction de transfert et les répartitions des courants et de tension d'un CPL sur le réseau électrique domestique, en utilisant comme base, la théorie des lignes de transmission. Nous avons aussi complété notre étude par le calcul du champ électromagnétique d'un réseau simple.

Le troisième chapitre, nous l'avons consacré aux applications où nous avons étudié la fonction de transfert et le champ électromagnétique sur un profil.

Ce travail nous permet de tirer des conclusions très intéressantes et vérifier des idées que nous avons inspiré. En effet, le transfert du signal CPL sur un réseau domestique n'est pas sans effets, nous rappelons que pour la réalisation d'une telle installation on doit veiller à l'état des prises, le nombre des dérivations et ses positions sur le réseau.

L'utilisateur doit aussi contrôler l'environnement électromagnétique afin répondre aux exigences de compatibilité électromagnétique.

En perspective de ce travail, nous estimons que étude plus complète qui inclus une dose de probabilité et des statistiques dans ce problème ne seras que plus avantages car elle inclut plus de paramètres qui sont dans la plupart des cas imprévisibles mais avec effet certain sur la résolution du problème.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **E. MARTHE**, “*Power Line Communication : analyse des problèmes de compatibilité électromagnétique dans le domaine des CPL*”, Thèse de l’Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [2] **S. KAUCHE**, “*Analyse Direct d’un défaut dans un réseau de lignes ou de câbles*” Thèse de magister en électrotechnique, Université de Jijel, 2003.
- [3] **Article CPL France**, CPL France. Consulté le 27 mai 2008.
- [4] **Hikmet Sari**. “*Transmission des signaux Numériques*”, *Technique de l’ingénieur*, Vol E7100,pp1-28.
- [5] **DI GALLO Frédéric**, CPL, *L’essentiel qu’il faut savoir*. Novembre 2003.
- [6] **René Salvador**, “*Câbles sous marine de télécommunication*”, *Technique de l’Ingénieur*, Vol E 7550, pp. 1-15.
- [7] **Shinji TSUZUKI, T. TAKAMATSU, Yoshio YAMADA, H. NISHIO**, “*An Estimation method of the transfer function of Indoor Power Line Chanal for Japanese house*”. Proc 6TH International Symposium on Power Line Communication.
- [8] **S. ROBLOT**, “*Caractérisation des couplages Electromagnétiques dans les réseaux filaire Cuivre en vue d’Optimiser les transmissions à Haut débit*”, Université de Limoges, 17 octobre 2007.
- [9] **C. R. Paul**, “*Analysis of Milticonductor Transmission Lines*”, Wiley Interscience, 1994.
- [10] **M. Najmouddine**, “*Contribution à l’Etude Théorique et Expérimentale des perturbations EM Provoquées par des câbles de transport d’énergie soumis à des Régimes Transitoires sur des câbles de contrôle Base niveau ayant un cheminement Parallèle*”, Thèse de doctorat en électronique, Université de Colermont Ferrand U. E. R. 7 juillet 1982.
- [11] **Ioannis C. Papaleonidopoulos, Constantinos G. Karagiannopoulos, Nickolas J. Theodorou**, *Evaluation of the two-conductor HF Transmission Line Model for Symmetrical indoor triole-pole cables*”, Science direct 2006.
- [12] **R. S. Shi**, “*Rayonnement EM des réseaux Electriques à Topologie Complexe*”, Thèse de doctorat de l’INPG. Grenoble 1992.
- [13] **S. A. Schelkunoff**, “*Electromagnetic Waves*”, D. Van Nostrand Inc 1956.
- [14] **F. J. CANETE. L. DIEZ, J. A. CORTES, J. T. EMTRANMBASAUAS**, “*Broadband Modeling of Indoor Power Line Chaneels*” 6th International Symposium of PLC and its applications, Athens, 2002.

- [15] **Tooraj Esmailian, Frank R. Kschischang and P. Glenn Gulak**, "In-building Power Lines as high-speed Communication Channels: Channel Characterization and a Test Channel Ensemble", *nt. J. Commun. Syst.* 2003;
- [16] **S. Roblot, A. Zaddam**, "Improvement of indoor Power Line channel Response" *IEEE International Symposium, Power Line Communication and its Applications, ISPLC*, pages 82-86, 2008.
- [17] **Shinji TSUZUKI, Shinji YAMAMOTO, Takashi TAKAMATSU, Yoshio YAMADA**, "Measurement of Japanese Indoor Power Line Channel", *Proc 5TH International Symposium on Power Line Communication*.
- [18] **T. STARR, J.M. CIOFFI, P.J. SILVERMAN**, "Understanding Digital Subscriber Line Technology".
- [19] **A. Remane, C. Konaté, M. Machmoum**, "A Simplified Deterministic Approach for accurate Modeling of the indoor Power Line Channel", *The Third International Conference on systems and networks Communications*, Page 121-126, ISBN:978-0-7695-3371-1, Oct 2008.
- [20] **J.P. PEREZ, R. CARLS, R. FLECHIUNGER**, "Electromagnétisme, Fondements et Application", *Masson*, 2nd édition.
- [21] **Christian VOLLAIRE**, "Modélisation de phénomènes Electromagnétiques Hyperfréquences sur Calculateurs Parallèles" *l'Ecole Centrale de Lyon*, Septembre 1997.