



HAL
open science

Etude de l'émission électromagnétique générée par une transmission haut débit sur un réseau de type XDSL ou PLC

Fahd Hassoun

► **To cite this version:**

Fahd Hassoun. Etude de l'émission électromagnétique générée par une transmission haut débit sur un réseau de type XDSL ou PLC. Electromagnétisme. Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2006. Français. NNT : 2006CLF21698 . tel-00717501

HAL Id: tel-00717501

<https://theses.hal.science/tel-00717501>

Submitted on 13 Jul 2012

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

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

N°D'ORDRE: D.U. 1698
EDSPIC: 359

THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL DE CLERMONT-FERRAND

Spécialité :
Électronique et systèmes

Présentée par :
Fahd HASSOUN

Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BLAISE PASCAL

ÉTUDE DE L'ÉMISSION ÉLECTROMAGNÉTIQUE GÉNÉRÉE PAR UNE TRANSMISSION HAUT DEBIT SUR UN RÉSEAU DE TYPE XDSL OU PLC

Soutenue le : 29 novembre 2006

devant le jury composé de :

M. Gérard GRANET	Directeur de recherche
M. Khalil EL KHAMLICHI	Codirecteur de recherche
M. Ahmed ZEDDAM	Codirecteur de recherche
M. Pierre DEGAUQUE	Rapporteur
M. Alain REINEIX	Rapporteur
M. Philippe MAHEY	Examineur

REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au sein de la division R&D de France Télécom à Lannion, dans l'unité de recherche CEP (Compatibilité Électromagnétique et Protection), en collaboration avec le laboratoire LASMEA (Laboratoire des Sciences et Matériaux pour l'Electronique, et d'Automatique) de l'Université Blaise Pascal Clermont Ferrand, et au sein du département MATELEC (MATériaux pour l'Electronique – ELECTromagnétisme).

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Alain Vellard, responsable de la Direction des Réseaux de Transport et d'Accès, ainsi que Monsieur Bernard Després, responsable du laboratoire FACE (Fréquences, Antennes, CEM, Environnement), pour m'avoir accueilli dans leur entité.

J'adresse mes sincères remerciements à Messieurs Gérard Granet et Khalil El Khamlichi, professeur et maître de conférences à l'Université Blaise Pascal, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée, leur aide et leur suivi au cours de ces trois années.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma gratitude à Monsieur Ahmed Zeddou, directeur de thèse, Expert émérite à la division R&D de France Télécom et responsable de l'unité de recherche CEP, pour son encadrement d'une qualité exceptionnelle et pour la sollicitude qu'il m'a témoignée tout au long de la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de mon très profond respect.

Je voudrais remercier l'ensemble des personnes avec qui j'ai collaboré au cours de ces trois années : Monsieur Rabah Tarafi, ingénieur à France Télécom, dont l'aide et le soutien ont été très précieux; Mademoiselle Fabienne Moulin, Monsieur Frédéric Gauthier, ingénieurs à France Télécom, pour leur sympathie et leur générosité; Monsieur Jean-Marc Debraux, pour m'avoir fait partager son expérience et ses grandes compétences techniques. Ils ont tous su me faire profiter au mieux de leurs expériences. Mes remerciements vont également à Monsieur Kamel Kerroum du LASMEA pour son aide précieuse.

Je suis honoré que Messieurs Pierre Degauque, professeur à l'Université de Lille et Monsieur Alain Reineix, professeur à l'Université de Limoges, aient accepté la tâche de rapporteur.

Je remercie également Monsieur Philippe Mahey, professeur à l'Université de Blaise Pascal, pour avoir accepté de participer au jury de thèse et d'examiner ce travail.

Que mes collègues de travail et toute l'équipe des unités CEP et ECD que j'ai côtoyée, plus particulièrement Benjamin Barlaud, Rolland Besond, Alain Cario, Olivier Daguillon, Mohamed Tlich, Michel Le Coz, Stéphane Le Masson, Patrick N'da Amoikon, Sylvain Person, José Ribeiro, Gérard Térol, Meryem Ouzzif, Gautier Avril, Sandrine Roblot, Yannick Bourgeois, trouvent ici mes remerciements et ma sympathie pour l'esprit de grande camaraderie et de solidarité qui régnait entre nous.

Et un grand merci à ma famille et mes amis, en particulier à mes parents, mes frères, ma sœur, pour leur soutien sans lequel je n'aurais pu mener à bien ce travail de thèse.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	5
--------------------	---

INTRODUCTION GENERALE.....	11
----------------------------	----

CHAPITRE I : COMPATIBILTE ELECTROMAGNETIQUE DES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS A HAUT DEBIT	15
--	-----------

I.1. Introduction	16
I.2. Contexte	17
I.3. Les phénomènes électromagnétiques	18
I.3.1. Champs rayonnés	18
I.3.1.1. Champ magnétique.....	18
I.3.1.2. Champ électrique.....	18
I.3.1.3. Champ électromagnétique.....	19
I.3.2. Interférences électromagnétiques.....	20
I.3.2.1. Définition	20
I.3.2.2. Emission électromagnétique.....	21
I.3.2.3. Susceptibilité électromagnétique.....	21
I.3.2.4. Bruit de mode commun et de mode différentiel.....	22
I.3.3. Compatibilité électromagnétique (CEM).....	22
I.4. Les nouvelles technologies de transmission à haut débit.....	23
I.4.1. La boucle locale	23
I.4.2. Les technologies haut débit de la famille xDSL.....	24
I.4.2.1. HDSL	24
I.4.2.2. SDSL	25
I.4.2.3. ADSL	25
I.4.2.4. VDSL	26
I.4.3. La technologie PLC.....	27
I.5. Fréquences utilisées dans les systèmes de transmission haut débit.....	29
I.6. Contexte normatif des nouveaux systèmes de transmission à haut débit.....	30
I.6.1. Le cadre normatif des systèmes à haut débit	32
I.6.2. La nouvelle directive applicable aux installations	32
I.6.3. Le mandat M313	33
I.6.4. La proposition allemande NB30	34
I.6.5. La norme anglaise MPT1570	34
I.7. Conclusion.....	35

CHAPITRE II : ETUDE DES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES DANS DES RESAUX FILAIRES.....	37
---	-----------

II.1. Introduction.....	38
II.2. Théorie des antennes.....	39
II.2.1. Cas des lignes situées dans un milieu infini et homogène	40
II.2.2. Cas des lignes situées au dessus d'un sol parfaitement conducteur.....	41

II.3. Théorie des lignes de transmission	44
II.3.1. Calcul des distributions de courant et de tension	44
II.3.1.1. Solution du système	46
II.3.1.2. La topologie électromagnétique	46
II.3.2. Calcul de champ électromagnétique rayonné	49
II.3.2.1. Utilisation de la réciprocité	49
II.3.2.1.1. Tension induite par un dipôle électrique	49
II.3.2.1.2. Tension induite par un dipôle magnétique	50
II.3.2.1.3. Courant induit par un dipôle électrique	50
II.3.2.1.4. Courant induit par un dipôle magnétique	51
II.3.2.2. Emission électromagnétique d'un câble	52
II.4. Modélisation des paires torsadées	54
II.4.1. Formalisme pour le calcul des paramètres linéiques	55
II.4.2. Cas d'une ligne située au dessus d'un sol parfaitement conducteur	57
II.4.2.1. Câbles multiconducteurs à paires torsadées non écrantés	59
II.4.2.2. Câbles multiconducteurs à paires torsadées écrantés	60
II.4.3. Cas d'un sol imparfaitement conducteur	60
II.4.4. Développement d'un outil numérique pour le calcul des paramètres linéiques	64
II.4.5. Validation de l'outil de calcul	65
II.4.5.1. Mesure des paramètres linéiques	65
II.4.5.1.1. Mesures des inductances et des capacités linéiques	66
II.4.5.1.2. Mesure de la résistance linéique	66
II.4.5.2. Validation théorie - expérimentation : câble à 2 paires torsadées	67
II.4.5.3. Validation théorie - expérimentation : câble à 4 paires torsadées	68
II.4.5.3.1. Le cas d'un câble à 4 paires torsadées non-écranté	68
II.4.5.3.2. Le cas d'un câble à 4 paires torsadées écranté	69
II.4.6. Impact de la torsade sur les émissions rayonnées	71
II.5. Validation globale de l'outil de simulation	73
II.5.1. Résultats concernant les courants	73
II.5.1.1. Description du Banc de mesure	73
II.5.1.2. Comparaison Théorie-Expérience	74
II.5.2. Résultats concernant les champs E et H	74
II.5.2.1. Description du mode de mesure	74
II.5.2.2. Configuration de mesure en chambre semi-anéchoïque	75
II.5.2.3. Comparaison théorie - expérience	76
II.6. Conclusion	79

CHAPITRE III : ETUDE DU POINT DE VUE ELECTROMAGNETIQUE DE L'INFLUENCE D'UNE DISCONTINUTE GEOMETRIQUE DANS UN RESEAU DE TELECOMMUNICATIONS 81

III.1. Introduction	82
III.2. Formalisme pour le calcul des paramètres linéiques d'une ligne non uniforme	83
III.3. Application du formalisme au cas d'une ligne monofilaire	84
III.3.1. Validation du formalisme développé	88
III.3.1.1. Validation par la méthode des moments	88
III.3.1.1.1. Cas d'une ligne formant un coude de 90°	88
III.3.1.2. Validation par la méthode proposée dans [NIT03]	89
III.3.1.2.1. Cas d'une ligne droite avec $a_1 = a_2 = R1$	89
III.3.1.2.2. Cas d'une ligne droite avec $a_1 = a_2 = R2$	89
III.3.1.2.3. Cas d'une ligne avec un coude de 90° et $a_1 = a_2 = R2$	90
III.3.1.3. Cas d'une ligne avec un coude de 90° et $a_1 = R1, a_2 = R2$	91
III.3.1.4. Cas d'une ligne avec un coude variant entre 30° et 120°	91
III.4. Application du formalisme aux câbles multifilaires	92
III.4.1. Exemples d'applications	95

III.4.1.1. Cas d'une ligne bifilaire avec un coude variant, $a_1 = R1$, $a_2 = R2$	95
III.4.1.2. Cas d'une ligne bifilaire avec un coude variant, $a_1 = a_2 = R3$	95
III.5. Impact d'une discontinuité sur la distribution des tensions et des courants	96
III.6. Calcul des champs électromagnétiques rayonnés dans une ligne multipaires non homogène	97
III.6.1. Validation de formalisme par comparaison avec la théorie des antennes	97
III.6.1.1. Cas d'un conducteur rectiligne	98
III.6.1.1.1. Calcul de la distribution de courant	98
III.6.1.1.2. Calcul des champs électrique et magnétique	99
III.6.1.2. Cas de deux conducteurs rectilignes	99
III.6.1.2.1. Calcul de la distribution de courant	99
III.6.1.2.2. Calcul des champs électrique et magnétique	101
III.6.1.3. Application au cas d'un câble bifilaire formant un angle 90°	101
III.6.1.3.1. Calcul de la distribution de courant	102
III.6.1.3.2. Calcul des champs électrique et magnétique	103
III.6.1.4. Cas d'un câble bifilaire ayant un coude de 90° et une hauteur non uniforme	104
III.6.1.4.1. Calcul de la distribution de courant	104
III.6.1.4.2. Calcul des champs électrique et magnétique	106
III.6.1.5. Cas d'une configuration complexe composée de deux conducteurs	106
III.6.1.5.1. Calcul de la distribution de courant	107
III.6.1.5.2. Calcul des champs électrique et magnétique	108
III.7. Comparaison des temps de calcul	109
III.8. Conclusion	110

CHAPITRE IV : ETUDE PARAMETRIQUE DE L'EMISSION ELECTROMAGNETIQUE D'UNE LIAISON HAUT DEBIT DE TYPE xDSL..... 111

IV.1. Introduction	112
IV.2. Fonctionnalités de l'outil de simulation	113
IV.3. Influence de la longueur du câble d'ITC sur les émissions rayonnées	114
IV.4. Influence de la distance d'observation par rapport au câble d'ITC	118
IV.5. Influence d'une discontinuité géométrique de la liaison	121
IV.6. Influence de la présence d'un défaut sur le câble	123
IV.6.1. Défaut d'isolement dans un câble multifilaire du réseau de distribution	124
IV.6.2. Localisation d'un défaut dans un câble de distribution	125
IV.7. Etude d'une technique de réduction des signaux de mode commun lors d'une transmission haut débit sur cuivre	127
IV.7.1. Le filtrage adaptatif	127
IV.7.1.1. Positionnement du problème	127
IV.7.1.2. Algorithme récursif des moindres carrés (RLMS) :	128
IV.7.1.3. Gain d'adaptation normalisé	129
IV.7.2. Application au cas de suppression de mode commun	130
IV.7.2.1. Les modes de propagation	130
IV.7.2.1.1. Mode différentiel	130
IV.7.2.1.2. Mode commun	130
IV.7.2.2. Relation entre le mode commun et le rayonnement	131
IV.7.2.3. Méthode de réduction des signaux de mode commun	131
IV.7.2.3.1. Filtre adaptatif RLMS	132
IV.7.2.3.2. Adaptation	133
IV.7.3. Résultats de simulation	133
IV.7.4. Synthèse des résultats	137
IV.8. Conclusion	138

CHAPITRE V : ETUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT D'UN RESEAU PLC ET ETUDE DE LA COHABITATION AVEC DES SYSTEMES xDSL DANS UN RESEAU LOCAL DOMESTIQUE	139
V.1. Introduction	140
V.2. Modélisation d'une chaîne de transmission d'un réseau électrique.....	141
V.2.1. Théorie des lignes de transmission multiconducteur 'MTL'	142
V.2.1.1. Cas d'une ligne bifilaire rectiligne "Quadripôle équivalent"	142
V.2.1.2. Chaîne de transmission avec multi-branches.....	143
V.2.1.2.1. Impédance d'entrée en parallèle.....	143
V.2.1.2.2. Impédance d'entrée en série.....	144
V.2.1.2.3. Transformateur en parallèle.....	144
V.2.1.2.4. Fonction de transfert équivalente	145
V.2.2. Modèle à multi-nœuds " Mpath "	146
V.2.2.1. Détermination de la fonction de transfert totale	149
V.2.3. Exemple de fonction de transfert pour un réseau domestique	150
V.3. Validation expérimentale du code de calcul développé.....	151
V.3.1. Résultats concernant les émissions conduites.....	151
V.3.2. Résultats concernant les émissions rayonnées.....	152
V.4. Etude paramétrique d'une transmission PLC.....	153
V.4.1. Influence d'une dérivation sur la fonction de transfert	153
V.4.1.1. Variation de la longueur de la dérivation L_{Br}	154
V.4.1.2. Variation de la charge terminale Z_{Br}	155
V.4.2. Influence de la longueur du canal sur les émissions conduites.....	155
V.4.3. Influence de la dérivation sur les émissions conduites	156
V.4.3.1. Influence de la longueur L_{Br}	156
V.4.3.2. Influence de la charge terminale Z_{Br}	156
V.5. Etude de la coexistence des systèmes PLC et xDSL	157
V.5.1. Modélisation de la configuration expérimentale	157
V.5.1.1. Couplage ente les deux lignes : Comparaison théorie - expérience.....	159
V.5.1.2. Influence de la Distance D.....	160
V.5.1.3. Influence de la Distance D_x	161
V.5.1.4. Influence de la longueur de cohabitation L_x	161
V.6. Conclusion.....	163
 CONCLUSION GENERALE	 165
 ANNEXES.....	 169
 LISTE DES FIGURES.....	 201
 LISTE DES TABLEAUX	 205
 GLOSSAIRE.....	 206
 BIBLIOGRAPHIE	 209

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès effectués ces 15 dernières années dans le domaine du traitement du signal ont permis l'émergence de nouvelles techniques de transmission basées sur les technologies xDSL (x Digital Subscriber Loop) et PLC (PowerLine Communication). Ces technologies, mises en œuvre sur l'infrastructure existante, offrent de nouveaux services tels que l'Internet, nouveau mode de communication, avec un accès à l'information qui devient illimité grâce à l'augmentation des débits.

Cependant, cette augmentation des débits sur des voies de transmission de plus en plus variées, exige de sévères contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM). En particulier, l'utilisation de fréquences de plus en plus élevées engendre des phénomènes d'interférences électromagnétiques associés aux caractéristiques des équipements déployés et des liens physiques utilisés.

Il convient donc de prendre en compte ces problèmes d'émission électromagnétique lors du déploiement des services haut débit afin d'éviter d'éventuelles conséquences sur les systèmes radioélectriques, ou entre systèmes filaires hauts débits occupant les mêmes bandes de fréquences.

La méthodologie choisie pour analyser les risques de perturbations des réseaux haut débit consiste à adopter une démarche prédictive pour calculer la contrainte engendrée lors de l'apparition d'une interférence et la comparer aux seuils de tolérance définis dans les normes.

Depuis peu, les instances de normalisation cherchent à faire évoluer les normes liées à l'émission rayonnée des systèmes de transmission de l'information et à définir en particulier des limites dans la bande inférieure à 30 MHz. L'objectif de ces normes est de permettre la cohabitation des systèmes entre eux.

Dans ce contexte, France Télécom contribue à l'élaboration de ces nouvelles normes, en s'appuyant sur les résultats d'études théoriques menées sur l'émission rayonnée des systèmes de câblage (xDSL, PLC, CATV).

Ce travail de thèse s'inscrit dans ce cadre général et est orienté vers le développement de méthodes prédictives en vue de les appliquer à des systèmes de transmission haut débit rencontrés dans le réseau d'accès. Il s'agit de sélectionner une théorie efficace, permettant de déterminer le rayonnement trouvé à proximité de lignes de télécommunications ou électriques, parcourues par des signaux de très hautes fréquences. Pour cela, nous utiliserons la théorie des lignes de transmission multifilaires associée à une approche topologique. Ce choix est justifié principalement par la facilité de mise en œuvre, offrant ainsi la possibilité d'effectuer des études paramétriques exhaustives, pour des réseaux à configuration géométrique complexe.

Le second axe de ce travail est consacré à la recherche de méthodes permettant de diminuer les émissions électromagnétiques.

Le premier chapitre du manuscrit aborde tout d'abord les notions d'interférences électromagnétiques et de compatibilité électromagnétique (CEM) : Nous présentons les différents systèmes de transmission haut débit en se focalisant plus particulièrement sur leur rayonnement électromagnétique et en décrivant les facteurs qui influent sur ces émissions rayonnées, au regard des limites disponibles dans les normes actuelles.

Le second chapitre est consacré à l'étude théorique des mécanismes de rayonnement et de couplage d'un réseau filaire de géométrie quelconque, véhiculant une transmission haut débit. Nous présentons, dans un premier temps, le formalisme général de la théorie des antennes pour étudier les mécanismes de rayonnement d'un système filaire. Afin de pouvoir traiter le cas de lignes non uniformes avec des temps de calcul raisonnables, nous utilisons, en second lieu, le formalisme de la théorie des lignes de transmission associé à une mise en équation particulière, liée à ce que l'on dénomme communément "la topologie électromagnétique". En comparant les résultats obtenus à ceux du formalisme exact, nous montrons que cette approche permet d'accéder, avec une précision suffisante, aux ordres de grandeur des champs rayonnés par une structure filaire de géométrie complexe.

Dans ce même chapitre, on s'attache à montrer que l'efficacité de la méthode est fortement liée aux paramètres linéiques des différentes sections, constituant les structures élémentaires du modèle équivalent.

S'agissant des câbles à paires torsadées, nous proposons une méthode permettant de modéliser les torsades par des hélices et d'accéder aux paramètres linéiques, nécessaires à la détermination de la distribution des courants et des tensions sur les câbles étudiés. Les résultats, issus de ce modèle, sont ensuite comparés à des mesures réalisées sur des échantillons de câbles utilisés dans le réseau de France Télécom et dans l'installation terminale du client.

Afin d'améliorer la précision de notre modèle, quelques modifications peuvent encore être envisagées en prenant en compte, par exemple, les discontinuités apparaissant dans les supports de transmission. En effet, toute discontinuité dans un système filaire, telle qu'une modification brutale de la géométrie, peut conduire à une augmentation des interférences électromagnétiques.

La modélisation des discontinuités géométriques est abordée dans le chapitre III où nous proposons une méthode pour le calcul des paramètres linéiques des câbles à paires torsadées, en fonction de leur géométrie. Le Formalisme utilisé pour la représentation physique d'une discontinuité, appelé "théorie des lignes de transmission modifiée", conduit à une distribution non uniforme des paramètres primaires de la ligne considérée. Cette caractérisation permet de créer, en premier lieu, un modèle de câble représentatif.

En second lieu, le calcul des champs rayonnés est réalisé à l'aide des équations des moments dipolaires magnétiques et électriques, évalués à partir des potentiels de Hertz.

La dernière partie du chapitre est consacrée à la validation de l'approche adoptée. Pour cela, les résultats des champs rayonnés obtenus sont confrontés à ceux fournis par un code basé sur la théorie des antennes.

L'objectif de la première partie du chapitre IV est de proposer, grâce à la grande souplesse d'utilisation du code de calcul développé, une étude paramétrique sur des structures réalistes, de manière à mettre en évidence les points les plus sensibles influençant le niveau des émissions rayonnées d'une liaison xDSL. Cette étude est effectuée en recherchant, pour une configuration donnée, les paramètres qui minimisent les champs électromagnétiques émis par la liaison.

Le développement d'une méthode permettant de réduire le niveau des signaux de mode commun, générés par une transmission xDSL sur une paire torsadée est abordée dans la seconde partie du chapitre.

Cette technique est basée sur le principe du filtrage adaptatif et consiste à implémenter des modules de quantification par l'algorithme LMS associés à une adaptation de la ligne côté client au niveau du modem ; l'intérêt de ce choix est de pouvoir agir sur le mode commun total et par voie de conséquence, sur les émissions rayonnées qu'il engendre. Par ailleurs, des exemples de simulations, sont donnés en fin de chapitre afin de quantifier le gain obtenu en termes de symétrie et d'émissions conduites.

Le dernier chapitre de cette thèse est consacré à l'étude des problèmes de compatibilité électromagnétique dans un réseau local domestique. Dans un premier temps, on s'intéresse à la modélisation de la fonction de transfert du canal de transmission constitué par le réseau électrique d'une habitation. La première partie du chapitre décrit les bases mathématiques de l'outil numérique qui a servi pour notre étude ainsi que la méthode de validation choisie.

Ensuite, nous avons développé une équation analytique, permettant le calcul de la fonction de transfert d'un réseau électrique constitué de trois lignes, grâce à laquelle nous avons pu analyser l'impact des différents paramètres du canal sur la fonction de transfert.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux émissions rayonnées et conduites par les structures filaires d'un réseau domestique de type PLC. Sur la base de l'outil développé, une étude paramétrique est également réalisée.

Enfin, la cohabitation entre un système xDSL et une transmission PLC, en termes d'impact sur le débit, la portée ou la qualité de service, est étudiée dans la dernière partie du chapitre.

CHAPITRE I
COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES SYSTEMES
DE COMMUNICATIONS A HAUT DEBIT

I.1. Introduction

L'avènement des systèmes de transmission à haut débit sur le réseau d'accès (xDSL) ou sur le réseau électrique (PLC), s'accompagne de contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) qu'il convient de prendre en considération. En effet, l'utilisation de fréquences de plus en plus élevées engendre des ondes électromagnétiques susceptibles de perturber les services radioélectriques, ou les autres systèmes filaires hauts débits occupant les mêmes bandes de fréquences. Inversement des émetteurs de forte puissance situés à proximité des réseaux de télécommunication peuvent perturber voire empêcher toute transmission haut débit.

Dans la première partie de ce chapitre, on présente les notions d'interférences électromagnétiques et de compatibilité électromagnétique, en se focalisant sur les grandeurs qui seront analysées dans la suite de l'étude. On aborde ensuite les nouvelles technologies de transmission à haut débit, en décrivant à la fois les puissances et les fréquences mises en jeu par les différents systèmes de la famille xDSL ainsi que par une transmission de type PLC.

Compte tenu des fréquences utilisées, les systèmes de transmission haut débit contribuent aux émissions rayonnées non intentionnelles et de ce fait, il convient d'évaluer les potentialités d'un éventuel brouillage en comparant les valeurs des champs électromagnétiques produits à une distance donnée de toute ligne utilisée pour des transmissions, aux valeurs définies dans les normes.

Le contexte normatif pour les systèmes de transmission haut débit fait l'objet de la seconde partie de ce chapitre, où les différentes limites en cours de discussion dans les instances de normalisation sont présentées.

I.2. Contexte

Les systèmes xDSL et PLC mettent en œuvre des fréquences inférieures à 30MHz et du point de vue de la compatibilité électromagnétique, la transmission du signal doit s'effectuer sans distorsion gênante et sans perturber elle-même l'environnement

La Figure I-1 représente l'architecture du réseau d'accès et le mode de perturbation électromagnétique produit par la circulation des signaux haut débit.

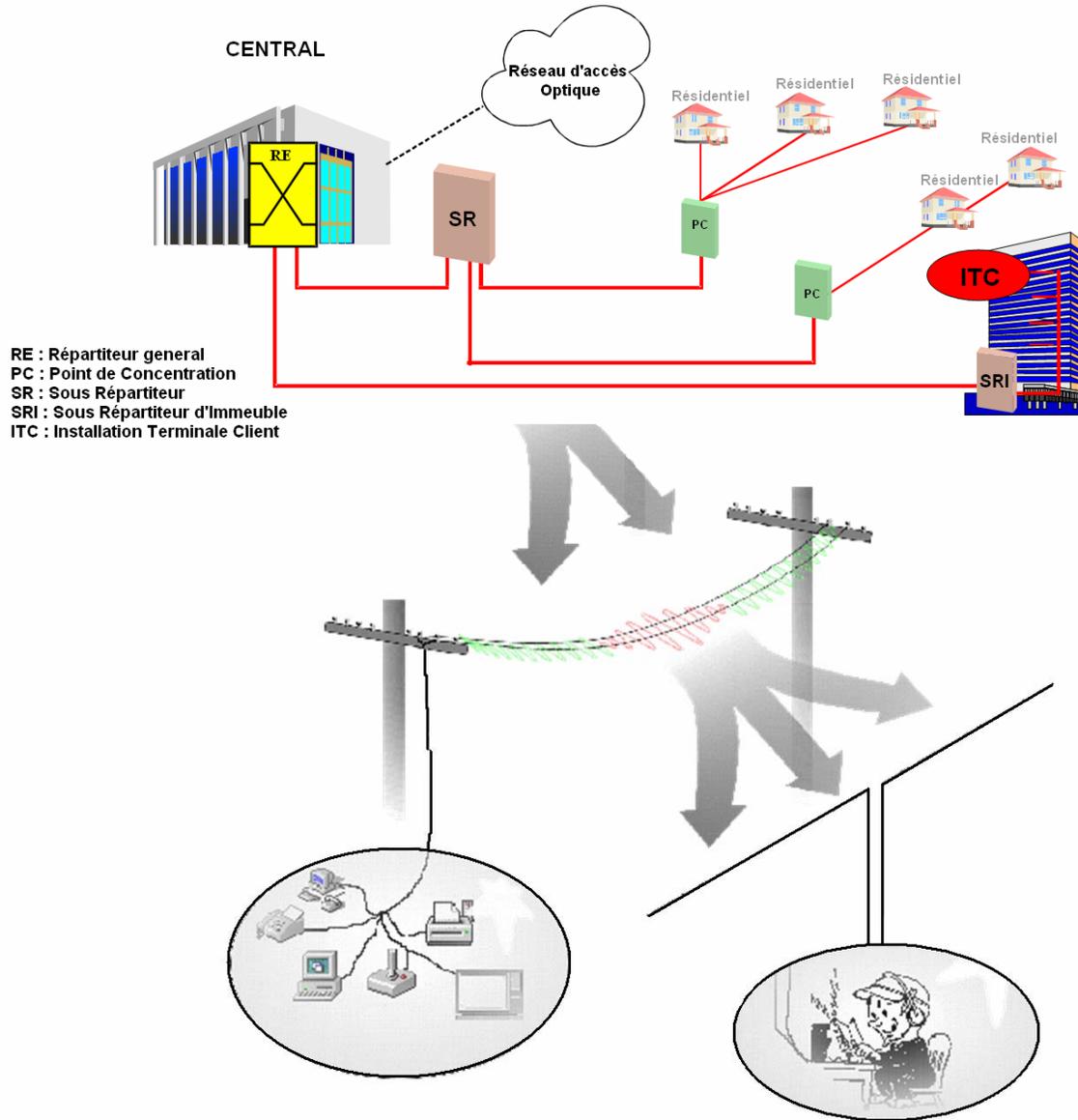


Figure I-1 : Interférences Électromagnétiques

L'objectif de notre travail de thèse étant de modéliser les émissions rayonnées par un réseau filaire véhiculant une transmission à haut débit, nous allons dans le prochain paragraphe rappeler brièvement quelques notions relatives aux principaux phénomènes électromagnétiques que nous aurons à traiter.

I.3. Les phénomènes électromagnétiques

Que ce soit dans les domaines domestiques, industriel, militaire, des communications ou des transports, tout système électrique peut provoquer dans son environnement des perturbations de nature électromagnétique. Ainsi, la compatibilité électromagnétique consiste à garantir le bon fonctionnement des équipements électriques, électroniques et radioélectriques qui sont amenés à coexister entre eux mais aussi avec l'environnement. Dans ce contexte, le respect des exigences de compatibilité électromagnétique est essentiel pour offrir une qualité de service satisfaisante.

Nous allons, dans un premier temps, rappeler quelques généralités sur les interférences électromagnétiques (IEM) et introduire les grandeurs fondamentales de la compatibilité électromagnétique (CEM).

I.3.1. Champs rayonnés

I.3.1.1. Champ magnétique

Lorsqu'un courant i parcourt un conducteur donné, il engendre un champ magnétique \vec{H} (Figure I-2) qui s'exprime en ampère par mètre (A/m). L'effet du champ magnétique a pour conséquence d'induire une tension sur les boucles qui sont perpendiculaires au conducteur donné. Cette tension induite est proportionnelle à la surface de la boucle.

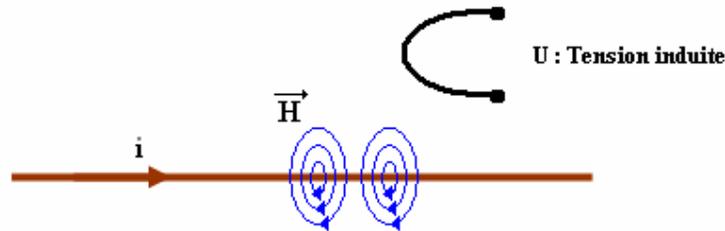


Figure I-2 : Effet du champ magnétique

I.3.1.2. Champ électrique

Si une tension u est présente sur un conducteur donné, elle engendre un champ électrique \vec{E} dont l'intensité est exprimée en Volts par mètre (V/m). L'effet de ce champ électrique a pour conséquence d'induire un courant i sur les fils qui sont parallèles au conducteur (Figure I-3).

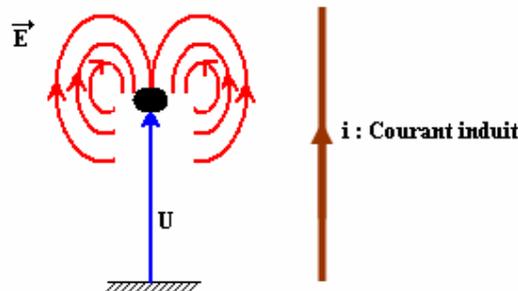


Figure I-3 : Effet du champ électrique

I.3.1.3. Champ électromagnétique

Lorsqu'il y a simultanément évolution de tension et de courant dans le temps, les champs électrique et magnétique sont présents et forment le champ électromagnétique (Figure I-4).

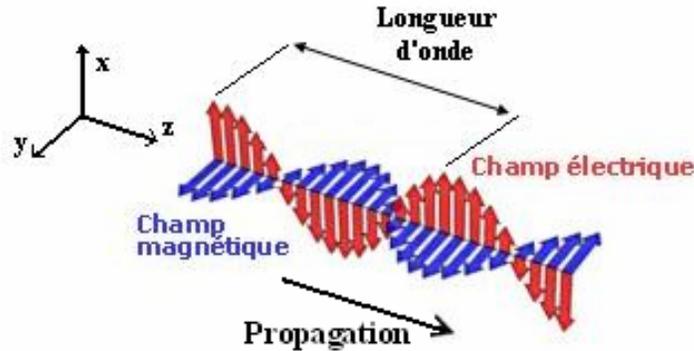


Figure I-4 : Champ électromagnétique

Les effets respectifs des deux champs sont combinés. L'ampleur des effets de chaque champ dépend des valeurs de leurs composantes. Le conducteur se comporte alors comme une antenne en émettant des ondes électromagnétiques. La longueur de l'onde " λ " électromagnétique émise par le champ électromagnétique est exprimée en mètres. Elle est définie comme le trajet d'une onde après une période d'oscillation T :

$$\lambda = c \times T = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{où} \quad \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad \text{EQ - I-1}$$

- c est la célérité de la lumière et f la fréquence de l'onde
- ϵ_r est la permittivité diélectrique relative du milieu
- ϵ_0 est la permittivité du vide ($\epsilon_0 = [36\pi 10^9]^{-1} = 8,85\text{pF/m}$)
- ϵ est la permittivité absolue

L'effet du champ électromagnétique sur un récepteur dépend de la longueur d'onde émise par le champ électromagnétique et de la distance par rapport à la source. Cet effet peut être caractérisé par l'impédance du champ Z_c , définie par le rapport de l'amplitude de son champ électrique à celle de son champ magnétique. Le terme Z_c est exprimée en Ohms et sa valeur limite minimum correspond à $Z_{min} = \mu_0 \omega D$.

- μ_0 est la perméabilité magnétique de l'air ($4 \pi 10^{-7} \text{ H/m}$)
- ω est la pulsation ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \text{ rad/s}$)
- D est la distance de l'antenne en mètres

Sa limite maximale est $Z_{max} = (\epsilon_0 \omega D)^{-1}$, et $Z_{min} = Z_{max}$ quand :

$$D = \frac{48}{F(\text{Mhz})} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad \text{EQ - I-2}$$

A une distance D très inférieure à $\lambda/2 \pi$ de l'antenne (soit un sixième de la longueur d'onde), le champ est dit proche (Figure I-5).

- Si $Z_c < 377 \Omega$ (basse impédance) : le champ magnétique est supérieur au champ électrique.
- Si $Z_c > 377 \Omega$, (haute impédance) : le champ électrique est supérieur au champ magnétique.

A une distance $D > \lambda/2 \pi$ de l'antenne, le champ est dit lointain (espace libre). L'impédance du champ électromagnétique est égale à $Z_c = 377 \Omega$, ce qui correspond à l'impédance intrinsèque de l'air définie par à $\sqrt{\mu_0(\epsilon_0)^{-1}} = 120\pi \Omega$. Les champs E et H sont alors couplés. La figure I-5 illustre l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la distance du câble :

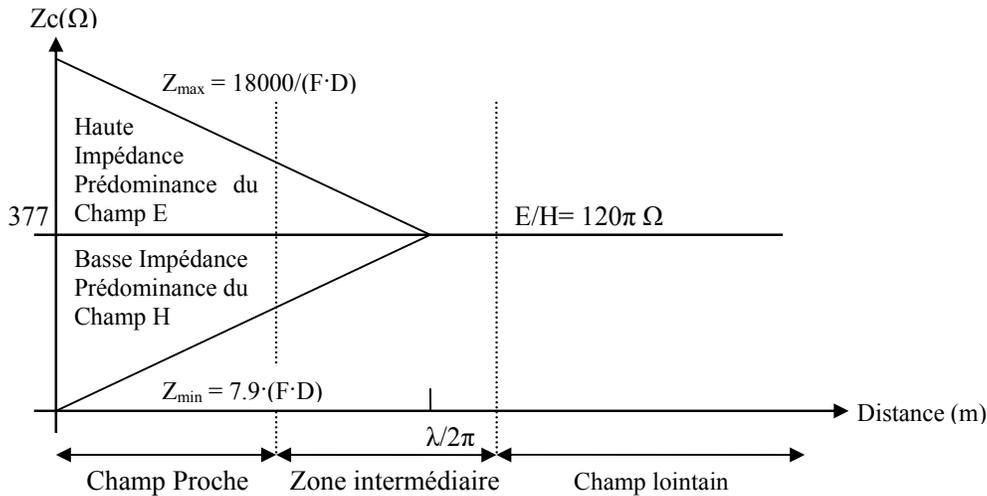


Figure I-5 : Champ rayonné (Impédance Caractéristique)

I.3.2. Interférences électromagnétiques

Comme nous l'avons vu précédemment, le champ électromagnétique peut induire des tensions et des courants parasites sur des boucles et des conducteurs électriques. Il peut également interférer avec d'autres champs électromagnétiques émis intentionnellement pour communiquer (radios, réseau sans fil, etc.). Ce paragraphe décrit les origines et le classement des interférences électromagnétiques.

I.3.2.1. Définition

Un signal électrique est constitué par l'évolution d'un courant et d'une tension au cours du temps : il est donc associé à une onde électromagnétique. Les équipements électriques et électroniques ne sont pas des systèmes thermodynamiquement clos, de l'énergie électromagnétique peut être rayonnée par ces systèmes. Ils peuvent donc se comporter comme une source de bruit : les ondes électromagnétiques qu'ils génèrent sont susceptibles d'interférer, de se coupler, avec des ondes radios de même fréquence et/ou perturber des récepteurs. Ils se comportent alors comme des émetteurs, des sources de bruit non intentionnelles et participent à la pollution électromagnétique de leur environnement. Ce phénomène est appelé interférences électromagnétiques. Le système à l'origine de la perturbation est appelé " source " alors que le système récepteur qui subit la perturbation est appelé " victime " (Figure I-6).

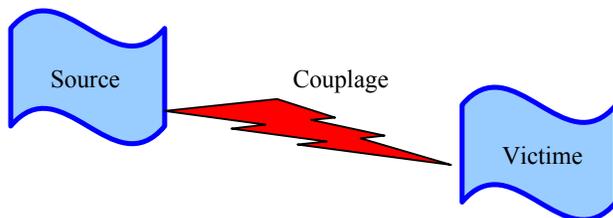


Figure I-6 : Le phénomène des interférences électromagnétiques

Les conséquences de ce phénomène peuvent aller du dysfonctionnement de la victime jusqu'à sa destruction.

Les interférences électromagnétiques dépendent de 2 facteurs; l'émission : c'est à dire l'aptitude des systèmes électriques à générer des ondes électromagnétiques, et la susceptibilité : l'aptitude des systèmes électriques à réagir aux champs électromagnétiques extérieurs. La notion d'immunité d'un système est aussi employée et n'est autre que l'aptitude du système à résister aux perturbations électromagnétiques extérieures. Les courants et tensions parasites qui apparaissent dans les boucles et fils du système sont considérés comme un bruit qui peut être classé selon deux modes : le bruit de mode commun et bruit de mode différentiel.

I.3.2.2. Emission électromagnétique

Le bruit électromagnétique généré par un système peut être classé selon son mode de propagation : il peut être conduit par un conducteur électrique et on parlera dans ce cas "d'émission conduite", ou il peut être transmis à travers l'espace et on l'appellera "émission rayonnée".

Les émissions rayonnées:

Les ondes électromagnétiques générées par un circuit se propagent dans l'air pour interférer avec une victime. Ces ondes peuvent être captées par des circuits récepteurs sur de larges bandes de fréquences allant des fréquences de quelques kHz à des fréquences de plusieurs GHz.

Les émissions conduites:

Les ondes électromagnétiques utilisent les câbles et les interconnexions pour se propager. Les émissions conduites peuvent mener au dysfonctionnement du système relié à ces conducteurs.

I.3.2.3. Susceptibilité électromagnétique

Beaucoup de systèmes doivent opérer dans un environnement où il existe des champs électromagnétiques produits par d'autres éléments. Ces champs peuvent, lorsqu'ils créent des courants ou tensions parasites, causer des dysfonctionnements ou détruire les composants. Dans ce cas, le concepteur se doit de protéger ses équipements contre les champs extérieurs. En général cette protection s'effectue par blindage ou filtrage des fréquences concernées.

Ainsi, selon qu'un système est plus ou moins sensible à ces champs électromagnétiques, il sera dès lors caractérisé par une susceptibilité électromagnétique plus ou moins grande.

I.3.2.4. Bruit de mode commun et de mode différentiel

Les interférences électromagnétiques peuvent être aussi classées selon la façon dont elles se couplent au chemin suivi par le signal utile. Le bruit généré est alors modélisé sous la forme d'un générateur de courant en série ou en parallèle selon qu'il est de mode différentiel ou de mode commun.

Bruit de mode différentiel:

Il peut être représenté par un générateur en série avec le générateur de tension désiré.

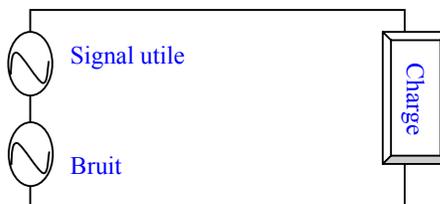


Figure I-7 : Modélisation du bruit de mode différentiel

Bruit de mode commun:

Il apparaît comme un générateur situé entre le potentiel de référence de la source et le récepteur.

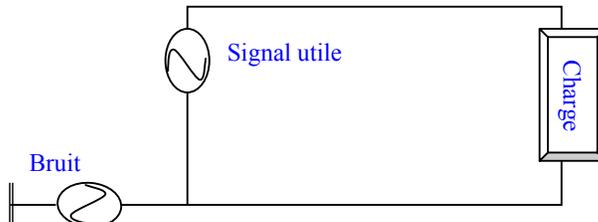


Figure I-8 : Modélisation du bruit de mode commun

I.3.3. Compatibilité électromagnétique (CEM)

Un système est dit pollueur s'il émet des ondes électromagnétiques. Dépendant de sa susceptibilité aux perturbations électromagnétiques, il est aussi une victime éventuelle et il peut voir ses performances diminuer et/ou avoir un dysfonctionnement. Un circuit est compatible avec son environnement si :

- Il ne constitue pas une source de bruit électromagnétique pour les autres systèmes, c'est à dire que l'énergie électromagnétique qu'il émet n'a pas de conséquences non désirées sur son environnement.
- Il est capable de fonctionner dans un environnement électromagnétique spécifique. Des normes de compatibilité électromagnétique ont été définies pour les constructeurs de circuits, d'appareils de mesure, etc. afin de permettre le bon fonctionnement des équipements dans cet environnement.

I.4. Les nouvelles technologies de transmission à haut débit

I.4.1. La boucle locale

La boucle locale (Figure I-9) est la dernière partie du réseau téléphonique. On appelle ainsi la partie du réseau qui relie le site d'un client (la prise téléphonique) au central de commutation le plus proche (RTC). En fait, c'est la partie du réseau qui est comprise entre le répartiteur d'entrée (RE) et le client. En partant du RE jusqu'au point de concentration (PC), la liaison est assurée, soit par des câbles de distribution directe, soit par des câbles de distribution indirecte via des sous répartiteurs avant d'atteindre le PC. Dans cette partie de réseau les câbles sont généralement des câbles multiconducteurs et blindés. Enfin pour atteindre le domicile du client, des câbles de branchement sont utilisés (câble non écranté aérien ou souterrain). Le câblage chez le client constitue l'Installation Terminale du Client (ITC).

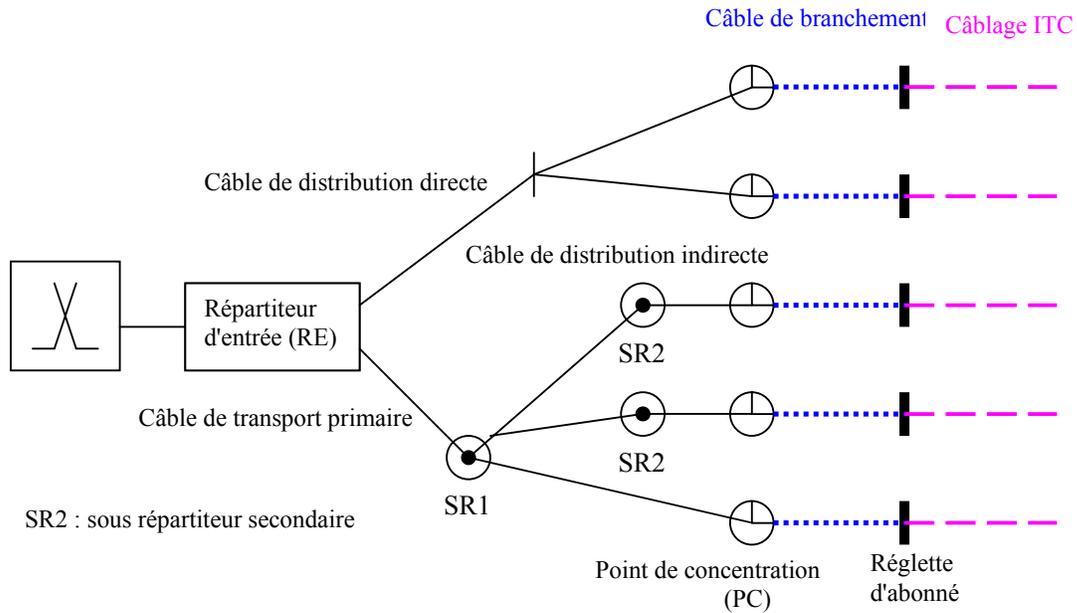


Figure I-9 : Exemple d'architecture du réseau d'accès

Les câbles de la boucle locale sont généralement constitués de paires torsadées (Figure I-10) dont la symétrie est une caractéristique importante du point de vue transmission et émission électromagnétique (conversion des tensions de mode commun en tension de mode différentiel et inversement).

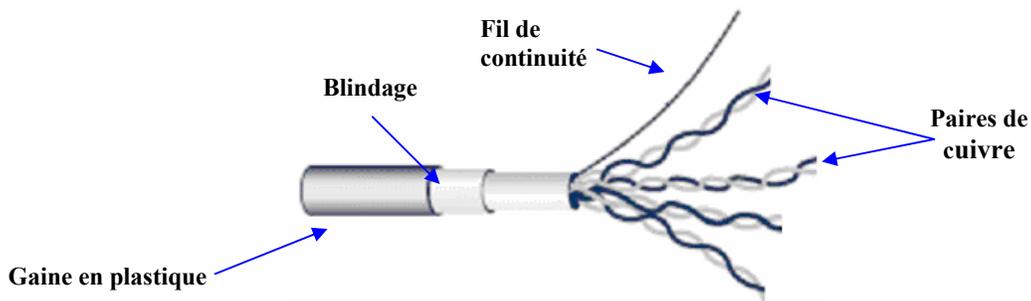


Figure I-10 : Câble à paires torsadées

Les câbles de la boucle locale sont principalement constitués de lignes multipaires blindées. Le nombre de paires varie en fonction du volume des communications à acheminer. On distingue donc :

- Le réseau de distribution : du relais de distribution principal (central téléphonique) au sous répartiteur. Ses câbles qui assurent la distribution puis le transport, sont formés de quartes (group de 4 conducteurs en cuivre) réunies en faisceaux, eux-mêmes assemblés en amorces ;
- Le réseau de branchement : du point de concentration (PC) jusqu'au client. Il est constitué par des câbles de 1 ou 2 paires ;
- L'Installation Terminale du Client : Elle est composée par les câbles d'installation (ITC) de 2, 4 ou 8 paires pouvant avoir une symétrie variable selon la catégorie du câble (câble de catégorie 3, 5 ou 6).

I.4.2. Les technologies haut débit de la famille xDSL

Le but fondamental de tout système de communication est de transmettre avec fiabilité, pour le canal de transmission considéré, le plus haut débit possible. Malheureusement, les canaux de transmission affichent des caractéristiques non idéales qui compromettent généralement une transmission sans erreur aux débits souhaités. En particulier la paire de cuivre, en plus d'être soumise à diverses perturbations électromagnétiques, présente un fort affaiblissement avec la fréquence et un important caractère dispersif. Pour compenser ces imperfections du canal, un grand nombre de théories et de techniques ont été développées [MOU01].

La famille xDSL (x Digital Subscriber Line) permet de transmettre de l'information à haut débit sur la partie terminale cuivrée du réseau de télécommunications, comprise entre le central de commutation et le client. Contrairement aux modems classiques qui utilisent la bande vocale, ces nouvelles technologies exploitent des bandes passantes plus larges afin d'accroître leurs débits. Les principaux éléments de cette famille sont le RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services) également appelé DSL qui est le précurseur, suivi de l'HDSL (High bit rate DSL), de l'ADSL et enfin du VDSL (Very high bit rate DSL). Il existe d'autres concepts qui sont des variantes des précédents : l'IDSL (Integrated services digital network DSL) dérive du RNIS, le RADSL (Rate Adaptative DSL), l'ADSL Lite de l'ADSL et enfin le SDSL (Symmetric ou Single pair DSL) du HDSL [GAG01] [DUN03] [WAL98].

Les nouvelles technologies DSL permet le transport de l'information vidéo, audio et d'autre type de données à des débits de plusieurs mégabits par seconde sur le réseau d'accès téléphonique existant. Soit plus de 100 fois le débit des modems classiques les plus rapides (modems analogiques 56 kbits/s). L'xDSL a pour vocation de mixer le trafic des données, de la voix et de la vidéo sur le réseau téléphonique traditionnel.

Les différences essentielles entre les nombreuses technologies DSL concernent principalement les débits atteignables, la portée, la bande passante occupée.

I.4.2.1. HDSL

Le HDSL, système symétrique bidirectionnel, succède au RNIS. Il permet d'acheminer des débits de 1.544 Mb/s sur une paire ou de 2.32 Mb/s sur une, deux ou trois paires. Son concept date de 1986 et le premier système a été mis en service en 1992. Le HDSL s'est naturellement imposé pour remplacer les lignes américaines T1 (1.544 Mb/s, code bipolaire) et européennes E1 (2.048 Mb/s, code HDB3) pour ainsi éviter de lourdes règles d'ingénierie, d'importants coûts d'installation et de maintenance. De plus, il garantit de nombreux autres avantages tels que l'augmentation de la portée de transmission, une meilleure mixité avec d'autres systèmes, etc.

I.4.2.2. SDSL

Le SDSL (Single pair DSL, ou Symmetric DSL) caractérise une seconde version des systèmes HDSL : cette technologie assure les mêmes performances en terme de débit et de portée sur une seule paire cuivrée mais avec un débit modulable par pas de 8 Kb/s entre 192 Kb/s et 2.32 Mb/s.

I.4.2.3. ADSL

Le concept des transmissions ADSL, comme l'une des premières technologies DSL avec débits asymétriques, date de 1987 et revient à J.W. Lechleider de la compagnie Bellcore. Contrairement aux technologies xDSL citées plus-haut, l'ADSL offre à la fois des services de transport de données et des services téléphoniques, grâce à la modulation DMT (Discrete MultiTone) utilisée. Son débit est, de ce fait, adaptable en fonction de la ligne, et peut atteindre les 10 Mb/s sur voie descendante et 1 Mb/s sur voie montante.

Le POTS (Plain Old Telephone System en anglais, et Services Téléphoniques Analogiques en français) splitter est très souvent un simple filtre passif qui sépare le spectre inférieur utilisé pour la téléphonie du spectre plus élevé employé par l'ADSL / VDSL. Les POTS splitters sont généralement situés au niveau du DSLAM.

Le DSLAM (DSL Access Multiplexer en anglais, et Multiplexeur d'accès DSL en français) est une machine qui se trouve au niveau du central téléphonique. Elle rassemble le trafic d'un grand nombre de lignes DSL pour l'envoyer vers le réseau de l'opérateur internet (d'où le terme de multiplexeur), et inversement. Les DSLAM sont récemment passés de la version 1 à la version 2, ce qui a permis entre autre de raccorder un plus grand nombre d'abonnés par DSLAM (passage de 384 à 1008), et surtout de pouvoir mettre en place l'ADSL 2 qui permet certaines améliorations notamment au niveau de la distance maximale de raccordement des abonnés.

La technologie ADSL permet de transmettre de l'information à haut débit sur la paire téléphonique classique. La liaison est constituée de deux modems : l'un placé au central (ATU-C : ADSL Transceiver Unit Central) regroupés dans le DSLAM et l'autre chez le client (ATU-R : ATU Remote), tous deux reliés par la paire de cuivre. L'échange d'information se fait, comme son nom l'indique, de manière asymétrique via un ou plusieurs canaux unidirectionnels descendants (du central vers le modem client) qui peuvent atteindre un débit total de 8 Mb/s et via un ou plusieurs canaux bidirectionnels de quelques centaines de Kb/s. Simultanément ce système garantit le service téléphonique transmis en bande de base et séparé du signal ADSL large bande par un filtre communément appelé "splitter" (Figure I-11).

ADSL2 : L'apparition de ces deux technologies DSL était conditionnée par une évolution rapide de la norme ADSL. Le débit et la portée des modems ADSL2 sont améliorés par un meilleur gain de codage, suite à l'adoption de la modulation codée en treillis. Les en-têtes des trames sont moins volumineuses. Un mode de diagnostic et de test embarqué sur les modems facilite le déploiement de la ligne (configuration, test de ligne, diagnostic accessible au fournisseur d'accès Internet). L'ADSL2 fixe, en plus, des conditions telles qu'en l'absence de requêtes upstream, les modems entrent en mode de veille. Par ailleurs, les niveaux d'émission des modems sont fixés adaptativement en fonction du bruit stationnaire présent sur la ligne.

Quant à l'ADSL 2+, il double la bande de fréquence descendante par rapport à l'ADSL, et permet, par conséquent, d'obtenir jusqu'à 25 Mb/s en débit du flux descendant.

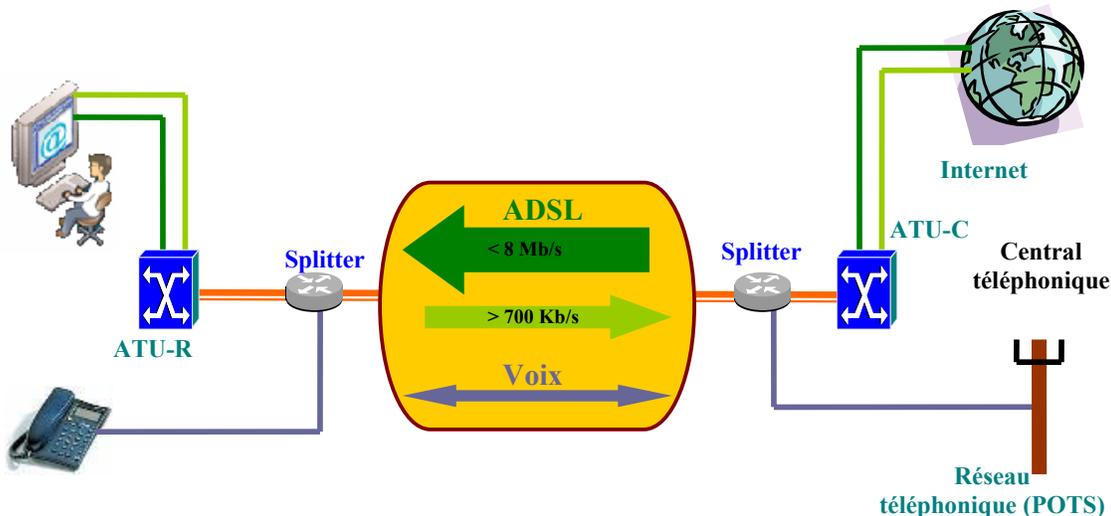


Figure I-11 : Architecture de raccordement ADSL

I.4.2.4. VDSL

Le VDSL est une nouvelle technologie DSL qui permet des débits jusqu'à 52 Mb/s sur des distances relativement courtes ne dépassant pas les 900m – 1.2 km. Le VDSL, en cours de normalisation, permet des débits symétriques ou asymétriques beaucoup plus élevés que ceux des autres technologies xDSL (jusqu'à 52 Mb/s en sens descendant et 3 Mb/s en sens remontant en asymétrique, ou 14 Mb/s symétriques). Il permet aussi le transport simultané des services RNIS (Réseau Numérique et Intégration de Services). En pratique, cette technique peut nécessiter le déploiement de déport optique jusqu'à l'unité optique de réseau et la mise en place d'équipements actifs dans la boucle locale en s'appuyant sur les architectures suivantes :

➤ **Architecture FTTCab**

Fibre To The Cabinet (la fibre jusqu'au point de sous répartition) trouvant essentiellement son intérêt dans les zones résidentielles à fort taux de pénétration des services large bande;

➤ **Architecture FTTEx**

Fibre To The Exchange (la fibre jusqu'au central) déploiement du VDSL depuis le Central (comme pour l'ADSL);

➤ **Architecture FTTB**

Fibre To The Building (la fibre jusqu'au pied de l'immeuble) desservant les zones d'immeubles et les zones d'affaires.

Du côté centre de télécommunications; on trouve les USAM (Universal Service Access Multiplexer) qui assurent le multiplexage des flux (services téléphoniques et données Internet). La figure I-12 montre une architecture de raccordement VDSL. En 2005, l'Union internationale des télécommunications (UIT), a adopté la norme VDSL2 (UIT-T G.993.2). Ce système permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 100 Mb/s, soit dix fois plus importants que ceux de l'ADSL.

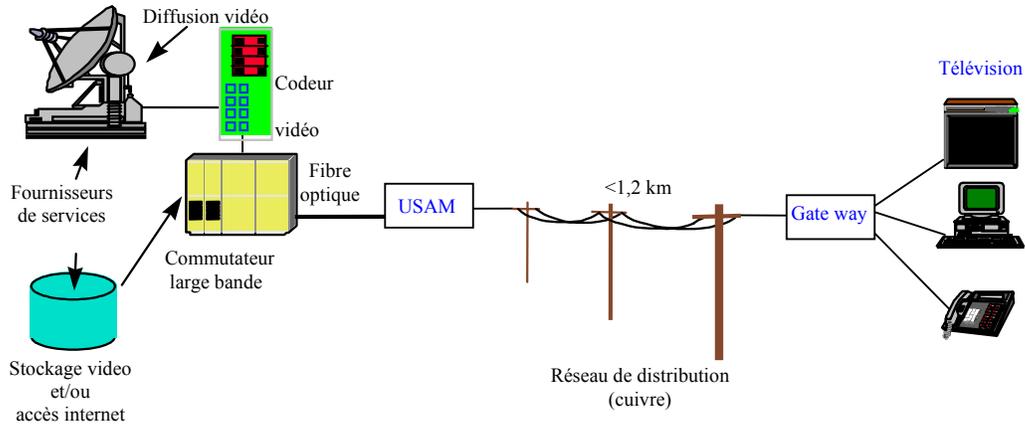


Figure I-12 : Architecture de raccordement VDSL

I.4.3. La technologie PLC

La technologie des Courants Porteurs en Ligne (CPL: Courants Porteurs en Ligne, PLC en anglais) permet de transmettre des informations numériques (Internet, Vidéos, Données, Audio) sur le réseau électrique existant (Figure I-13). La technologie PLC [DOS97] [ZNA03] [HRA04] est basée sur deux familles qui assurent respectivement :

L'accès extérieur « Outdoor » consiste à acheminer, via le réseau électrique, un flux haut débit depuis un point d'accès préexistant. Concrètement, la transmission de données s'effectue sur le réseau électrique basse tension (BT), par la mise en place d'équipements spécifiques au niveau du transformateur moyenne / basse tension (MT/BT ou HTA/BT) et au niveau de l'utilisateur final. Les PLC « Outdoor » utilisent la bande de fréquences 1.6 à 13.5 MHz. A l'instar de l'accès via câble modem, le débit disponible via une connexion PLC est partagé entre les utilisateurs.

L'accès intérieur « Indoor » permet d'acheminer les flux de données vers toutes les prises électriques du bâtiment, à partir d'un accès haut débit à Internet. Cet accès peut être via ADSL ou autre. Les PLC permettent donc d'élaborer un réseau local informatique. Cette technologie est appropriée pour les établissements privés ou publics ne disposant pas, pour des raisons techniques ou financières, de réseau local. Elle est également mise en avant pour le développement des réseaux domestiques. Les PLC indoor utilisent la bande de fréquences 13.5 à 30 MHz.

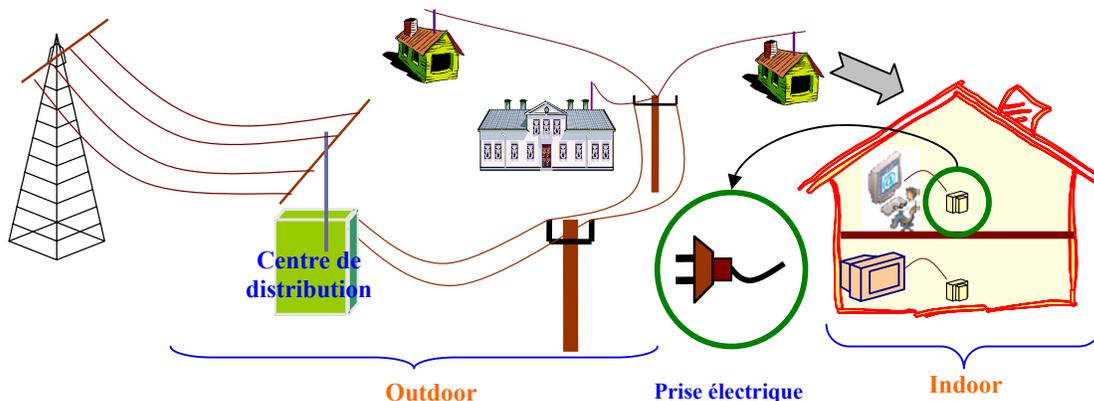


Figure I-13 : Architecture de raccordement PLC

Un des atouts majeurs des PLC est l'utilisation du réseau électrique préexistant. Aucun câblage supplémentaire n'est requis, ce qui rend cette technologie particulièrement attractive.

L'implémentation d'un réseau local basé sur les PLC repose sur un principe simple : il suffit d'intégrer un coupleur (passerelle) PLC entre la connexion Internet existante (modem ADSL par exemple) et le réseau électrique. Ensuite, il est possible de se connecter à Internet via n'importe quelle prise électrique du réseau électrique local en branchant un adaptateur PLC (branché sur port Ethernet ou USB, le paramétrage informatique dépendant alors du type d'adaptateur choisi) entre ordinateur et prise électrique. A noter que le coupleur PLC n'est pas indispensable : il est en effet possible d'utiliser 2 adaptateurs PLC, l'un connecté de manière permanente au modem ADSL pour faire le lien entre l'accès Internet et le réseau électrique, et l'autre permettant de relier l'ordinateur à n'importe quelle prise électrique du bâtiment.

Le débit théorique le plus répandu actuellement est de 14 Mbps. C'est notamment le débit annoncé pour les produits compatibles avec la norme HomePlug. Néanmoins, dans la pratique, on constate des débits de l'ordre de 5 à 10 Mbps. Les évolutions techniques sont constantes et certains acteurs indiquent des débits de l'ordre de 45 Mbps, voire jusqu'à 100 Mbps. Il est important de noter que ces débits sont variables également en fonction de la longueur du réseau électrique, du nombre d'appareils connectés, des éventuelles ruptures sur le réseau telles que la présence de disjoncteurs. La mise en place de répéteurs permet de pallier ces difficultés.

Dans l'environnement domestique où ils vont être déployés, ces systèmes devront respecter les normes de compatibilité électromagnétique. Dans le cas de la PLC « Outdoor », il faudra évaluer les risques de brouillages vis-à-vis des systèmes cellulaires ou de diffusion. Afin d'évaluer l'émission d'une transmission PLC, il convient de bien identifier les paramètres qui interviennent dans l'émission rayonnée ou l'émission conduite. Dans un réseau PLC la conversion de mode différentiel en mode commun est liée au régime de mise à la terre du neutre.

Dans notre étude, nous traiterons uniquement les installations PLC domestiques « Indoor » (Figure I-14) du point de vue CEM, afin de caractériser le canal de transmission et d'analyser en particulier les problèmes de coexistence de plusieurs systèmes.

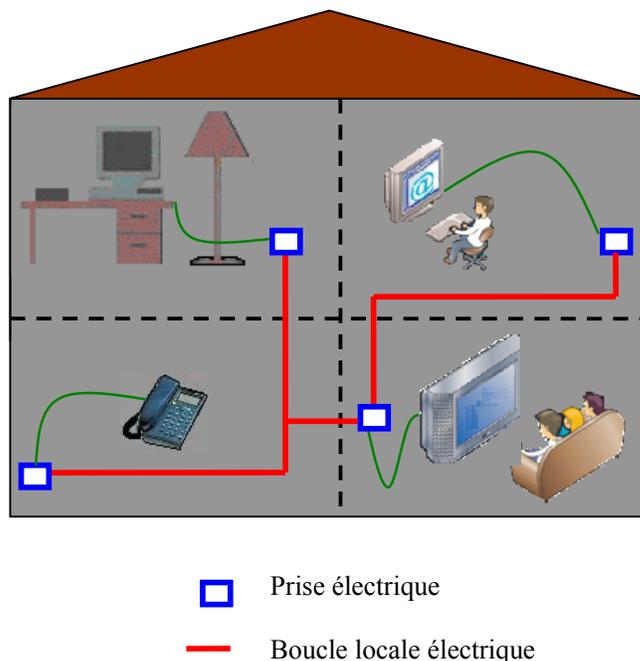


Figure I-14 : Exemple d'une installation PLC "Indoor"

I.5. Fréquences utilisées dans les systèmes de transmission haut débit

Chaque système à haut débit se caractérise par sa bande passante. Celle-ci atteint une valeur maximum de 700 KHz pour l'HDSL, 1,1 MHz pour l'ADSL et l'ADSL2, 2,2 MHz pour l'ADSL2+ et 12 MHz pour le VDSL. A l'origine, le RTC a été conçu pour transmettre exclusivement la voix (bande 300-3400Hz) et non des signaux à hautes fréquences. La figure I-15 montre l'occupation spectrale de des technologies ADSL/2/2+ et POTS (téléphone) :

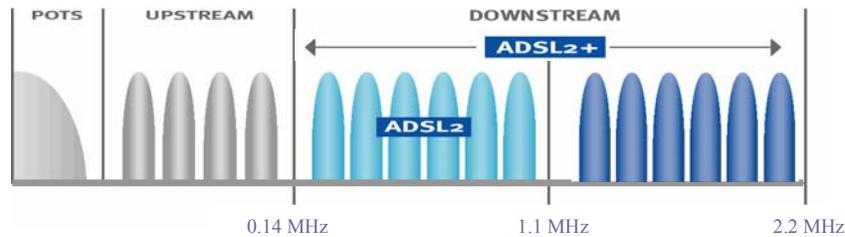


Figure I-15 : Spectre des services téléphonique et ADSL

La bande spectrale du service VDSL est représentée sur la figure I-16.



Figure I-16 : Spectre de la technologie VDSL, plan de fréquence 998

La DSP de la technologie PLC est représentée sur la figure I-17:

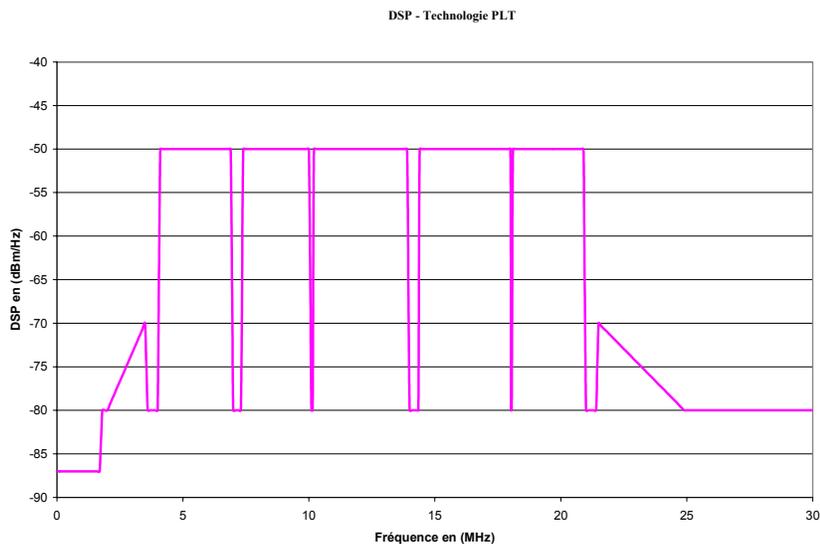


Figure I-17 : Spectre de la technologie PLC (HomePulg)

Les systèmes de transmission haut débit utilisent des fréquences à partir de 9 KHz et véhiculent le signal utile en mode différentiel. La symétrie du câble, liée à ses caractéristiques électriques convertit le signal de mode différentiel en un signal parasite de mode commun responsable de l'émission électromagnétique.

Aux basses fréquences, la longueur des câbles est faible devant la longueur d'onde λ , les temps de propagation d'une extrémité à l'autre des câbles sont négligeables, ce qui revient à admettre que la vitesse de propagation est infinie. On peut alors considérer que la valeur du courant de mode commun est constante quelle que soit la position sur le câble.

Cependant, en présence d'un courant alternatif de haute fréquence ($f > 1\text{MHz}$), la longueur des câbles n'est plus petite devant λ et il faut alors tenir compte des temps de propagation. Sur la ligne, l'énergie ne circule pas uniquement dans les fils, mais se propage également dans le milieu environnant sous forme de champs électromagnétiques susceptibles d'induire par exemple des courants perturbateurs sur les conducteurs voisins.

En considérant les DSP réelles des systèmes haut débit nous déterminerons dans la suite de notre travail les champs électromagnétiques qu'elles génèrent.

I.6. Contexte normatif des nouveaux systèmes de transmission à haut débit

Le développement des nouvelles techniques de transmission sur les lignes téléphoniques et électriques, pour fournir des services de communication haut débit, suscite l'attention des compagnies d'électricité et des opérateurs de télécommunications. Fournir de tels services exige des fréquences de fonctionnement élevées et peut par conséquent engendrer des problèmes de CEM qui exigent une étude approfondie préalable à tout déploiement de nouveau service.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, la transmission des données pour ces systèmes se fait dans une bande de fréquence pouvant aller jusqu'à 30MHz. La mise en œuvre de ces nouvelles applications a engendré un débat, au niveau des communautés de CEM du monde entier, sur les risques potentiels d'interférences électromagnétiques et de brouillage de services radioélectriques.

Ces systèmes de transmission haut débit peuvent provoquer des interférences sur une variété de services bien établis dans le monde entier, tels que :

- La radiodiffusion,
- La radio amateur,
- Les communications mobiles,
- Les communications militaires.

Par ailleurs, les mêmes systèmes de transmission haut débit contribuent également aux émissions rayonnées non intentionnelles. Du point de vue réglementaire, la limitation du rayonnement électromagnétique, peut être abordée sous deux angles complémentaires; d'un côté la limitation des perturbations conduites par les équipements dans le cadre de la directive CEM qui traite de la libre circulation des équipements, d'un autre côté la limitation du champ électromagnétique généré à une distance donnée de toute ligne utilisée pour des transmissions.

Les systèmes de transmission à haut débit utilisent des fréquences susceptibles de perturber les services radioélectriques. Inversement des émetteurs de forte puissance implantés à proximité des réseaux de télécommunication peuvent perturber ou interdire les transmissions haut débit. En effet, à des fréquences plus élevées, apparaissent des phénomènes de compatibilité électromagnétique sans conséquence pour la téléphonie classique mais pouvant être plus pénalisants pour ces nouveaux systèmes de transmission.

Par ailleurs, la mise sur le marché de tout équipement électrique ou électronique impose le respect des exigences essentielles des directives européennes relatives à la compatibilité électromagnétique (89/336/CEE) ou à la sécurité électrique [GER01] [CEN02]. La directive CEM est dite « nouvelle approche », c'est à dire que les exigences techniques ne sont pas contenues dans la directive, mais dans des normes européennes préparées par le CEN (ISO au plan international), le CENELEC (CEI et CISPR au plan international) ou l'ETSI (European Telecommunications Standards Instit UIT).

Du point de vue des normes CEM pour les équipements, la norme d'émission électromagnétique qui s'applique aux systèmes de transmission filaires haut débit (xDSL et PLC) est l'EN 55022 (émission des appareils de traitement de l'information).

Notons que les travaux pour définir une limite protégeant les systèmes radioélectriques opérant entre 150 kHz et 30 MHz ont abouti (après plus de dix ans de discussion...) à l'adoption d'un amendement définissant des «limites de perturbations conduites de mode commun aux accès de télécommunication». Cependant, s'agissant des limites de perturbations rayonnées, il n'existe pas à ce jour de norme pour ces bandes de fréquences et donc seules des mesures d'émission conduite sont possibles.

Par ailleurs, comme nous le verrons plus loin dans ce paragraphe, la Commission Européenne a publié en mai 2001 un projet de mandat (M313) à destination des organismes de normalisation européens leur demandant de préparer des normes harmonisées pour les réseaux étendus (xDSL, PLC, CATV).

Depuis, ces instances de normalisation cherchent à faire évoluer les projets de normes relatives à l'émission rayonnée des systèmes de transmission de l'information, l'objectif premier étant de permettre la coexistence des systèmes entre eux. Il faut noter cependant, que de telles normes, si elles devaient voir le jour, seraient difficile à appliquer car la mesure avec précision des champs E et H émis par un réseau est complexe.

A titre d'exemple, la figure I-18 illustre les limites imposées pour les valeurs moyennes et les valeurs "quasi-peak" du courant de mode commun pour un équipement de télécommunications (normes EN 55 022). Ces valeurs sont respectivement données pour un équipement industriel (Classe A) ou résidentiel (Classe B).

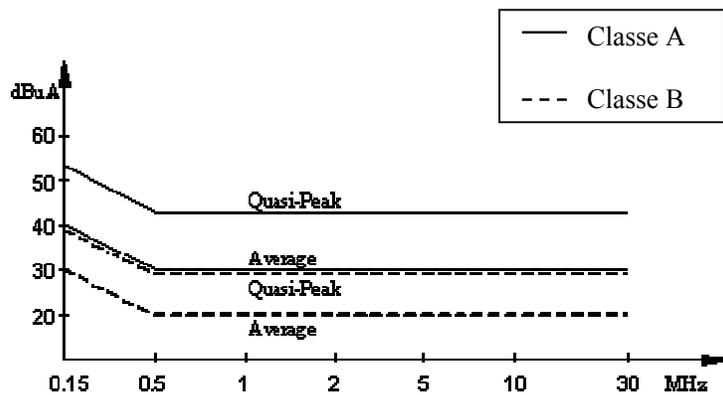


Figure I-18 : Limites des courants de mode commun, équipement de classe A, B

Pour les tensions de mode commun les limites sont représentées sur la figure I-19.

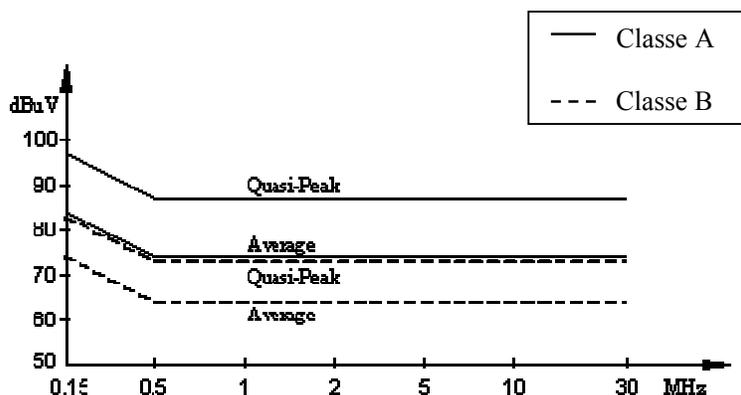


Figure I-19 : Limites des tensions de mode commun, équipement de classe A, B

I.6.1. Le cadre normatif des systèmes à haut débit

Afin d'établir une même limite d'émission rayonnée par tout système de communication filaire fonctionnant à des fréquences élevées, il peut être envisagé d'avoir un texte normatif simple auquel tous les utilisateurs et opérateurs peuvent se référer. En raison des caractéristiques de propagation liées aux fréquences mises en œuvre, une telle norme doit s'appuyer sur un consensus international. La gestion du spectre radio international est régie par l'Union Internationale des télécommunications (UIT). Cet organisme détermine les bandes de fréquences pour ces services et la manière dont ils seront contrôlés dans le monde entier.

La gestion directe du spectre est alors mise en application par différentes agences dans le monde. Par exemple, en Europe la CEPT (Conference of European Post and Telecommunications) contrôle le spectre par l'intermédiaire de l'ECC (Electrical Communication Committee). Sa fonction première est de bien gérer l'utilisation du spectre et la manière de lutter contre les interférences électromagnétiques.

D'un point de vue CEM, les équipements et réseaux de télécommunication relèvent de l'institut européen de normes de télécommunications (ETSI) et du Comité de normalisation européen pour l'électrotechnique, CENELEC. Dans la CEPT, il y a plusieurs groupes de travail permanents : à titre d'exemple, le WG-SE35 détermine les limites d'émission rayonnée pour les réseaux de câbles.

La norme européenne EN55022 traite de l'émission électromagnétique des systèmes de traitement de l'information. Elle ne prévoit cependant pas des mesures d'émission rayonnée en dessous de 30 MHz, où, seules des mesures d'émission conduite sont réalisées. Dans l'annexe A, nous présentons les différentes propositions de normes et les limites correspondantes.

I.6.2. La nouvelle directive applicable aux installations

Ce nouveau texte entrera en vigueur le 20 juillet 2007 après une période de transposition de 2 ans en droit interne à chaque état membre. Il abrogera la Directive 89/336. L'objectif principal de la directive Compatibilité Electromagnétique ne change pas : garantir la libre circulation des équipements électriques au sein de l'UE tout en limitant les risques d'interférences des appareils.

La directive vise à simplifier les procédures d'attestation de conformité des produits aux exigences essentielles en renforçant le rôle des fabricants.

- Systématisation de la certification par le fabricant: que le fabricant suive ou non les normes européennes harmonisées, il peut effectuer seul son évaluation de conformité, sous réserve qu'il en ait les moyens techniques et humains. En parallèle, la fourniture de la documentation technique est désormais obligatoire.
- Le dossier technique de construction sera désormais obligatoire dans tous les cas de figure.
- L'intervention d'un organisme notifié devient purement optionnelle. Les fabricants définissent leur champ d'intervention et peuvent demander aux organismes notifiés d'effectuer certains tests, de contrôler le respect de certaines exigences essentielles.
- La notion d'équipement est centrale dans la directive. Elle désigne "un appareil ou des installations fixes quelconques" (Proposition COM 2002/759, article 2). La nouvelle directive CEM propose un régime réglementaire différent pour les appareils et les installations fixes.

1°) Un appareil est une marchandise qui, dès lors qu'elle est conforme à la directive, peut être mise sur le marché ou mise en service n'importe où dans l'Union Européenne. Les appareils conformes doivent porter le marquage CE.

2°) Cette procédure d'évaluation de la conformité et de marquage CE n'est pas adéquate pour les installations fixes. Nouveauté: le marquage CE ainsi que la déclaration de conformité ne sont donc pas obligatoires pour les installations fixes même si leurs composants doivent être conçus selon les exigences essentielles de la directive et tenir compte des caractéristiques des installations en matière de CEM.

- Les exigences d'informations sont étendues, afin de garantir une meilleure traçabilité des produits, facilitant la tâche des autorités de surveillance du marché (Identification unique, nom et l'adresse du fabricant, restriction d'usage, etc.).

I.6.3. Le mandat M313

En 2001, la Commission Européenne a publié un mandat M313, à destination du CEN, du CENELEC, et de l'ETSI en leur demandant de préparer des normes harmonisées pour les réseaux étendus xDSL, PLC et CATV.

On vise donc le réseau de transmission et non pas l'équipement lui même, bien que ce dernier doit être conforme aux normes relatives à la CEM des équipements. En particulier, ces normes devaient prendre en compte entre autre les limites établies par la norme EN50083-8, la proposition de l'Allemagne NB30, ainsi que le projet de norme anglaise MPT1570 (voir annexe A). Chacune de ces normes propose un niveau d'émission rayonnée pour les systèmes de câbles. Ces normes harmonisées doivent se limiter pour des raisons pratiques à l'émission et non pas à l'immunité et doivent s'appliquer uniquement en cas de plainte pour brouillage, c'est-à-dire qu'il n'y a pas d'essai systématique sur les réseaux de télécommunications.

Dans ce contexte, un réseau de télécommunications associant des équipements et des câbles, est considéré comme une installation au titre de la directive CEM. Les installations ne doivent pas subir d'essais préalables ni être marquées CE. Cependant, en cas de plainte pour brouillage, s'il est reconnu responsable, le propriétaire de l'installation doit prendre les mesures qui s'imposent pour faire cesser le brouillage. Sachant qu'à ces fréquences, il est très difficile de mesurer avec précision les champs E et H émis par un réseau.

I.6.4. La proposition allemande NB30

La NB30 a été approuvée par le Parlement allemand en mars 2001. Toutefois, la NB30 n'est pas une norme, mais c'est un accord local pour une certaine région de l'Allemagne, pour permettre le déploiement de services haut débit (voir annexe A). Elle est basée sur le principe que des fréquences élevées peuvent être employées librement sur des systèmes filaires, mais dans certaines conditions qui dépendent :

- De la fréquence de fonctionnement,
- De l'intensité du champ émis (valeur maximale) par rapport à la position du conducteur, qui ne doit pas dépasser les valeurs énoncées dans la NB30 à une distance de trois mètres du système ou du réseau de télécommunication,
- L'intensité du champ rayonné sera mesurée en conformité avec les normes applicables de CEM, et selon les spécifications de mesure des interférences des systèmes de télécommunications et des conducteurs dans la bande de fréquence spécifiée.

Cette proposition est valable pour des fréquences au-dessous de 30MHz. Les conditions pratiques pour son application dans l'industrie de télécommunications et en particulier pour les réseaux de câbles ne sont pas très claires. Bien que la NB30 puisse être employée pour contrôler les limites des émissions rayonnées par des réseaux de câble, dans certaines situations la limite NB30 est dépassée ce qui nécessite une bonne spécification du domaine d'application. Par ailleurs, il convient de préciser quelles parties du réseau sont concernées par les limites de la NB30. En effet, le réseau de télécommunications est constitué de câbles et d'équipements qui peuvent être parfois connectés au réseau électrique.

I.6.5. La norme anglaise MPT1570

Cette norme a été introduite pour couvrir la technologie de DSL au Royaume-Uni. Les spécifications sont semblables à celles de la NB30, à ceci près que la distance de mesure pour les émissions rayonnées des câbles est fixée à 1 mètre au lieu de 3 mètres (voir annexe A). La comparaison des deux normes fait apparaître les différences suivantes :

- La NB30 couvre tous les types de réseaux (xDSL, PLC, réseaux locaux)
- La MPT1570 ne traite que des technologies xDSL
- La norme anglaise ne traite pas l'équipement relié au réseau. Alors que l'équipement est traité également par la NB30
- Une norme complémentaire pour la MPT1520 gère les réseaux de distribution câblés fonctionnant dans la gamme de fréquence 300KHz à 30MHz

Les limites proposées par ces différents pays, sont considérées comme des textes de référence afin d'essayer d'établir une seule norme pour les émissions rayonnées.

Ces propositions seront utilisées dans notre travail afin d'étudier les émissions électromagnétiques des transmissions à haut débit.

I.7. Conclusion

Ce chapitre a permis de positionner les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en mettant en relief les enjeux des systèmes de transmission haut débit sur cuivre et les problématiques qu'engendrent ces nouvelles technologies du point de vue de la compatibilité électromagnétique.

Après avoir présenté les principales caractéristiques des systèmes de transmission de type xDSL, la technologie CPL a été décrite et les inconvénients majeurs du canal de transmission, utilisé dans ce cas, ont été soulignés.

Parmi les critères CEM à respecter, l'émission électromagnétique liée au fonctionnement des systèmes de transmission haut débit demeure une contrainte importante qu'il convient de maîtriser afin d'éviter d'éventuelles conséquences sur les systèmes radioélectriques.

S'agissant des limites d'émission électromagnétique des systèmes haut débit, nous avons rappelé le contexte normatif et indiqué les principales valeurs encore en discussion dans les instances de normalisation.

La méthodologie que nous allons décrire dans les prochains chapitres, pour analyser les risques de perturbations des réseaux haut débit, consiste à adopter une démarche prédictive pour calculer la contrainte engendrée par un réseau haut débit et la comparer aux seuils de tolérance définis dans les normes.

D'une manière générale, la méthode adoptée consistera à étudier pour le réseau considéré les différents éléments qui contribuent, de manière directe ou indirecte, aux émissions électromagnétiques.

L'étude sera abordée selon les différentes étapes définies dans l'organigramme de la figure I-20.

Sur la base de cette approche, le prochain chapitre sera consacré à la modélisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires de télécommunications.

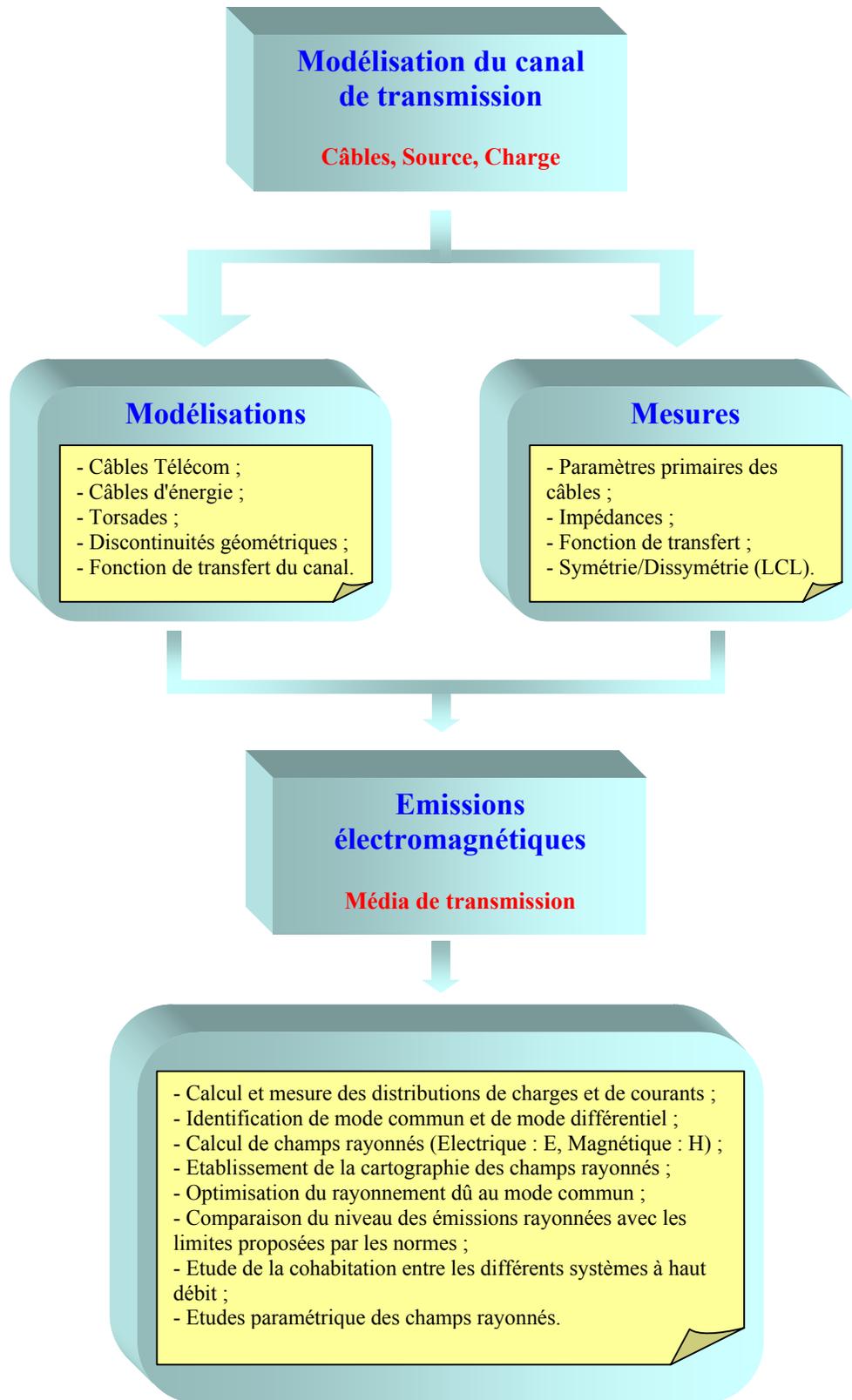


Figure I-20 : Etapes de travail

CHAPITRE II
ETUDE DES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES DANS
DES RESAUX FILAIRES

II.1. Introduction

L'étude théorique des mécanismes de rayonnement et d'interaction des systèmes filaires a toujours été un sujet de recherche important dans le domaine de la CEM. Les progrès accomplis ces dernières années en matière de transmission haut débit ont relancé les travaux dans ce domaine.

L'aspect auquel nous nous intéressons est la détermination du comportement électromagnétique d'une structure filaire tridimensionnelle soumise à l'action d'une onde électromagnétique incidente ou à celle de générateurs localisés. Dans tous les cas, le phénomène physique est le même : des courants circulent sur la surface et à l'intérieur de conducteurs et génèrent un champ électromagnétique dans tout l'espace les entourant. Il y a donc un phénomène d'interaction, qui peut s'avérer complexe à modéliser.

Le traitement de ces couplages électromagnétiques peut être fait, soit à l'aide du formalisme des antennes qui conduit à la résolution numérique d'équations intégrales-différentielles, soit en utilisant une méthode approchée telle que la théorie des lignes.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps la théorie des antennes pour étudier les mécanismes de rayonnement dans un système filaire. Ce formalisme rigoureux permettra, en particulier par la suite, de valider les résultats obtenus par les outils numériques que nous avons développés.

Dans la deuxième partie, nous introduisons la théorie des lignes de transmission, associée à une approche topologique. Cette approche sera utilisée par la suite dans notre thèse du fait de sa grande souplesse d'utilisation.

La dernière partie de ce chapitre, présente la méthode que nous avons développée pour calculer les paramètres linéiques des câbles à paires torsadées. Elle permet de créer un modèle de câble représentatif et qui tient compte de l'effet des torsades pour le calcul de la distribution des courants et des tensions le long des conducteurs.

Une application de l'outil développé concerne l'étude de l'émission rayonnée par des transmissions xDSL mises en œuvre sur un réseau de télécommunications de géométrie complexe. Une étape de cette étude permet de valider l'approche théorique en comparant les résultats obtenus à des mesures réalisées sur des câbles utilisés dans le réseau de France Télécom.

II.2. Théorie des antennes

Dans la théorie des antennes, la détermination des champs électromagnétiques rayonnés par une structure de forme quelconque s'effectue rigoureusement à partir de la résolution d'équations d'intégrales issues des équations de Maxwell [POG73] [HAR68]. Ces équations sont principalement:

- soit de type électrique (E.F.I.E : Electric Field Integral Equation)
- soit de type magnétique (M.F.I.E : Magnetic Field Integral Equation)

Enfin, afin d'éliminer certains problèmes de résonances, la formulation CFIE (Combined Field Integral Equation), qui est en fait une combinaison linéaire d'EFIE et de MFIE, est souvent utilisée.

A partir de là, deux grandes familles de méthodes de résolution existent. D'une part, les méthodes volumiques qui localisent leur calcul dans tout les volumes intérieur et extérieur des objets, permettant une bonne prise en compte des caractéristiques des objets, mais utilisant un grand nombre d'inconnues et une gestion explicite des conditions aux limites. D'autre part les méthodes surfaciques, qui placent leurs inconnues sur le bord des objets considérés et prennent en compte de manière implicite les conditions aux limites, mais ne s'appliquent qu'aux corps homogènes. Les équations de Maxwell et de Helmholtz peuvent s'écrire sous forme intégrale et être résolues par ce type de méthodes.

L'équation intégrale de type électrique dans le domaine fréquentiel sera présentée dans cette partie. Par réaction à une onde incidente ou une excitation par des générateurs localisés, des charges et des courants sont induits sur une couche infiniment mince à la surface extérieure des fils et rayonnent un champ \vec{E} et \vec{H} .

Sur la base des équations de Maxwell, le champ électromagnétique peut être dérivé à partir du potentiel scalaire $\phi(\vec{r})$ et du potentiel vecteur $\vec{A}(\vec{r})$ en tout point extérieur à la surface S d'une ligne :

$$\vec{E} = \nabla\phi - j \omega \vec{A} \quad \text{EQ - II-1-a}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad \text{EQ - II-1-b}$$

avec,

$$\phi(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi j \omega \epsilon_s} \int \rho G(\vec{r}, \vec{r}') ds \quad \text{EQ - II-2-a}$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') ds \quad \text{EQ - II-2-b}$$

$|\vec{J}(\vec{r}')|$ est la densité de courant, ρ est la densité surfacique de charge sur chaque ligne.

$G(\vec{r}, \vec{r}')$ est la fonction de Green d'un espace illimité et homogène de paramètres μ et ϵ , ils représentent respectivement la perméabilité et la permittivité dans l'espace libre. r' correspond aux coordonnées sur l'axe du conducteur, r indique le point d'observation situé sur la surface du conducteur (Figure II-1).

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{\exp(-jKR)}{R} \quad \text{avec } R = |\vec{r} - \vec{r}'| \quad \text{et } K = \sqrt{\mu\epsilon} \quad \text{EQ - II-3}$$

Les densités surfaciques de courant $|\vec{J}|$ et celles de charge ρ sont reliées par l'équation de continuité :

$$\text{div} \cdot \vec{J} = -j\omega\rho \quad \text{EQ - II-4}$$

Dans cette étude nous travaillons dans le cadre de l'approximation quasi-TEM, de l'hypothèse des conducteurs minces (diamètre $\ll \lambda$) et en tenant compte des conditions aux limites. La dérivation de notre problème est traitée en considérant les hypothèses supplémentaires suivantes :

- La ligne de transmission est supposée de longueur finie et située au-dessus d'un sol parfait de dimension infinie,
- Le rayon "a" des conducteurs est supposé petit par rapport à la hauteur des conducteurs au dessus du sol,
- La ligne et le sol sont considérés comme des conducteurs électriques parfaits et les conducteurs ont une forme circulaire.

Ceci conduit à considérer la distribution de courant et de charge comme uniforme autour de la circonférence de la section de la ligne. Cela suppose que seule existe une composante longitudinale des courants. L'intégration sur la circonférence peut être assimilée à la valeur de l'intégrant sur l'axe. Ce qui implique pour une ligne de longueur "L" l'approximation suivante de $\phi(\vec{r})$ et $\vec{A}(\vec{r})$:

$$\phi(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \int_0^L \vec{I}(s') \frac{\exp(-jKR)}{R} ds' \quad \text{EQ - II-5-a}$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_0^L \vec{I}(s') \frac{\exp(-jKR)}{R} ds' \quad \text{EQ - II-5-b}$$

Où $R = \sqrt{(s - s')^2 + a^2}$, avec s' qui correspond aux coordonnées sur l'axe du conducteur, le point s qui indique le point d'observation situé sur la surface du conducteur et a le rayon du conducteur (Figure II-1).

II.2.1. Cas des lignes situées dans un milieu infini et homogène

Dans un premier temps nous traitons le cas des lignes rectilignes situées dans un milieu infini et homogène de permittivité ϵ et de perméabilité μ .

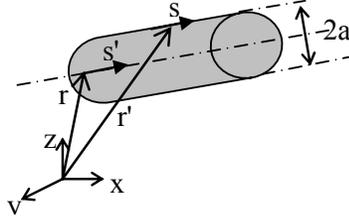


Figure II-1 : Unique conducteur dans un espace infini

Le champ électrique rayonné par un conducteur dans un espace infini est donné par :

$$\vec{E} = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon} \left[k^2 + \frac{\partial^2}{\partial s^2} \right] \int_0^L \vec{I}(s') G(s, s') ds' \quad \text{EQ - II-6}$$

Où k est la constante de propagation.

Dans le cas de N conducteurs de longueur L situés dans un espace infini (Figure II-2), le calcul du champ total rayonné doit tenir compte du couplage mutuel avec les $N-1$ autres conducteurs.

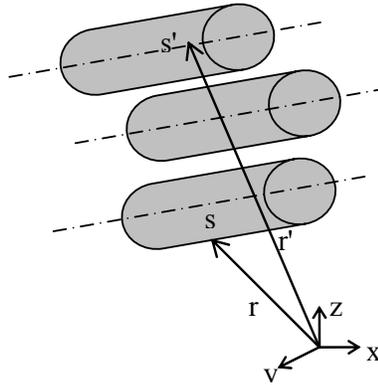


Figure II-2 : N conducteurs dans un espace infini

L'expression du champ électrique rayonné par le conducteur i est donnée par :

$$\vec{E}_i = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon} \left[k^2 + \frac{\partial^2}{\partial s^2} \right] \sum_{j=1}^N \int_0^L \vec{I}_j(s') G_{i,j}(s, s') ds' \quad \text{EQ - II-7}$$

$G_{i,j}(s, s')$ est la fonction de green associée au couplage propre lorsque $i=j$, et traduit le couplage mutuel entre le conducteur i et le conducteur j si $i \neq j$.

II.2.2. Cas des lignes situées au dessus d'un sol parfaitement conducteur

Dans cette partie nous traitons le cas d'un câble situé au dessus d'un plan de masse de dimension infinie, l'axe du conducteur se trouve à une hauteur h . En utilisant la théorie des images

électriques (Figure II-3), qui suppose qu'un fil situé à une hauteur h au dessus du sol parfait est équivalent à deux fils distants de $2h$ dans l'espace libre [POG73, p:89].

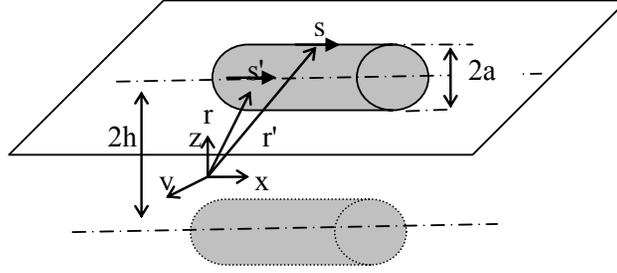


Figure II-3 : Conducteur unique au dessus d'un sol parfait

Le champ électrique rayonné par un conducteur au dessus d'un sol parfaitement conducteur a pour expression :

$$\vec{E} = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon} \left[k^2 + \frac{\partial^2}{\partial s^2} \right] \int_0^L \vec{I}(s') [G_1(s, s') - G_2(s, s')] ds' \quad \text{EQ - II-8}$$

avec,

$$G_1(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{\exp(-jKR_1)}{R_1}, \quad R_1 = \sqrt{(s-s')^2 + a^2} \quad \text{EQ - II-9-a}$$

$$G_2(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{\exp(-jKR_2)}{R_2}, \quad R_2 = \sqrt{(s-s')^2 + (2h)^2} \quad \text{EQ - II-9-b}$$

Pour N conducteurs au dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur, les axes des conducteurs i et j se trouvent respectivement à des hauteurs h_i et h_j . En utilisant la théorie des images électriques comme le montre la figure II-4.

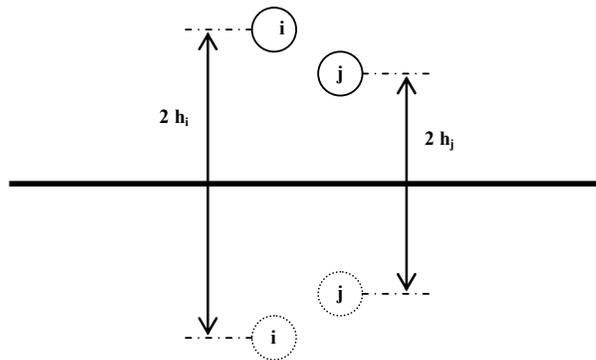


Figure II-4 : N conducteurs, utilisation de la théorie des images

L'expression du champ électrique rayonné du conducteur i est donnée par :

$$\vec{E}_i = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon} [k^2 + \frac{\partial^2}{\partial s^2}] \sum_{j=1}^N \int_0^L \vec{I}_j(s') [G_{i,j}(s,s') - G'_{i,j}(s,s')] ds' \quad \text{EQ - II-10}$$

Où $G_{i,j}(s,s')$ et $G'_{i,j}(s,s')$ sont les fonctions de green associées respectivement aux couplages propre et mutuel des conducteurs dans le demi-espace supérieur, et aux couplages mutuels entre les conducteurs de deux milieux.

La théorie des antennes qui peut s'appliquer à des réseaux complexes, est une méthode exacte puisque dans son principe, elle ne fait aucune hypothèse restrictive exceptée l'approximation des fils minces. Mais pour des lignes de grandes longueurs ou contenant un grand nombre de conducteurs internes, comme les câbles de télécommunications, la mise en œuvre de la méthode des moments pour résoudre les expressions précédentes devient complexe, et nécessite des temps de calculs importants. De plus, la prise en compte de la conductivité finie du sol nécessite l'évaluation des intégrales de Sommerfeld et constitue de ce fait une difficulté supplémentaire.

Pour pallier ces inconvénients, il est possible d'étudier le problème des émissions rayonnées à partir des méthodes approchées, telle que la théorie des lignes de transmission dont la mise en œuvre est beaucoup plus simple. C'est cette approche que nous allons utiliser dans la suite de notre étude.

II.3. Théorie des lignes de transmission

La méthode adoptée pour la simulation des émissions de champs électromagnétiques d'un câble est basée sur la théorie des lignes associée à une approche topologique, pour déterminer l'émission électromagnétique d'un câble multiconducteur, nous avons choisi de découper le câble en petits tronçons et de sommer la contribution au champ électromagnétique de chacun des dipôles élémentaires.

II.3.1. Calcul des distributions de courant et de tension

Ainsi, pour simuler les champs électrique et magnétique le long du câble, on calcule d'abord la distribution de courant et de tension le long du câble, pour cela, les équations des télégraphistes sont utilisées [CLA94]. La variation de tension entre les deux conducteurs a et b est donnée par :

$$\Delta v = v_b - v_a = -R.\Delta x.i - L.\Delta x.\frac{di}{dt} \quad \text{EQ - II-11}$$

Alors que le courant Δi dérivé entre b et b' est calculé par la formule suivante :

$$\Delta i = -G.\Delta x.(v + \Delta v) - C.\Delta x.\frac{d(v + \Delta v)}{dt} \quad \text{EQ - II-12}$$

En faisant tendre Δx vers 0, l'équation (EQ - II -11) devient :

$$\lim\left(\frac{\Delta v}{\Delta x}\right)_{\Delta x \rightarrow 0} = \frac{dv}{dx} = -Ri - L\frac{di}{dt} \quad \text{EQ - II-13}$$

De même pour l'équation (EQ - II -12), nous obtenons :

$$\lim\left(\frac{\Delta i}{\Delta x}\right)_{\Delta x \rightarrow 0} = \frac{di}{dx} = -Gv - C\frac{dv}{dt} \quad \text{EQ - II-14}$$

On peut schématiser un élément de la ligne k par la Figure II-5.

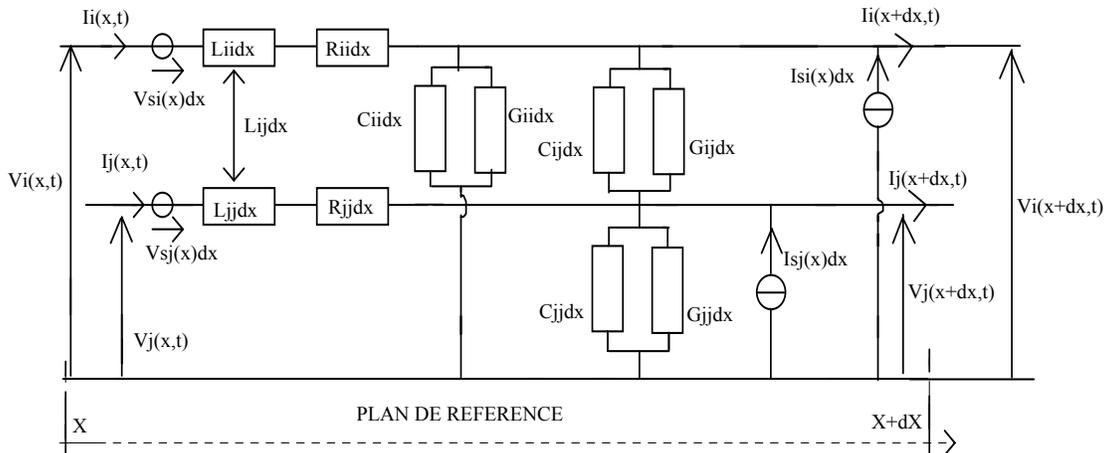


Figure II-5 : Circuit élémentaire

Les différentes grandeurs de la figure II-5 représentent, d'une part, les paramètres linéiques R_{ij} , G_{ij} , L_{ij} et C_{ij} définis par rapport au plan de référence et, d'autre part, les générateurs de tension et de courant équivalents V_{Si} et I_{Si} pour le i ème conducteur de l'élément de ligne (termes sources).

A partir des lois des nœuds et des mailles appliquées sur cet élément de ligne, on obtient les équations suivantes dites équations générales des télégraphistes :

$$\frac{d}{dx} V_i(x,t) = - \sum_{j=1}^N (R_{ij} + \frac{d}{dt} L_{ij}) . I_j(x,t) + V_i^s(x,t) \quad \text{EQ - II-15-a}$$

$$\frac{d}{dx} I_i(x,t) = - \sum_{j=1}^N (G_{ij} + \frac{d}{dt} C_{ij}) . V_j(x,t) + I_i^s(x,t) \quad \text{EQ - II-15-b}$$

avec :

$$G_{ii} = g_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^N g_{ij}; G_{ij} = G_{ji} = -g_{ij}; \quad \text{EQ - II-15-c}$$

$$C_{ii} = c_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^N c_{ij}; C_{ij} = C_{ji} = -c_{ij}; \quad \text{EQ - II-15-d}$$

$$R_{ii} = r_{ii}; R_{ij} = R_{ji} = r_{ij} = 0; \quad \text{EQ - II-15-e}$$

$$L_{ii} = l_{ii}; L_{ji} = l_{ij} = l_{ji}. \quad \text{EQ - II-15-f}$$

Où : g_{ii} , c_{ii} et g_{ij} , c_{ij} sont les conductances et capacités linéiques entre le i ème conducteur et le conducteur de référence et entre le i ème et le j ème conducteur. r_{ii} , l_{ii} sont respectivement la résistance et l'inductance propre linéique et l_{ij} est l'inductance mutuelle linéique entre le i ème et le j ème conducteur.

Dans le cadre de l'approximation quasi-TEM, en généralisant à tous les conducteurs de la ligne, les courants et tensions sont des solutions du système suivant :

$$\frac{dV}{dx} = -Z.I + V^s \quad \text{EQ - II-16-a}$$

$$\frac{dI}{dx} = -Y.V + I^s \quad \text{EQ - II-16-b}$$

Où : V et I représentent respectivement la tension et le courant de chaque conducteur par rapport au conducteur de référence (vecteurs de dimension N), Z et Y sont les matrices des impédances et des admittances complexes d'ordre $(N * N)$ par unité de longueur. Chacune d'elles est composée de deux matrices : $Z = R + j\omega L$ et $Y = G + j\omega C$ (les paramètres linéiques primaires R , L , C et G sont des matrices de dimension $N \times N$). D'autre part, V^s et I^s sont des générateurs de tension et de courant équivalents [KER93].

II.3.1.1. Solution du système

Ce système d'équations est résolu à l'aide des variables d'états permettant d'exprimer les tensions et les courants sur la ligne en fonction des tensions et courants à l'entrée et d'introduire ensuite les conditions aux limites.

Dans le cas d'un réseau constitué de plusieurs lignes multifilaires, pour chaque ligne multifilaire i comportant N_i conducteurs et donc N_i modes de propagation, les solutions quasi-TEM sont obtenues à partir du système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{22}^i(L_i) & \mathbf{1}^i \\ \Phi_{12}^i(L_i) & \mathbf{0}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}(0) \\ -\mathbf{I}(L_i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{21}^i(L_i) & \mathbf{0}^i \\ \Phi_{11}^i(L_i) & -\mathbf{1}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(L_i) \end{bmatrix} =$$

$$- \int_0^{L_i} \begin{bmatrix} \Phi_{21}^i(L_i - x_i) & \Phi_{22}^i(L_i - x_i) \\ \Phi_{11}^i(L_i - x_i) & \Phi_{12}^i(L_i - x_i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}^s(x_i) \\ \mathbf{I}^s(x_i) \end{bmatrix} \cdot dx_i$$

EQ - II-17

Dans lequel la matrice de transition d'état est définie par :

$$\Phi^i(L_i) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_i^{-1} \mathbf{T}_i \text{ch}(\gamma_i L_i) \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{Y}_i & -\mathbf{Y}_i^{-1} \mathbf{T}_i \gamma_i \text{ch}(\gamma_i L_i) \mathbf{T}_i^{-1} \\ -\mathbf{T}_i \text{sh}(\gamma_i L_i) & \gamma_i^{-1} \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{Y}_i & \mathbf{T}_i \text{sh}(\gamma_i L_i) \mathbf{T}_i^{-1} \end{bmatrix}$$

EQ - II-18

Et où \mathbf{V}^s et \mathbf{I}^s représentent les sources de tension et de courant induites par l'onde perturbatrice sur la LMF i . \mathbf{T} est la matrice, de dimensions ($N_i \times N_i$) qui diagonalise $[\mathbf{Y}].[Z]$, telle que $\gamma^2 = [\mathbf{T}]^{-1} \cdot [\mathbf{Y}].[Z].[\mathbf{T}]$ soit diagonale. γ est la matrice de propagation.

Les vecteurs $\mathbf{V}(L)$, $\mathbf{V}(0)$, $\mathbf{I}(L)$, $\mathbf{I}(0)$, de dimension (N_i), représentent les tensions et les courants induits aux extrémités de la ligne i et sont les inconnues du problème.

II.3.1.2. La topologie électromagnétique

La théorie des lignes de transmission n'est valable que pour des lignes uniformes, c'est à dire pour des lignes dont les caractéristiques géométriques et électriques ne varient pas en fonction de la longueur. Malheureusement ce n'est pas le cas pour les réseaux de télécommunications (topologie en Y, jonction aéro-souterraine, etc.).

Pour pallier cet inconvénient, on associe à la théorie des lignes une approche topologique [CLA94] [DAG95] [BES93] [PAR91]. Ce formalisme conduit alors à décomposer les lignes non uniformes en éléments uniformes interconnectés par l'intermédiaire de réseaux linéaires et excités par des générateurs localisés comme le montre la Figure II-6.

On s'intéresse à un système constitué de P lignes multifilaires notées LMF i et comportant chacune N conducteurs ($i = 1, \dots, L$). Chaque réseau séparant les lignes contient N_j ($j = 1, \dots, M$) nœuds externes où M est le nombre de réseaux.

Ce système comporte un ou plusieurs générateurs localisés au niveau des réseaux. Les lignes sont reliées entre elles par des réseaux supposés linéaires :

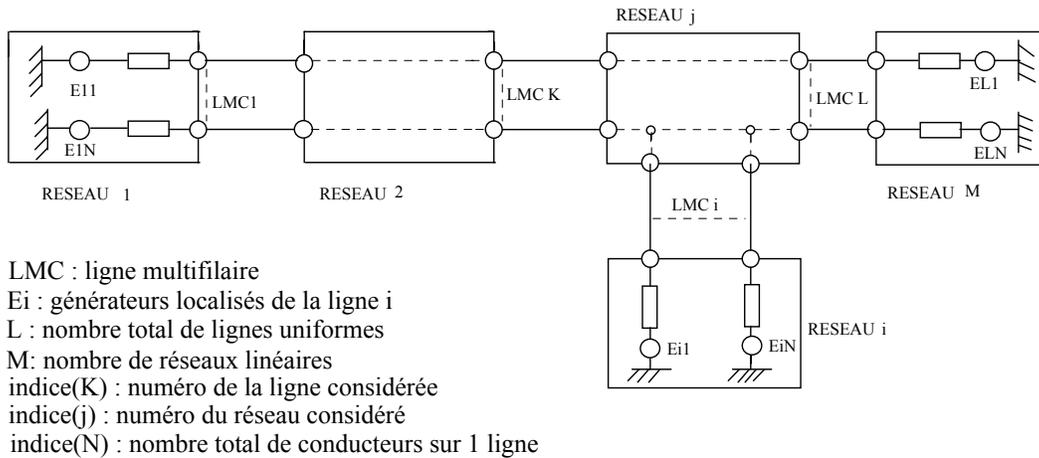


Figure II-6 : Décomposition topologique

Cette étude est faite dans le cadre de l'hypothèse quasi TEM :

- toutes les dimensions transversales (hauteur, espacement entre conducteurs, diamètre des conducteurs) sont faibles devant la plus petite longueur d'onde considérée,
- les conducteurs et le plan de masse sont de conductivité finie.

De plus, chaque ligne multifilaire doit être uniforme. Si tel n'est pas le cas, elle devra être discrétisée en un nombre L_i de lignes uniformes. Les réseaux sont linéaires et le nombre d'équations les caractérisant est égal au nombre de nœuds externes.

Le système donné par l'équation II-17 est complété par un second système représentant les conditions aux limites au niveau des réseaux. Pour le réseau linéaire (multipôle) j comprenant N_j nœuds externes, les équations électriques s'écrivent :

$$P_j \cdot V_j + Q_j \cdot I_j = E_j \quad (j = 1, \dots, M) \quad \text{EQ - II-19}$$

Où V_j , I_j et E_j sont de dimension N_j , ils représentent respectivement les vecteurs des courants et tensions à l'entrée et en sortie du réseau et les générateurs de tensions et \ ou courants localisés au niveau du réseau.

L'équation (II-19) correspond à une représentation combinée des schémas équivalents de Thévenin et Norton. Les deux matrices P_j et Q_j sont obtenues en écrivant les équations des mailles et des nœuds pour le multipôle j . Il est à noter que le nombre de nœuds ou d'équations est équivalent au nombre de conducteurs arrivant sur le réseau considéré.

En combinant les L systèmes d'équations de type (EQ - II-17) et les M systèmes (EQ - II-19), La solution générale donnant tous les courants et tensions aux extrémités de chaque ligne multifilaire est obtenue en résolvant un système matriciel de la forme $[A] \cdot [X] = [B]$, où X est un vecteur contenant tous les courants et tensions en 0 et L pour chaque LMF.

$$\begin{bmatrix} A1 \\ A2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B1 \\ B2 \end{bmatrix}$$

avec,

$$A1 = \begin{bmatrix} LMF_1 & & & \\ & & 0 & \\ & LMF_i & & \\ & 0 & & \\ & & & LMF_P \end{bmatrix}$$

$$\text{où } LMF_i = \begin{bmatrix} \Phi & -1 \end{bmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \end{matrix} \begin{matrix} 2N_i \\ \\ \end{matrix}$$

← ... →
2N_i

EQ - II-20

$$A2 = \begin{bmatrix} Réseau_1 & & & \\ & & 0 & \\ & Réseau_j & & \\ & 0 & & \\ & & & Réseau_M \end{bmatrix}$$

$$\text{où } Réseau_j = \begin{bmatrix} P_j & Q_j \end{bmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \end{matrix} \begin{matrix} N_j \\ \\ \end{matrix}$$

← ... →
N_j

A est une matrice contenant deux sous matrices A1 et A2. A1 contient toutes les données relatives aux L lignes et A2, celles des M réseaux.

De même, la matrice B se décompose en deux sous matrices dont l'une, B1, contient toutes les informations de la perturbation extérieure et l'autre, B2, les générateurs localisés.

La résolution du système différentiel est basée sur le formalisme des variables d'états, en utilisant la méthode de la variation de la constante pour déterminer la solution générale, et par la suite en déduire la matrice de transition d'état.

Par conséquent, pour chaque ligne du réseau, les courants et les tensions sont calculés aux deux extrémités de chaque conducteur. Le calcul de la distribution de courant et des charges le long du câble est primordial afin d'accéder aux champs électrique et magnétique. Pour chaque fréquence, une supermatrice de chaîne (EQ - II-21) permet d'obtenir les tensions et les courants à une distance z évaluée à partir de l'extrémité proche (z = 0) du câble.

V(z) et I(z) sont les vecteurs tension et courant à l'abscisse z le long du câble et V(0) et I(0) sont les vecteurs tension et courant à l'origine de la ligne.

$$\begin{bmatrix} V(z_i) \\ I(z_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_i^{-1} \mathbf{T}_i \operatorname{ch}(\gamma_i z_i) \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{Y}_i & -\mathbf{Y}_i^{-1} \mathbf{T}_i \gamma_i \operatorname{ch}(\gamma_i z_i) \mathbf{T}_i^{-1} \\ -\mathbf{T}_i \operatorname{sh}(\gamma_i z_i) \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{Y}_i & \mathbf{T}_i \operatorname{sh}(\gamma_i z_i) \mathbf{T}_i^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0_i) \\ I(0_i) \end{bmatrix} \quad \text{EQ - II-21}$$

Après avoir calculé le courant et la tension pour chaque tronçon, l'étape suivante consiste à déterminer l'émission électromagnétique générée par chaque tronçon. La sommation de la contribution de chaque tronçon permet ensuite d'obtenir le champ total rayonné par le câble multiconducteur.

II.3.2. Calcul de champ électromagnétique rayonné

La finalité de cette étude est le calcul du champ électromagnétique produit au point P de coordonnées arbitraires (x, y, z). Les paragraphes suivants vont aborder les différentes méthodes pour évaluer les tensions et les courants générés par un dipôle [HAR73].

II.3.2.1. Utilisation de la réciprocité

Les sources de tension ou de courant permettant aux courants de circuler sur le câble, l'énergie ne circule pas uniquement dans les fils, mais une partie se propage également dans le milieu environnant sous forme de champ électromagnétique.

II.3.2.1.1. Tension induite par un dipôle électrique

On cherche à calculer l'émission d'un câble excité par une seule de ses terminaisons, dans le schéma équivalent dans lequel se trouve une source de courant générant un courant I_{T1} . Au point P, on peut déduire les champs électrique et magnétique (\mathbf{E}_P et \mathbf{H}_P).

Si on place en P un petit dipôle électrique constitué de deux brins rectilignes alignés, chacun de longueur d_E , la longueur effective de cette antenne est $d_E \mathbf{u}$ où \mathbf{u} est un vecteur unitaire selon l'orientation de ce dipôle ([LO93] p:6-14). La tension en circuit ouvert aux bornes de ce dipôle est donc :

$$V_{P1} = d_E \mathbf{u} \cdot \mathbf{E}_P \quad \text{EQ - II-22}$$

Maintenant remplaçons la source de courant qui produisait le courant I_{T1} par un circuit ouvert dont on mesure la tension à vide V_{T2} en prenant pour cette tension la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour I_{T1} . On place une source de courant délivrant un courant de valeur I_{P2} , en prenant pour ce courant la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour V_{P1} , aux bornes du dipôle électrique. Le moment dipolaire ([STR41], § 8.5) du dipôle ainsi excité est:

$$\mathbf{P} = d_E \frac{I_{P2}}{j\omega} \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-23}$$

Et le courant I_{P2} vaut donc :

$$I_{P2} = \frac{j\omega}{d_E} \mathbf{P} \cdot \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-24}$$

En s'appuyant sur le théorème de réciprocité ([HAR61] p:119, [COL85] p:294, [TES77] p:369) on obtient :

$$V_{T2} = \frac{V_{P1} I_{P2}}{I_{T1}} = j\omega \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{E}_P}{I_{T1}} \mathbf{P} \quad \text{EQ - II-25}$$

Où $\mathbf{P} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{u}$ est le moment dipolaire électrique compté positivement dans le sens de \mathbf{u} .

II.3.2.1.2. Tension induite par un dipôle magnétique

Dans le même contexte que celui de la configuration décrite dans le paragraphe précédent, le câble excité sera présenté par un schéma équivalent dans lequel se trouve une source de courant générant un courant I_{T1} . On sait calculer le champ électrique et le champ magnétique (\mathbf{E}_P et \mathbf{H}_P) au point P.

Si on place en P un petit dipôle magnétique constitué d'une boucle circulaire de surface S_H , cette petite spire capte un flux magnétique traversé le vecteur surface $S_H \mathbf{u}$, où \mathbf{u} est un vecteur unitaire orthogonal au plan de la spire. La tension en circuit ouvert aux bornes de ce dipôle est donnée par :

$$V_{P1} = j\omega \mu_0 S_H \mathbf{u} \cdot \mathbf{H}_P \quad \text{EQ - II-26}$$

Maintenant remplaçons la source de courant qui produisait le courant I_{T1} par un circuit ouvert dont on mesure la tension à vide V_{T2} en prenant pour cette tension la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour I_{T1} . On place une source de courant délivrant un courant de valeur I_{P2} , en prenant pour ce courant la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour V_{P1} , aux bornes du dipôle électrique. Le moment dipolaire ([STR41], § 8.6) du dipôle ainsi excité est :

$$\mathbf{M} = S_H I_{P2} \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-27}$$

Donc le courant I_{P2} vaut :

$$I_{P2} = \frac{1}{S_H} \mathbf{M} \cdot \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-28}$$

Le théorème de réciprocité donne maintenant :

$$V_{T2} = \frac{V_{P1} I_{P2}}{I_{T1}} = j\omega \mu_0 \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{H}_P}{I_{T1}} \mathbf{M} \quad \text{EQ - II-29}$$

Où $\mathbf{M} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{u}$ est le moment dipolaire magnétique compté positivement dans le sens de \mathbf{u} .

II.3.2.1.3. Courant induit par un dipôle électrique

De la même manière que précédemment, notre cas d'étude sera ramené à un schéma équivalent dans lequel se trouve une source de tension d'une valeur V_{T1} . Par ailleurs, au point P, on peut déduire les champs électrique et magnétique (\mathbf{E}_P et \mathbf{H}_P).

Si on place en P un petit dipôle électrique constitué de deux brins rectilignes alignés, chacun de longueur d_E , le courant de court-circuit de ce dipôle est :

$$I_{P1} = \frac{d_E}{Z_E} \mathbf{u} \cdot \mathbf{E}_P \quad \text{EQ - II-30}$$

Où Z_E est l'impédance du dipôle.

Maintenant remplaçons la source de tension qui produisait la tension V_{T1} par un court-circuit dans lequel on mesure le courant I_{T2} en prenant pour ce courant la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour V_{T1} . On place une source de tension d'une valeur V_{P2} , en utilisant pour cette tension la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour I_{P1} , aux bornes du dipôle électrique. Le moment dipolaire du dipôle ainsi excité est :

$$\mathbf{P} = d_E \frac{V_{P2}}{j\omega Z_E} \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-31}$$

Et la tension V_{P2} vaut donc :

$$V_{P2} = \frac{j\omega Z_E}{d_E} \mathbf{P} \cdot \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-32}$$

En s'appuyant sur le théorème de réciprocité on déduit :

$$I_{T2} = \frac{I_{P1} V_{P2}}{V_{T1}} = j\omega \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{E}_P}{V_{T1}} \mathbf{P} \quad \text{EQ - II-33}$$

Où $\mathbf{P} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{u}$ est le moment dipolaire électrique compté positivement dans le sens de \mathbf{u} .

II.3.2.1.4. Courant induit par un dipôle magnétique

Afin de calculer l'émission d'un câble excité par une seule de ses terminaisons, dans le schéma équivalent dans lequel se trouve une source de tension d'une valeur V_{T1} . On sait calculer les champs électrique et magnétique (\mathbf{E}_P et \mathbf{H}_P) au point P.

Si on place en P un petit dipôle magnétique constitué d'une boucle circulaire de surface S_H , cette petite spire capte un flux magnétique traversé le vecteur surface $S_H \mathbf{u}$, où \mathbf{u} est un vecteur unitaire orthogonal au plan de la spire. Le courant de court-circuit de ce dipôle est donc :

$$I_{P1} = \frac{j\omega \mu_0 S_H}{Z_H} \mathbf{u} \cdot \mathbf{H}_P \quad \text{EQ - II-34}$$

Où Z_H est l'impédance du dipôle.

Ensuite, on remplace la source de tension qui produisait la tension V_{T1} par un court-circuit dans lequel on mesure le courant I_{T2} en prenant pour ce courant la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour V_{T1} . On place une source de tension d'une valeur V_{P2} , en utilisant pour cette tension la convention de signe des générateurs correspondant au sens choisi pour I_{P1} , aux bornes du dipôle électrique. Le moment dipolaire du dipôle ainsi excité est :

$$\mathbf{M} = \frac{S_H V_{P2}}{Z_H} \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-35}$$

Et la tension V_{P2} vaut donc :

$$V_{P2} = \frac{Z_H}{S_H} \mathbf{M} \cdot \mathbf{u} \quad \text{EQ - II-36}$$

En s'appuyant sur le théorème de réciprocité on déduit :

$$I_{T2} = \frac{I_{P1} V_{P2}}{V_{T1}} = j\omega\mu_0 \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{H}_P}{V_{T1}} \mathbf{M} \quad \text{EQ - II-37}$$

Où $\mathbf{M} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{u}$ est le moment dipolaire magnétique compté positivement dans le sens de \mathbf{u} .

II.3.2.2. Emission électromagnétique d'un câble

La stratégie adoptée afin de déterminer le rayonnement d'un câble multiconducteur est de le découper en petits tronçons et de sommer les contributions à l'émission de chacun de ces tronçons.

Si on prend un tronçon de ce câble découpé en considérant qu'il est rectiligne et petit devant la longueur d'onde. En espace libre, le champ rayonné par ce petit tronçon en tout point de l'espace est calculé par l'intermédiaire des potentiels retardés, qui exigent la détermination de la distribution de courant et de charge sur ce tronçon de câble.

Par ailleurs, ces distributions sont accessibles uniquement par le calcul, c'est pourquoi nous avons défini un modèle de ce tronçon élémentaire de câble de longueur dz , dont l'émission sera déterminée à partir :

- Du courant de mode commun s'étendant sur la longueur dz du tronçon de câble,
- De la charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble,
- De la composante le long de l'axe du câble $M_\lambda dz$ du moment dipolaire magnétique,
- De la composante orthogonale à l'axe du câble $M_p dz$ du moment dipolaire électrique, non comprise la contribution $\rho_0 dz$,
- De la composante orthogonale à l'axe du câble $M_p dz$ du moment dipolaire magnétique, non comprise la contribution du courant de mode commun.

La composante orthogonale à l'axe du câble du moment dipolaire électrique est la seule qui ait été considérée, car la composante longitudinale de ce moment dipolaire est déjà prise en compte par la variation longitudinale de la charge globale.

L'émission liée au courant de mode commun et à la charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble ne peut être déterminée directement, car elle fait intervenir un circuit de retour, par exemple un plan de masse, sur lequel circule une distribution longitudinale de courant opposée à celle s'écoulant sur le câble, et sur lequel on trouve une distribution longitudinale de charges opposées à celle du câble.

En considérant un conducteur de retour de dimension proche de la longueur d'onde, l'émission du courant de mode commun sera bien, à distance suffisante, celle due à une distribution de moment dipolaire magnétique M_{MC} le long du câble, et l'émission de la charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble sera bien, à distance suffisante, celle due à une distribution de moment dipolaire électrique P_{MC} le long du câble.

Les émissions rayonnées à distance suffisante du câble, dues à la distribution de moment dipolaire magnétique M_T et à une distribution de moment dipolaire électrique P_T [BRO98], sont calculées à partir des potentiels de Hertz retardés ([STR41], § 8.4) donnés ci-dessous :

$$\boldsymbol{\pi} = \int_0^{L_c} \left\{ \frac{P_T}{\varepsilon_0 r} + \eta_0 \left(\frac{I}{r} - \frac{j}{kr^2} \right) M_T \times \mathbf{u} \right\} \frac{e^{-jkr}}{4\pi} dz \quad \text{EQ - II-38}$$

Où, \mathbf{r} est le rayon des coordonnées, $r = \|\mathbf{r}\|$ et $\mathbf{u} = \mathbf{r}/r$. μ_0 et ε_0 représentent respectivement la perméabilité et la permittivité dans l'espace libre, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ est l'impédance caractéristique. Les champs électriques et magnétiques sont obtenus en appliquant des opérateurs permettant de déduire les champs :

$$\mathbf{E} = \text{grad div } \boldsymbol{\pi} + K^2 \boldsymbol{\pi} \quad \text{EQ - II-39-a}$$

$$\mathbf{H} = j \omega \varepsilon_0 \text{rot } \boldsymbol{\pi} \quad \text{EQ - II-39-b}$$

En intégrant les équations précédentes :

$$\mathbf{E} = \int_0^{L_c} \left\{ \left(\frac{1}{r^3} + \frac{j\mathbf{k}}{r^2} \right) [3(\mathbf{u} \cdot P_T) \mathbf{u} - P_T] - \frac{k^2}{r} [\mathbf{u} \times (\mathbf{u} \times P_T)] \right\} \frac{e^{-jkr}}{4\pi \varepsilon_0} dz$$

EQ - II-40

$$+ \int_0^{L_c} \left\{ \left(\frac{j\mathbf{k}}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right) \mathbf{u} \times M_T \right\} \frac{\eta_0 e^{-jkr}}{4\pi} dz$$

Et

$$\mathbf{H} = \int_0^{L_c} \left\{ \left(\frac{1}{r^3} + \frac{j\mathbf{k}}{r^2} \right) [3(\mathbf{u} \cdot M_T) \mathbf{u} - M_T] - \frac{k^2}{r} [\mathbf{u} \times (\mathbf{u} \times M_T)] \right\} \frac{e^{-jkr}}{4\pi} dz$$

EQ - II-41

$$+ \int_0^{L_c} \left\{ \left(\frac{j\mathbf{k}}{r^2} + \frac{k^2}{r} \right) \mathbf{u} \times P_T \right\} \frac{e^{-jkr}}{4\pi \varepsilon_0 \eta_0} dz$$

Les relations précédentes permettent de calculer l'émission liée à la composante le long de l'axe du câble M_A dz du moment dipolaire magnétique, à la composante orthogonale à l'axe du câble P_p dz, et à la composante orthogonale à l'axe du câble M_p dz du moment dipolaire magnétique. Dans ce cas, on pose $M_T = M_A + M_p$ et $P_T = P_p$. Ces expressions sont applicables avec une bonne précision à partir d'une distance au câble supérieure à quelques rayons du câble.

Elles peuvent être aussi utilisées pour calculer l'émission totale du câble, y compris les contributions du courant de mode commun et de la charge globale ρ_0 . Donc, on pose $M_T = M_A + M_p + M_{MC}$ et $P_T = P_p + P_{MC}$, les résultats obtenus sont de plus en plus précis à partir d'une distance au câble supérieure à quelques rayons du câble et supérieure à quelques distances câble - conducteur de retour.

Pour chaque fréquence le calcul de l'émission du câble est effectué au point d'observation P spécifié par ses coordonnées cartésiennes (Px, Py, Pz), pour tous les courants et tensions le long du câble. Avec, Px la distance verticale au-dessus du plan de sol, Py la distance horizontale perpendiculaire au câble, Pz la distance horizontale parallèle au câble, l'origine étant la projection orthogonale de la terminaison proche du câble sur le plan de sol.

Lors du calcul du champ rayonné, il est supposé que le conducteur de référence est idéal, c'est-à-dire que le plan de sol est de dimension infinie. Le champ rayonné par le câble au-dessus du plan de référence idéal, si l'on considère seulement les mécanismes d'émission, est déterminé par les équations des moments (EQ-II-42-a et EQ-II-42-b) :

$$M_T = -2h_N I_{CM} P_y \quad \text{EQ - II-42-a}$$

$$P_T = 2h_N C_{CM} V_{CM} P_x \quad \text{EQ - II-42-b}$$

Où $I_{CM} = I_n$ est le courant de mode commun, $V_{CM} = V_n$ la tension de mode commun et où C_{CM} est la capacité de mode commun. h_N est la hauteur du câble au-dessus du plan de référence.

II.4. Modélisation des paires torsadées

Dans le domaine des télécommunications, les câbles à paires torsadées sont fréquemment utilisés pour optimiser les transmissions et limiter les phénomènes de rayonnement électromagnétique. A titre d'exemple, ce type de câble est largement déployé dans la boucle locale. La symétrie est une caractéristique importante des paires de cuivre, ce paramètre traduit la conversion de la tension de mode commun en tension de mode différentiel et inversement. Lors de la transmission des signaux sur une paire téléphonique, les champs créés par chaque fil, si la paire est parfaite sont d'intensités voisines et de sens opposés; le champ électromagnétique résultant est quasiment nul (Figure II-7). Par contre, les paires téléphoniques de mauvaise symétrie, se comportent comme une antenne HF, et peuvent perturber ainsi l'environnement électromagnétique.

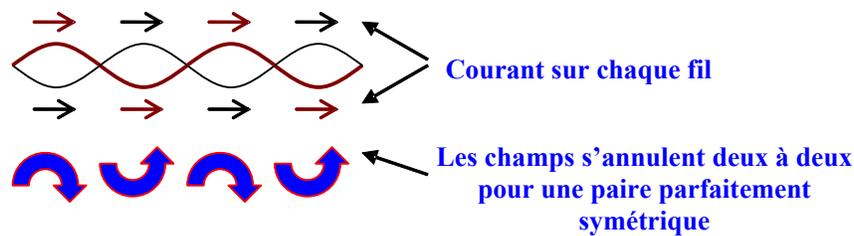


Figure II-7 : Symétrie de la torsade

Dans la théorie des antennes, on peut étudier des structures de formes complexes d'une manière plus rigoureuse que dans la théorie des lignes. Il faut souligner cependant, que cette approche demande des temps de calcul importants qui dépendent de la taille et de la géométrie du réseau étudié.

S'agissant de la théorie des lignes de transmission, l'efficacité de la méthode est fortement liée aux paramètres linéiques des différentes sections constituant les structures élémentaires du modèle équivalent. Ces paramètres peuvent être calculés ou mesurés. Ils dépendent également de la géométrie de la structure étudiée. Ainsi, le choix des conditions limites est fondamental afin de modéliser un système réel de manière précise.

La géométrie des conducteurs joue un rôle essentiel dans la limitation des phénomènes tels que les interférences et le rayonnement, mais dans certains cas, elle peut avoir un effet inverse. Dans la théorie des lignes, cet impact de la géométrie se traduit par une variation des valeurs élémentaires de matrices des paramètres linéiques. De ce fait, les paramètres d'une structure filaire comportant des paires torsadées sont plus difficiles à modéliser que celle ayant une géométrie rectiligne.

Dans ce paragraphe, nous proposons une méthode qui permet de calculer les paramètres linéiques des câbles à paires torsadées [HASZ6]. Cette caractérisation permet de créer un modèle de câble représentatif et qui tient compte de l'effet des torsades pour le calcul de la distribution des courants et des tensions.

II.4.1. Formalisme pour le calcul des paramètres linéiques

Les équations de ligne de transmission sont dérivées, soit à partir des équations intégrales ou différentielles de Maxwell, soit par l'intermédiaire des paramètres linéiques équivalents. Dans le second cas, le calcul du flux magnétique et les charges électriques sont nécessaires [CLA94].

A partir des équations de Maxwell, le champ électrique peut être dérivé à partir du potentiel scalaire et du potentiel vecteur de $\phi(\vec{r})$ et $\vec{A}(\vec{r})$:

$$\vec{E} = \nabla\phi - j\omega\vec{A} \quad \text{EQ - II-43-a}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad \text{EQ - II-43-b}$$

avec,

$$\phi(\vec{r}) = -\frac{1}{4\pi j\omega\epsilon}\int_V G(\vec{r},\vec{r}')\nabla'\cdot\vec{J}(\vec{r}')dV' \quad \text{EQ - II-44-a}$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = -\frac{\mu}{4\pi}\int_V \vec{J}(\vec{r}')G(\vec{r},\vec{r}')dV' \quad \text{EQ - II-44-b}$$

$\vec{J}(\vec{r}')$ est la densité de courant, $G(\vec{r},\vec{r}')$ est la fonction de Green d'un espace illimité et homogène de paramètres μ et ϵ , ils représentent respectivement la perméabilité et la permittivité dans l'espace libre.

$$G(\vec{r},\vec{r}') = \frac{\exp(-jKR)}{R} \quad \text{avec } R = |\vec{r} - \vec{r}'| \text{ et } K = \sqrt{\epsilon\mu} \quad \text{EQ - II-45}$$

Les densités surfaciques de courant $|\vec{J}|$ et celles de charge ρ sont reliées par l'équation de continuité :

$$\text{div}\cdot\vec{J} = -j\omega\rho \quad \text{EQ - II-46}$$

La composante tangentielle du champ électrique sur la surface du conducteur est considérée nulle, $\vec{E} = 0 \Rightarrow \nabla\phi = -j\omega\vec{A}$. Notant \hat{z} un vecteur unitaire tangentiel le long de l'axe ceci implique :

$$\hat{z} \cdot \nabla\phi(\vec{r}) = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_V \hat{z} \cdot \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' \text{ avec } \vec{r} \in S \quad \text{EQ - II-47}$$

Dans le cadre de l'approximation quasi-TEM [NAK95], de l'hypothèse des conducteurs minces (diamètre $\ll \lambda$) [HAR93], les courants sur les fils de petits diamètres circulent seulement sur l'axe du conducteur C_i où $i = 0, 1, \dots, N$ (N : nombre de conducteurs). En tenant compte des conditions aux limites, la dérivation de ce problème est traitée en considérant les hypothèses suivantes:

- La ligne de transmission est supposée de longueur finie et située au-dessus d'un sol parfait de dimension infinie,
- Le diamètre (a) des conducteurs est supposé petit par rapport à une hauteur au dessus du sol,
- La ligne et le sol sont considérés comme des conducteurs électriques parfaits et les conducteurs ont une forme circulaire,
- s' désigne un point situé sur l'axe du conducteur et repéré par ces coordonnées dans le système cartésien (x', y', z'),
- s désigne le point d'observation situé sur la surface du conducteur et repéré par ces coordonnées (x_m, y_m, z_m).

Notons aussi $I_i(z')$ le courant total sur le conducteur C_i , z' correspondant aux coordonnées sur l'axe du conducteur. $\phi_i(z)$ représente le potentiel scalaire pour le conducteur i en contribuant les valeurs issues des autres conducteurs. Le point z indique le point d'observation situé sur la surface du conducteur.

$$\phi_i(z) = -\frac{1}{4\pi j \omega \epsilon} \sum_{n=1}^N \int_{C_n} \frac{dI_n(z')}{dz'} [G_{in}(z, z') - G_{i0}(z, z')] dz' \quad \text{EQ - II-48-a}$$

$$\frac{d\phi_i(z)}{dz} = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N \int_{C_n} I_n(z') \hat{z} \cdot \hat{z}' [G_{in}(z, z') - G_{i0}(z, z')] dz' \quad \text{EQ - II-48-b}$$

La tension sur le conducteur m a pour expression :

$$V_m(z) = \phi_m(z) - \phi_0(z), \quad m = 0, 1, \dots, N \quad \text{EQ - II-49}$$

A partir de l'équation EQ-II-7 on peut déduire :

$$\frac{d\vec{V}(z)}{dz} = -j\omega\vec{L}\vec{I}(z) \quad \text{EQ - II-50-a}$$

$$\frac{d\vec{I}(z)}{dz} = -j\omega \bar{C}\vec{V}(z) \quad \text{EQ - II-50-b}$$

Où, V et I représentent respectivement le courant et la tension de chaque conducteur par rapport au conducteur de référence (vecteurs dimension N). $\bar{L}=[l_{mn}]$ et $\bar{C}=\bar{B}^{-1}=[b_{mn}]^{-1}$ sont des matrices d'ordre $(N \times N)$, $m, n = 1, 2, \dots, N$. L et C sont respectivement les capacités et les inductances linéiques calculées : entre le m ème conducteur et le conducteur de référence pour les valeurs propres, et, entre le m ème et le n ème conducteur pour les valeurs mutuelles. En supposant que $\ln(z) \approx \exp(-jkz)$, où k est la constante de propagation en espace libre ($k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$), les termes l_{mn} et b_{mn} sont calculés à partir des équations suivantes :

$$b_{mn} = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{C_n} \frac{dI_n(z')/dz'}{dI_n(z)/dz} Fun(G) dz' \quad \text{EQ - II-51-a}$$

$$l_{mn} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{C_n} \frac{I_n(z')}{I_n(z)} \hat{z} \cdot \hat{z}' \cdot Fun(G) dz' \quad \text{EQ - II-51-b}$$

$$Fun(G) = [G_{mn}(z, z') - G_{m0}(z, z') - G_{0n}(z, z') + G_{00}(z, z')] \quad \text{EQ - II-51-c}$$

II.4.2. Cas d'une ligne située au dessus d'un sol parfaitement conducteur

La modélisation de la torsade a été souvent abordée dans le domaine de la CEM [CLA94, p:218], et connaît actuellement un regain d'intérêt, grâce notamment à l'avènement des services haut débit dans les réseaux de télécommunication. Parmi les modèles proposés on notera celui qui consiste à représenter les conducteurs internes par des hélices (Figure II-8).

Nous avons opté pour un modèle proposé dans [CEL99] [STO02] qui considère la torsade au dessus d'un plan de sol de dimension infinie, et qui prend en compte les différents paramètres (pas, hauteur, longueur, diamètre, etc.).

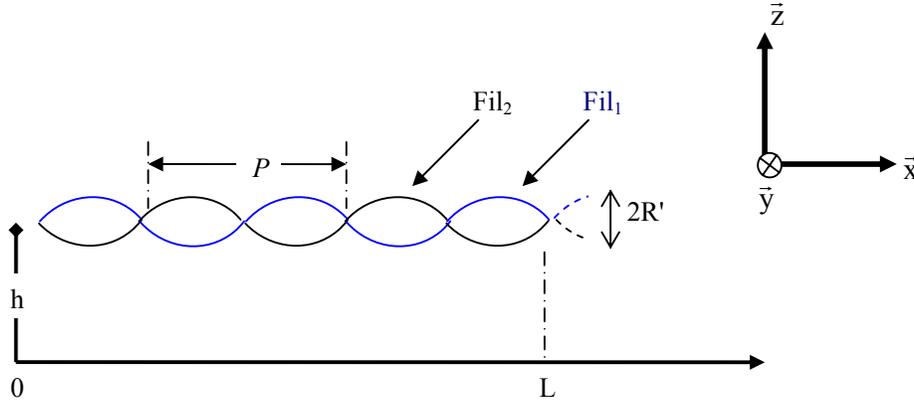


Figure II-8 : Géométrie d'un câble à paires torsadées

Les coordonnées cartésiennes d'une double hélice (Fil 1 et Fil 2) dans un espace tridimensionnel et dirigé selon l'axe z ont été considérées :

$$Fil_1 \Rightarrow \begin{cases} X_1 = \delta \cdot \left(\frac{p}{2 \cdot \pi}\right) \cdot w \\ Y_1 = R' \cdot \cos(\delta \cdot w) \\ Z_1 = h + R' \cdot \sin(\delta \cdot w) \end{cases} \quad \text{EQ - II-52-a}$$

$$Fil_2 \Rightarrow \begin{cases} X_2 = \delta \cdot \left(\frac{p}{2 \cdot \pi}\right) \cdot w \\ Y_2 = -R' \cdot \cos(\delta \cdot w) \\ Z_2 = h - R' \cdot \sin(\delta \cdot w) \end{cases} \quad \text{EQ - II-52-b}$$

avec,

$$\delta = \left[R'^2 + \left(\frac{p}{2 \cdot \pi}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{EQ - II-53}$$

Où R' est le rayon du câble, p est le pas de la torsade, L est la longueur du câble, et w est le paramètre de longueur qui varie entre 0 et L, avec $r = x \cdot u_x + y \cdot u_y + z \cdot u_z$.

En utilisant la théorie des images électriques, les R sont les distances entre un point d'observation s situé sur la surface du conducteur et un point s' situé sur l'axe de la structure :

$$R^{\pm} = \sqrt{(s - s')^2 + r_{\pm}^2} \quad \text{EQ - II-54}$$

Les symboles "+" indiquent les distances R par rapport aux conducteurs réels, par contre, les distances concernant les images sont indiquées par les symboles "-". r est une distance dont la valeur est fonction des coordonnées de chaque paire (X₁, Y₁, Z₁ et X₂, Y₂, Z₂).

Par ailleurs, en posant $x' = s' - s$, les inductances et les capacités linéiques à chaque abscisse s sont calculées à partir des relations suivantes :

$$l(s) = \frac{\mu}{4\pi} \Phi(s, X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1, Z_2) \quad \text{EQ - II-55-a}$$

$$c(s) = \frac{4\pi\epsilon}{\Phi(s, X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1, Z_2)} \quad \text{EQ - II-55-b}$$

Φ a pour expression :

$$\begin{aligned} \Phi = & E_i \left[-jk\sqrt{s^2 + r_+^2} - s \right] \\ & - E_i \left[-jk\sqrt{s^2 + r_-^2} - s \right] \\ & - E_i \left[-jk\sqrt{(L+s)^2 + r_+^2} - (L+s) \right] \\ & + E_i \left[-jk\sqrt{(L+s)^2 + r_-^2} - (L+s) \right] \end{aligned} \quad \text{EQ - II-56}$$

Dans ces expressions, k est la constante de propagation en espace libre ($k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$) et $E_i(-jkt)$ peut être exprimé par l'intégration de sinus et de cosinus de façon suivante :

$$E_i(-jkt) \Big|_{t_1}^{t_2} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{e^{-jkt}}{t} dt \quad \text{EQ - II-57}$$

II.4.2.1. Câbles multiconducteurs à paires torsadées non écrantés

Nous traitons le cas de câbles au dessus d'un plan de masse de dimension infinie, où en abscisse $s=0$, l'axe du conducteur n se trouve à une hauteur h_n . On utilise par ailleurs, la théorie des images électriques (Figure II-9), qui suppose qu'un fil situé à une hauteur h au dessus du sol idéal est équivalent à deux fils distants de $2h$ dans l'espace libre [CLA94, p:89].

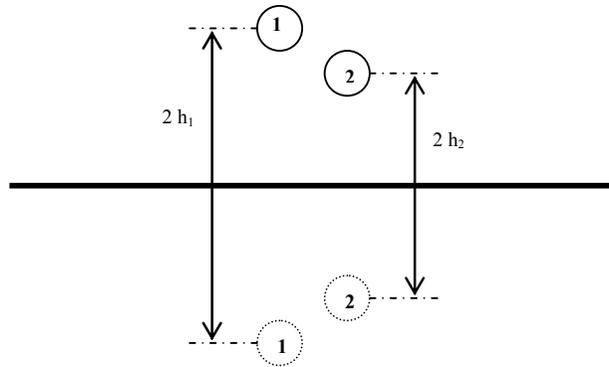


Figure II-9 : Paire torsadée en abscisse $s=0$, utilisation de la théorie des images

En prenant en compte la géométrie de la torsade (pas, section, distances entre paires, rayon, etc.), les distances R , entre un point d'observation s situé sur la surface du conducteur et un point s situé sur l'axe de la structure, sont ensuite évaluées. Notons que pour un pas donné, R est une valeur spécifique pour chaque point d'observation s ($R(s)$). Une fois les distances $R(s)$ connues, les inductances et les capacités linéiques sont calculées.

II.4.2.2. Câbles multiconducteurs à paires torsadées écrantés

Dans le cas des câbles écrantés, les images des conducteurs sont calculées par rapport à l'écran comme le représente la figure II-10 [CLA94, p:96].

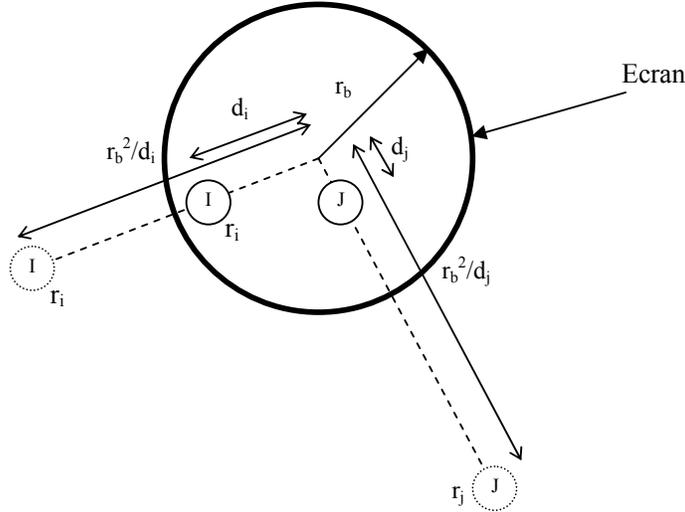


Figure II-10 : Paire torsadée écrantée en abscisse $s=0$, calcul des images

Notons r_b le rayon de l'écran et d_i la distance qui sépare le conducteur J par rapport au centre de l'écran. Dans le cas d'un écran de forme circulaire l'image est à une distance du centre du câble de r_b^2/d_j . Par la suite, pour calculer les distances $R(s)$ pour chaque point d'observation, on utilise la même démarche que celle utilisée pour traiter le cas des câbles non écrantés, A partir de ce modèle géométrique qui prend en compte la torsade, on peut calculer les matrices des paramètres primaires par rapport à l'écran ($L(s)$ et $C(s)$).

II.4.3. Cas d'un sol imparfaitement conducteur

Soit une structure filaire de forme quelconque, de longueur L et de rayon a , située dans l'air au dessus d'un sol imparfaitement conducteur. Par ailleurs, on considère l'hypothèse des fils minces $a \ll \lambda$ et $a \ll L$, l'étude des problèmes du rayonnement électromagnétique, utilisant le formalisme intégral, d'un dipôle en présence d'un demi-milieu a été faite par Sommerfeld [SOM64].

La constante de propagation K_i qui caractérise chacun des demi-milieux "i" est définie par :

$$K_i^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{ir} - j\omega\mu_0\sigma_i \quad i=1,2 \quad \text{EQ - II-58}$$

où

ε_0 : est la permittivité du vide

ε_{ir} : est la permittivité relative du demi-milieu

μ_0 : est la perméabilité du vide

σ_i : est la conductivité du demi-milieu

A partir des équations de Maxwell, le champ électrique peut être dérivé à partir du potentiel scalaire et du potentiel vecteur. La structure est traitée comme étant la superposition de sources élémentaires. Nous allons considérer un fil source, sur l'axe duquel circule un courant. s' correspond aux coordonnées sur l'axe du conducteur repéré par ces coordonnées dans le système cartésien (x' , y' , z'). Le point s indique le point d'observation situé sur la surface du conducteur et repéré par ces coordonnées (x_m , y_m , z_m). Le potentiel vecteur créé en s par cette antenne filaire s'écrit [BAN66] [SOM64] :

$$\phi(\vec{r}) = -\frac{I}{4\pi j\omega\epsilon_{fil}} \int \vec{\Pi}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \nabla' \cdot \vec{J}(s') ds' \quad \text{EQ - II-59-a}$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = -\frac{\mu}{4\pi} \int \vec{J}(\vec{r}') \vec{\Pi}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') ds' \quad \text{EQ - II-59-b}$$

avec:

$$\vec{\Pi}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = \vec{s}' \cdot \vec{s}'_{//} \vec{\Pi}_{//}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') + \vec{s}' \cdot \vec{z}' \vec{\Pi}_{\perp}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \quad \text{EQ - II-60}$$

Où les potentiels $\vec{\Pi}_{//}^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$ et $\vec{\Pi}_{\perp}^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$ représentent les composantes parallèles et perpendiculaires, respectivement, au plan de sol du vecteur $\vec{\Pi}^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$. Les deux composantes du potentiel sont définies par :

$$\vec{\Pi}_{//}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + U^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \vec{s}'_{//} + \frac{\partial}{\partial s'_{//}} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{z}' \quad \text{EQ - II-61-a}$$

$$\vec{\Pi}_{\perp}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + K_1^2 V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \vec{z}' \quad \text{EQ - II-61-b}$$

Les termes $U^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$, $V^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$ et $W^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$ sont des termes supplémentaire écrits sous la forme intégrale de Sommerfeld, ils sont donnés par :

$$U^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = 2 \int_0^{+\infty} \frac{e^{-\gamma_2(z_m+z')}}{(\gamma_1 + \gamma_2)} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda \quad \text{EQ - II-62-a}$$

$$V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = 2 \int_0^{+\infty} \frac{e^{-\gamma_2(z_m+z')}}{(K_2^2 \gamma_1 + K_1^2 \gamma_2)} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda \quad \text{EQ - II-62-b}$$

$$W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = 2 \int_0^{+\infty} \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{(K_2^2 \gamma_1 + K_1^2 \gamma_2)} e^{-\gamma_2(z_m+z')} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda \quad \text{EQ - II-62-c}$$

Or,

$$\rho = \sqrt{(x_m - x')^2 + (y_m - y')^2} \quad \text{EQ - II-63-a}$$

$$\gamma_i = \sqrt{\lambda^2 - K_i^2} \quad \text{EQ - II-63-b}$$

J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0.

Dans les expressions ci-dessus z_m et z' représentent respectivement la hauteur du point d'observation et du point source par rapport à l'interface air-sol. ρ est la distance horizontale entre ces deux points.

$G^{22}(\vec{r}, \vec{r}')$ et $G^{21}(\vec{r}, \vec{r}')$ sont respectivement la fonction de Green source, qui intervient pour une structure située en milieu infini et homogène, et la fonction de green image :

$$G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{(-jK_2 R_1)}}{R_1}, \quad R_1 = |\vec{r} - \vec{r}''| \quad \text{EQ - II-64-a}$$

$$G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{(-jK_2 R_2)}}{R_2}, \quad R_2 = |\vec{r} - \vec{r}''| \quad \text{EQ - II-64-b}$$

Les termes \vec{r}, \vec{r}' et \vec{r}'' définissent respectivement la position du point d'observation, du point source et de l'image du point source.

$$R_1 = \sqrt{(x_m - x')^2 + (y_m - y')^2 + (z_m + z')^2 + a^2} \quad \text{EQ - II-65-a}$$

$$R_2 = \sqrt{(x_m - x')^2 + (y_m - y')^2 + (z_m - z')^2 + a^2} \quad \text{EQ - II-65-b}$$

La composante tangentielle du champ électrique sur la surface du conducteur est nulle. Si \hat{z} est un vecteur unitaire tangentiel le long de l'axe, on a :

$$\hat{z} \cdot \nabla \phi(\vec{r}) = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_{fil} \hat{z} \cdot \vec{J}(\vec{r}') \bar{I}\bar{I}^{22}(\vec{r}, \vec{r}') dV' : \vec{r} \in S \quad \text{EQ - II-66}$$

On se place dans le cadre des mêmes hypothèses que celles du paragraphe précédent, soit $I_i(s')$ le courant total sur le conducteur C_i où $i = 0, 1, \dots, N$ (N : nombre de conducteurs), s' correspondant aux coordonnées sur l'axe du conducteur. $\phi_i(s)$ représente le potentiel scalaire pour le conducteur i , en tenant compte des valeurs issues des autres conducteurs. Le point s indique le point d'observation situé sur la surface du conducteur.

A partir des équations (EQ-II-22 et EQ-II-23) on peut déduire :

$$\frac{dI(s)}{ds} = -y_e(s)\phi(s) = -j\omega \bar{C}\phi(s) \quad \text{EQ - II-67-a}$$

$$\frac{d\phi(s)}{ds} = -z_e(s)I(s) = -j\omega \bar{L}I(s) \quad \text{EQ - II-67-b}$$

Les expressions de l'impédance et de l'admittance sont calculées à partir de :

$$z_e(s) = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \times \sum_{n=1}^N \int_{C_n} I_n(s') \hat{s} \cdot \hat{s}' \, dl \, ds' \quad \text{EQ - II-68-a}$$

$$F1 = \left[\begin{array}{l} \vec{s}' \cdot \vec{s}'_{//} [G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + U^{22}(\vec{r}, \vec{r}')] \vec{s}'_{//} \\ + \frac{\partial}{\partial s'_{//}} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{z}' \\ + \vec{s}' \cdot \vec{z}' \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + K_1^2 V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \vec{z}' \end{array} \right] \quad \text{EQ - II-68-b}$$

$$\frac{I}{y_e(s)} = -\frac{I}{4\pi j \omega \epsilon_0} \times \sum_{n=1}^N \int_{C_n} \frac{1}{\vec{\nabla}} \frac{1}{I_n(s)} \, F2 \, ds' \quad \text{EQ - II-68-c}$$

$$F2 = \left[\begin{array}{l} \frac{dI_n(s')}{ds'} \vec{s}' \cdot \vec{s}'_{//} [G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + U^{22}(\vec{r}, \vec{r}')] \vec{s}'_{//} \\ + \frac{dI_n(s')}{dz'} \left\{ \frac{\partial}{\partial s'_{//}} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right\} \vec{z}' \\ + \frac{dI_n(s')}{dz'} \left\{ \vec{s}' \cdot \vec{z}' \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + K_1^2 V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \right\} \vec{z}' \end{array} \right] \quad \text{EQ - II-68-d}$$

$\bar{L} = [l_{mn}]$ et $\bar{C} = \bar{B}^{-1} = [b_{mn}]^{-1}$ sont des matrices d'ordre (N×N, m,n = 1, 2, ..., N). Elles représentent respectivement les capacités et les inductances linéiques.

Les termes l_{mn} et b_{mn} sont calculés à partir des équations suivantes :

$$b_{mn} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \int_{C_n} \frac{dI_n(s')/ds'}{dI_n(s)/ds} \cdot F3 \cdot ds' \quad \text{EQ - II-69-a}$$

$$F3 = \left[\begin{array}{l} \frac{dI_n(s')}{ds'} \vec{s}' \cdot \vec{s}'_{//} [G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + U^{22}(\vec{r}, \vec{r}')] \vec{s}'_{//} \\ + \frac{dI_n(s')}{dz'} \left\{ \frac{\partial}{\partial s'_{//}} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right\} \vec{z}' \\ + \frac{dI_n(s')}{dz'} \left\{ \vec{s}' \cdot \vec{z}' \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + K_1^2 V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \vec{z}' \right\} \end{array} \right] \quad \text{EQ - II-69-b}$$

$$l_{mn} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{C_n} \frac{I_n(s')}{I_n(s)} \hat{s} \bullet \vec{s}' \cdot F4 \cdot ds' \quad \text{EQ - II-69-c}$$

$$F4 = \left[\begin{array}{l} \vec{s}' \cdot \vec{s}'_{//} [G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + U^{22}(\vec{r}, \vec{r}')] \vec{s}'_{//} \\ + \frac{\partial}{\partial s'_{//}} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{z}' \\ + \vec{s}' \cdot \vec{z}' \left[G^{22}(\vec{r}, \vec{r}') - G^{21}(\vec{r}, \vec{r}') + K_1^2 V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \vec{z}' \end{array} \right] \quad \text{EQ - II-69-d}$$

Pour évaluer les intégrales de Sommerfeld, nous utilisons la méthode appelée "quasi Monte Carlo", qui est développée dans l'annexe B.

II.4.4. Développement d'un outil numérique pour le calcul des paramètres linéiques

La fiabilité de la théorie des lignes et la précision de calcul sont liées à la précision avec laquelle les paramètres linéiques sont évalués. Ils peuvent être mesurés directement à partir d'un échantillon de câble, ou calculés à partir des modèles de simulation.

La détermination expérimentale de ces paramètres nécessite un banc de mesure assez spécifique et les résultats seront fonction des incertitudes de mesure. Un modèle de simulation représentatif de la réalité permet d'étudier les structures filaires plus rigoureusement, et permet de s'affranchir de tout dispositif expérimental.

Dans ce contexte, nous avons développé un outil de calcul sous Matlab (la page d'accueil de l'Interface Graphique est indiquée sur la figure II-11) qui permet de calculer les paramètres linéiques des câbles à paires torsadées et de réaliser une étude paramétrique (en fonction du pas de la torsade, de la hauteur, de la longueur, du diamètre, etc.). Cet outil permet de calculer les inductances et les capacités linéiques pour des câbles écrantés ou non-écrantés.

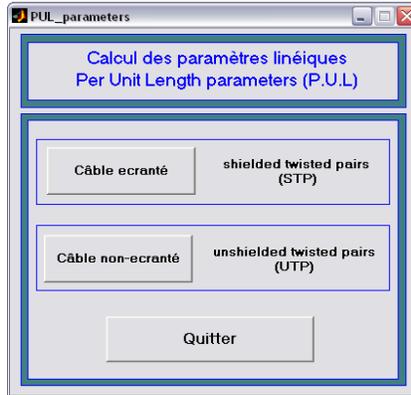


Figure II-11 : Interface graphique, page d'accueil

II.4.5. Validation de l'outil de calcul

Afin de valider l'outil de calcul, nous allons effectuer dans ce paragraphe une comparaison avec des résultats expérimentaux obtenus sur différents échantillons de câbles à paires torsadées.

Le premier cas étudié correspond à un câble constitué de 2 paires torsadées. La figure II-12 représente l'évolution de la capacité propre C_{11} calculée pour un pas de torsade découpé en 10 tronçons. On note une variation de la capacité en fonction du tronçon considéré. Par ailleurs, les valeurs de départ ($x=0$) et celles d'arrivée ($x=10$) se rejoignent, ce qui traduit le caractère répétitif de la géométrie de la torsade.

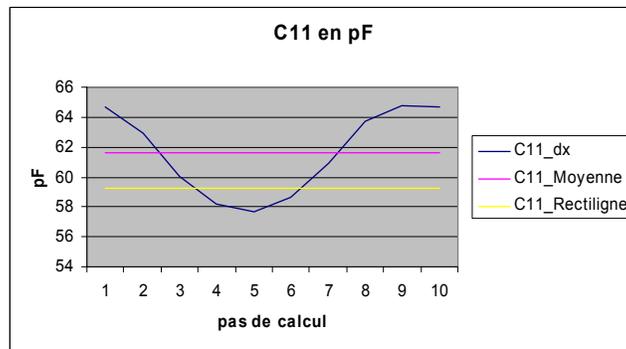


Figure II-12 : Evolution de C_{11} en fonction du pas de torsade (câble à 2 paires torsadées)

II.4.5.1. Mesure des paramètres linéiques

Du point de vue des paramètres linéiques, un câble est caractérisé par ses impédances et admittances mutuelles (entre les différents conducteurs) et par ses impédances et admittances propres (pour chaque conducteur). Ces paramètres influent sur la qualité de transmission, principalement en hautes fréquences (affaiblissement, diaphonie, etc.).

Une ligne bifilaire est une succession de quadripôles correspondant à une longueur élémentaire dx de ligne. Un quadripôle est constitué des éléments R , L , C et G . Les paramètres longitudinaux R et L représentent la résistance et l'inductance pour un mètre de ligne (respectivement en Ω/m et en H/m) et les paramètres transversaux C et G la capacité et la conductance entre deux conducteurs pour un mètre de ligne (respectivement en S/m et en F/m).

II.4.5.1.1. Mesures des inductances et des capacités linéiques

Il existe 2 méthodes permettant de mesurer les capacités et inductances propres (longitudinales) et mutuelles (transversales) :

- Par la mesure du couplage entre deux conducteurs en circuit ouvert et en court-circuit,
- Par la mesure des paramètres S entre deux conducteurs en circuit ouvert et en court-circuit.

Pour ces deux méthodes de mesures, il convient de réaliser les mesures à une fréquence éloignée de la fréquence de résonance du câble, qui dépend directement de la longueur de ce dernier. Les mesures ont été réalisées à France Télécom R&D à l'aide d'un banc de mesures des paramètres primaires décrit sur la figure II.13.

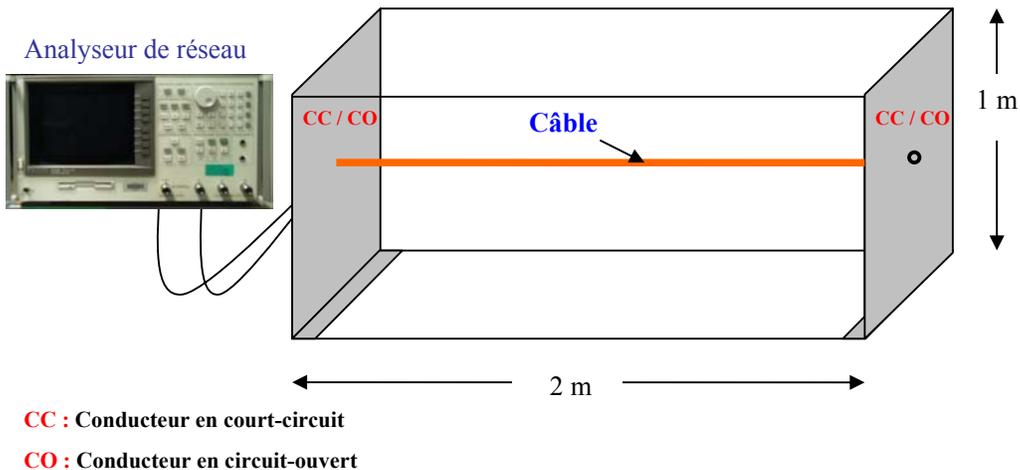


Figure II-13 : Banc de mesure des paramètres linéiques

Dans le cas où le câble testé ne dispose pas d'écran, une plaque horizontale en aluminium reliant les deux plaques verticales est utilisée comme plan de masse. Les mesures sont alors réalisées par rapport à ce plan de masse.

Si le câble sous test est écranté, la plaque horizontale est retirée et les mesures sont effectuées par rapport à l'écran (blindage) du câble. L'écran du câble est alors relié aux plaques verticales. Les paramètres linéiques par rapport au plan de masse sont ensuite obtenus à l'aide du code de calcul en considérant la hauteur du câble par rapport au sol, ainsi que l'impédance de transfert entre les conducteurs et le blindage. Les deux méthodes de mesures des paramètres primaires sont décrites en détail dans l'annexe C.

II.4.5.1.2. Mesure de la résistance linéique

La résistance linéique des câbles se mesure directement à l'impédancemètre en reliant chaque extrémité du câble à un port de l'appareil de mesure. Dans notre cas, les mesures ont été réalisées en utilisant un impédancemètre Agilent 4294A sur la bande de fréquence 10kHz – 30 MHz. On modélise ensuite la résistance linéique par l'équation suivante :

$$R(f) = \sqrt[4]{R_0^4 + a.f^2 + b.f^4 + c.f^6 + d.f^8} \quad \text{EQ - II-70}$$

Les différents termes de cette équation n'ont pas de signification physique directe. Cette équation est une expression mathématique de l'effet de peau intervenant dans la résistance linéique des câbles, qui augmente avec la fréquence.

Un exemple de modélisation de la résistance linéique est présenté sur la figure II-14. Les résultats de mesures des différents câbles étudiés sont présentés en Annexe D.

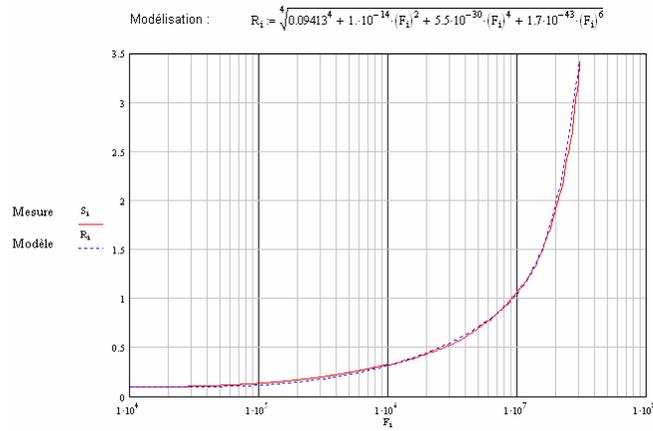


Figure II-14 : Résistance linéique en Ω/m

II.4.5.2. Validation théorie - expérimentation : câble à 2 paires torsadées

Les paramètres primaires du câble ont été mesurés dans les laboratoires de France Télécom R&D (Voir Annexe C). La même configuration a été introduite dans notre modèle de simulation, les valeurs de L et C sont présentées dans le tableau II-1 et montrent un bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux.

Tableau II-1 : Comparaison Simulation – Mesures (Câble torsadé de 2 paires)

Matrice inductances (en $\mu H / m$) Simulation				Matrice inductances (en $\mu H / m$) Mesure			
1,924	1,684	1,486	1,492	1,931	1,684	1,557	1,556
1,685	1,925	1,481	1,487	1,684	1,941	1,552	1,555
1,486	1,481	1,924	1,685	1,557	1,552	1,942	1,684
1,492	1,486	1,685	1,924	1,556	1,555	1,684	1,939
Matrice capacitances (en pF / m) Simulation				Matrice capacitances (en pF / m) Mesure			
62,748	-40,85	-6,348	-5,91	61,29	-39,44	-6,05	-6,13
-40,85	61,846	-5,831	-6,349	-39,44	-62,09	-6,05	-6,17
-6,348	-5,831	61,847	-40,85	-6,05	-6,05	64,48	-39,11
-5,91	-6,349	-40,85	62,751	-6,13	-6,17	-39,11	63,68

II.4.5.3. Validation théorie - expérimentation : câble à 4 paires torsadées

Différents câbles multiconducteurs à paires torsadées (4 paires) ont été étudiés dans le cadre de ce travail. Les paramètres primaires ont été calculés par notre modèle, ensuite, des expérimentations ont été menées afin de mesurer ces mêmes paramètres.

II.4.5.3.1. Le cas d'un câble à 4 paires torsadées non-écranté

Cette étape de validation porte sur un échantillon de câble (Figure II-15) ayant une longueur de 2 mètres et situé à une hauteur de 1 mètre au dessus d'un sol parfaitement conducteur.

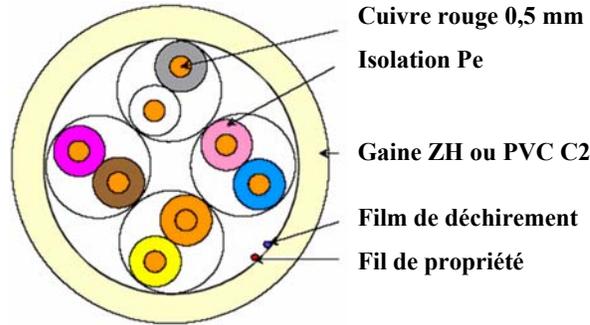


Figure II-15 : Configuration géométrique, câble non écranté

Dans un premier temps les paramètres primaires ont été mesurés, les résultats de l'inductance et capacités sont respectivement présentés dans les tableaux II-2 et II-3.

Tableau II-2 : Inductances linéiques mesurées

Matrice inductances (en $\mu\text{H} / \text{m}$) – Mesure							
1,93	1,68	1,56	1,56	1,49	1,50	1,56	1,56
1,68	1,94	1,55	1,56	1,49	1,49	1,56	1,56
1,56	1,55	1,94	1,68	1,57	1,56	1,50	1,50
1,56	1,56	1,68	1,94	1,57	1,56	1,50	1,49
1,49	1,49	1,57	1,57	1,93	1,68	1,56	1,56
1,50	1,49	1,56	1,56	1,68	1,93	1,56	1,57
1,56	1,56	1,50	1,50	1,56	1,56	1,94	1,68
1,56	1,56	1,50	1,49	1,56	1,57	1,68	1,94

Tableau II-3 : Capacités linéiques mesurées

Matrice capacités (en pF / m) – Mesure							
61,29	-31,44	-6,05	-6,13	-1,35	-1,31	-6,37	-6,53
-31,44	62,09	-6,05	-6,17	-1,31	-1,35	-6,21	-6,29
-6,05	-6,05	64,48	-33,11	-6,93	-6,53	-1,43	-1,43
-6,13	-6,17	-33,11	63,68	-6,53	-6,53	-1,35	-1,19
-1,35	-1,31	-6,93	-6,53	62,09	-30,09	-6,45	-6,21
-1,31	-1,35	-6,53	-6,53	-30,09	62,09	-6,37	-6,37
-6,37	-6,21	-1,43	-1,35	-6,45	-6,37	63,68	-32,32
-6,53	-6,29	-1,43	-1,19	-6,21	-6,37	-32,32	63,68

Les tableaux II-4 et II-5 montrent les matrices des valeurs moyennes calculées de L et C, les résultats de calcul sont en accord avec ceux obtenus à partir de l'expérimentation.

Tableau II-4 : Inductances linéiques calculées

Matrice inductances (en $\mu\text{H} / \text{m}$) – Simulation							
1,90	1,65	1,40	1,41	1,34	1,34	1,41	1,41
1,65	1,90	1,40	1,40	1,33	1,34	1,40	1,41
1,40	1,40	1,90	1,65	1,40	1,41	1,34	1,33
1,41	1,40	1,65	1,90	1,40	1,40	1,34	1,34
1,34	1,33	1,40	1,40	1,90	1,65	1,40	1,40
1,34	1,34	1,41	1,40	1,65	1,90	1,41	1,40
1,41	1,40	1,34	1,34	1,40	1,41	1,90	1,65
1,41	1,41	1,33	1,34	1,40	1,40	1,65	1,90

Tableau II-5 : Capacités linéiques calculées

Matrice capacitances (en pF / m) – Simulation							
60,87	-36,05	-4,64	-5,33	-1,59	-1,75	-4,75	-4,79
-36,05	60,26	-4,51	-4,75	-1,60	-1,59	-4,54	-5,07
-4,64	-4,51	60,40	-36,05	-5,07	-4,79	-1,67	-1,56
-5,33	-4,75	-36,05	60,72	-4,54	-4,75	-1,61	-1,67
-1,59	-1,60	-5,07	-4,54	60,26	-36,05	-4,75	-4,51
-1,75	-1,59	-4,79	-4,75	-36,05	60,87	-5,33	-4,64
-4,75	-4,54	-1,67	-1,61	-4,75	-5,33	60,72	-36,05
-4,79	-5,07	-1,56	-1,67	-4,51	-4,64	-36,05	60,40

II.4.5.3.2. Le cas d'un câble à 4 paires torsadées écranté

Dans le même contexte, des expérimentations ont été menées pour mesurer les paramètres linéiques d'un échantillon de câble écranté à 4 paires torsadées (Figure II-16). La longueur du câble est de 2 mètres.

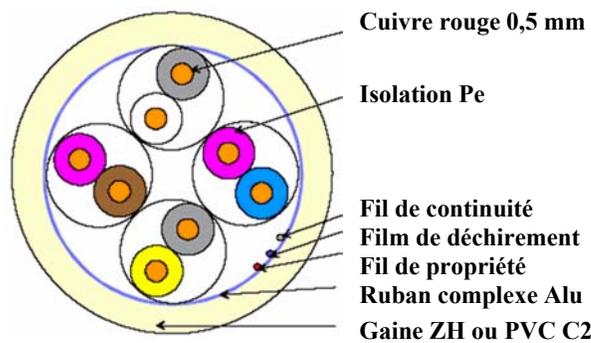


Figure II-16 : Configuration géométrique, câble écranté à 4 paires torsadées

Les résultats des expérimentations sont présentés sur les tableaux II-6 et II-7 qui montrent respectivement les matrices des inductances et capacités linéiques :

Tableau II-6 : Inductances linéiques mesurées

Matrice inductances (en $\mu\text{H} / \text{m}$) – Mesure							
0,447	0,124	0,090	0,090	0,073	0,067	0,088	0,086
0,124	0,443	0,086	0,086	0,074	0,070	0,090	0,086
0,090	0,086	0,473	0,126	0,092	0,093	0,075	0,073
0,090	0,086	0,126	0,469	0,091	0,082	0,076	0,070
0,073	0,074	0,092	0,091	0,470	0,120	0,082	0,080
0,067	0,070	0,093	0,082	0,120	0,464	0,077	0,081
0,088	0,090	0,075	0,076	0,082	0,077	0,478	0,126
0,447	0,124	0,090	0,090	0,073	0,067	0,088	0,086

Tableau II-7 : Capacités linéiques mesurées

Matrice capacités (en pF / m) – Mesure							
62,89	-13,60	-2,97	-3,08	-0,54	-0,50	-3,41	-3,50
-13,60	62,16	-2,93	-2,88	-0,55	-0,54	-3,28	-3,37
-2,97	-2,93	62,09	-18,09	-3,51	-3,53	-1,08	-1,02
-3,08	-2,88	-18,09	62,16	-3,48	-3,40	-1,11	-1,09
-0,54	-0,55	-3,51	-3,48	59,72	-14,63	-3,41	-3,38
-0,50	-0,54	-3,53	-3,40	-14,63	60,51	-3,35	-3,42
-3,41	-3,28	-1,08	-1,11	-3,41	-3,35	60,51	-17,05
-3,50	-3,37	-1,02	-1,09	-3,51	-3,42	-17,05	60,51

La même configuration a été ensuite simulée à l'aide de l'outil numérique, les inductances linéiques obtenues sont indiquées sur le tableau II-8 :

Tableau II-8 : Inductances linéiques calculées

Matrice inductances (en $\mu\text{H} / \text{m}$) – Simulation							
0,463	0,191	0,119	0,129	0,078	0,088	0,119	0,129
0,191	0,434	0,124	0,117	0,078	0,089	0,124	0,117
0,119	0,124	0,437	0,188	0,085	0,090	0,102	0,109
0,129	0,117	0,188	0,438	0,081	0,099	0,109	0,102
0,078	0,078	0,085	0,081	0,411	0,185	0,060	0,062
0,088	0,089	0,090	0,099	0,185	0,441	0,063	0,061
0,119	0,124	0,102	0,109	0,060	0,063	0,438	0,188
0,129	0,117	0,109	0,102	0,062	0,061	0,188	0,438

Les capacités linéiques ont été également calculées, la matrice obtenue est représentée sur le tableau II-9.

Tableau II-9 : Capacités linéiques calculées

Matrice capacités (en pF / m) – Simulation							
63,96	-20,42	-4,19	-7,41	-2,65	-3,29	-4,59	-7,79
-20,42	68,44	-7,38	-4,47	-2,78	-4,31	-7,83	-5,01
-4,19	-7,38	67,28	-21,87	-4,66	-3,22	-3,47	-5,81
-7,41	-4,47	-21,87	67,49	-2,33	-6,10	-5,77	-3,33
-2,65	-2,78	-4,66	-2,33	68,77	-25,76	-1,69	-2,20
-3,29	-4,31	-3,22	-6,10	-25,76	64,97	-1,13	-0,56
-4,59	-7,83	-3,47	-5,77	-1,69	-1,13	66,53	-22,52
-7,79	-5,01	-5,81	-3,33	-2,20	-0,56	-22,52	66,66

Là encore on note un très bon accord entre les résultats fournis par notre modèle théorique et ceux obtenus par la mesure. Le faible écart que l'on peut constater entre les simulations et les expérimentations est dû, d'une part, à l'imprécision de la mesure liée à la difficulté de la réaliser, et d'autre part aux hypothèses faites dans l'utilisation de l'approche théorique.

II.4.6. Impact de la torsade sur les émissions rayonnées

Afin d'évaluer les champs rayonnés par un câble torsadé, il convient, en premier lieu, de caractériser les paramètres linéiques du câble. Pour ce faire, une méthode consiste à mesurer directement les paramètres linéiques, qui sont ensuite insérés dans le code de calcul. Dans notre cas, ces matrices ont été mesurées en utilisant la méthode décrite dans [KLI00] [AGR79].

Afin de prendre en compte l'effet de la géométrie de la torsade sur les champs rayonnés, les conducteurs internes ont été modélisés par des hélices (Figure II-17). Cette caractérisation permet de créer un modèle de câble représentatif qui tient compte en particulier de l'effet des torsades pour le calcul de la distribution des courants et des tensions qui sera ensuite utilisé pour évaluer les émissions électromagnétiques.

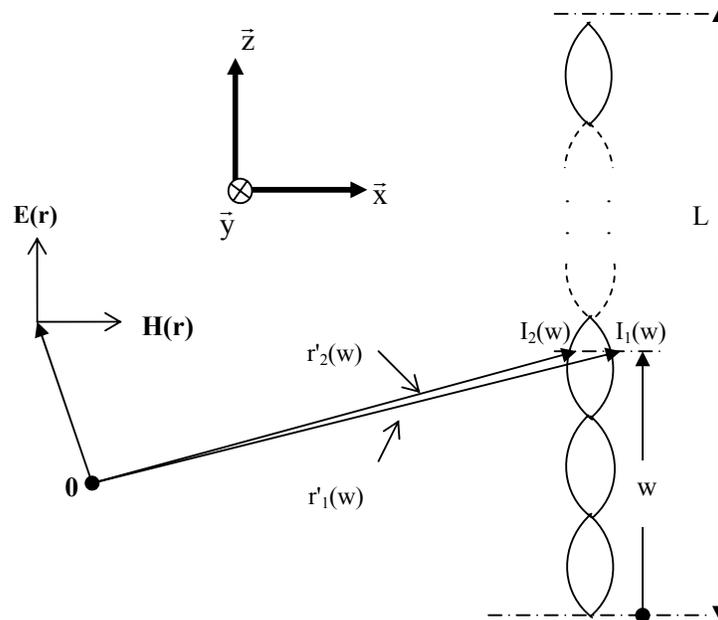


Figure II-17 : Rayonnement d'un câble à paire torsadée

A titre d'exemple, la figure II-18 présente les résultats obtenus sur un échantillon de câble de 10m de longueur [HAST4], les champs E et H étant mesurés à une distance de 1m du câble. La puissance du signal injecté sur la paire téléphonique est de +27dBm. Afin de valider cette partie, les courbes de champs mesurés (H mesuré et E mesuré) ont été comparées aux courbes de champs simulés dans les mêmes conditions et ceci pour les deux méthodes suivantes :

- La première, qui ne prend pas en compte les torsades pour le calcul des champs (conducteurs internes rectilignes). L'indication "calculé-rectiligne" sur la figure II-18 est relative aux résultats de cette méthode,
- La seconde, qui simule la géométrie d'une torsade pour le calcul des champs. Les courbes notées "calculé-torsadé" correspondent à cette seconde méthode.

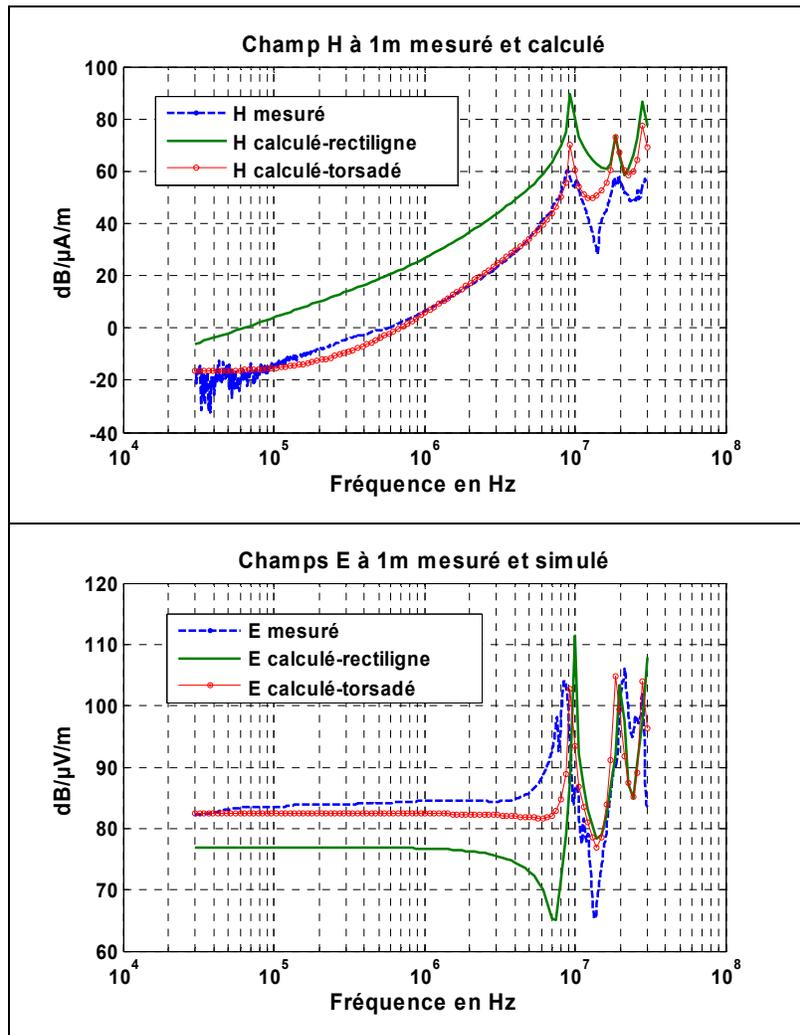


Figure II-18 : Comparaison des champs E et H simulés et mesurés

Nous constatons que la prise en compte de la géométrie des torsades pour le calcul des champs électromagnétiques rayonnés, permet d'affiner les résultats fournis par notre modèle de simulation. Le léger écart que l'on peut constater entre les résultats théoriques et expérimentaux est dû d'une part, à l'imprécision de la mesure et d'autre part, aux hypothèses faites dans l'approche théorique

II.5. Validation globale de l'outil de simulation

Dans ce paragraphe, nous effectuons une validation de notre approche théorique en effectuant une comparaison avec les résultats de mesure des grandeurs suivantes:

- Courants de mode commun et de mode différentiel
- Champs électromagnétiques associés à ces courants.

Les mesures ont été réalisées sur des câbles utilisés dans le réseau de France Télécom [HASN4] [HAS05] pour des configurations géométriques complexes.

II.5.1. Résultats concernant les courants

II.5.1.1. Description du Banc de mesure

Les dispositifs utilisés pour la mesure des courants de mode commun et de mode différentiel sont présentés respectivement sur les figures II-19 et II-20.

Mesure du courant de mode commun

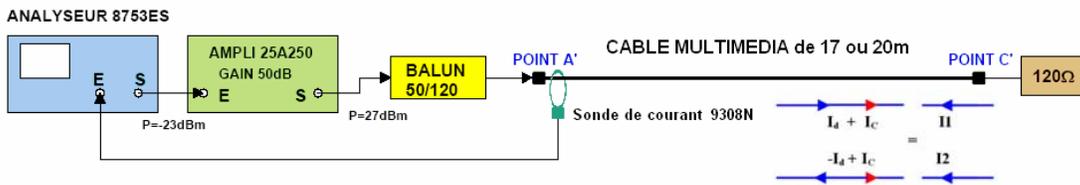


Figure II-19 : Dispositifs de mesure des courants de mode commun

Il a été d'abord nécessaire de définir correctement l'environnement du câble. Cet environnement, modélisé par une impédance de charge (120Ω) qui représente le modem. Le "balun" est un transformateur symétriseur / dissymétriseur qui permet de transformer un signal de mode commun en mode différentiel. Un analyseur de réseau et un amplificateur linéaire sont utilisés afin de transmettre un signal de même puissance sur toute la bande de fréquence 30kHz-30MHz.

Le mode commun est obtenu en sommant les courant sur chaque conducteur : $I_1 + I_2 = 2 I_C$.

Mesure du courant de mode différentiel

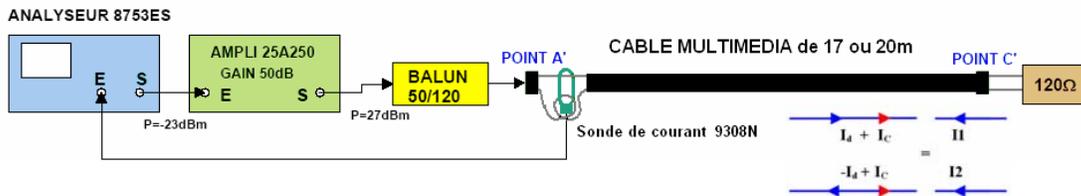


Figure II-20 : Dispositifs de mesure des courants de mode différentiel

Afin d'extraire le courant de mode différentiel nous utilisons la relation suivante : $I_1 - I_2 = 2 I_d$.

II.5.1.2. Comparaison Théorie-Expérience

Les résultats reportés sur la Figure II.21 sont relatifs à un câble à 4 paires torsadés (Voir Annexe D) et représentent les courants de mode différentiel et de mode commun.

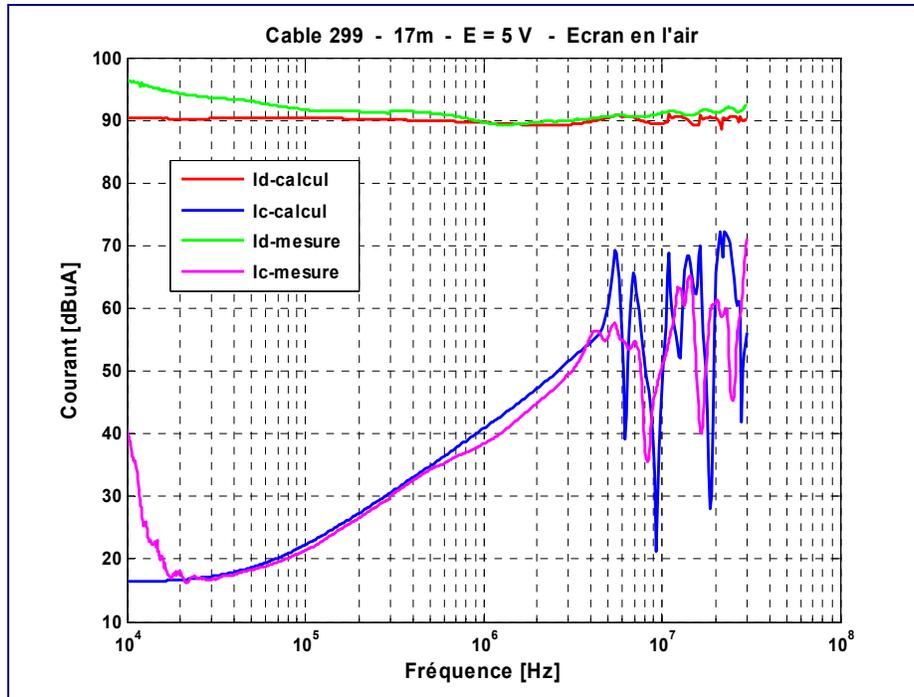


Figure II-21 : Courants de mode différentiel et de mode commun mesurés et simulés pour un câble à 4 paires torsadées

On note un bon accord entre les résultats de simulation et les mesures. Les différences constatées en basses fréquences sont dues à la limitation de la bande passante des sondes de courant utilisées pour les mesures.

II.5.2. Résultats concernant les champs E et H

II.5.2.1. Description du mode de mesure

Les mesures du rayonnement auxquelles vont être comparées les résultats de simulation ont été effectuées dans la bande 10kHz-30MHz à l'aide d'une antenne champ H et d'une antenne champ E associées à un analyseur de réseau. Elles ont été réalisées au dessus d'un excellent plan de masse (cuivre). Le câble est positionné sur des tréteaux à 80cm du plan de masse. Les valeurs du champ sont mesurées à une distance de 1m et au milieu du câble.

Les simulations et les mesures ont été effectuées d'une part pour un câble écranté ayant les extrémités de l'écran connectées au plan de masse et d'autre part sans connexion de l'écran au plan de masse.

La Figure II-22 représente le dispositif de mesure utilisé dans le cas d'une ligne rectiligne.

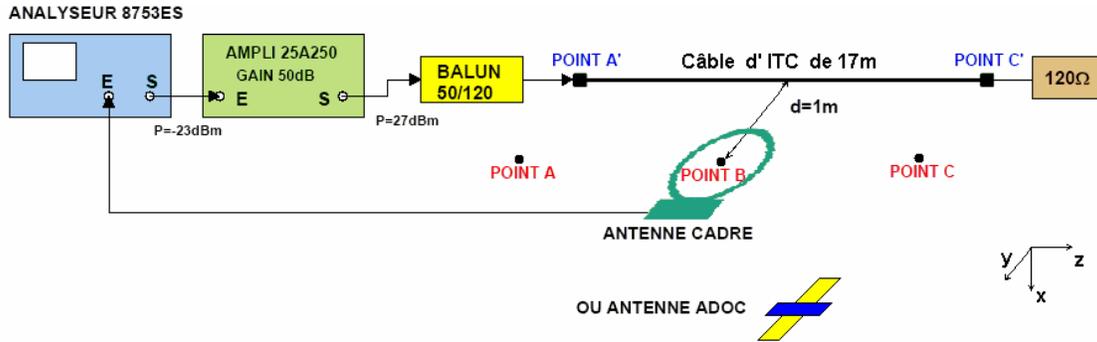


Figure II-22 : Dispositif de mesure du champ électromagnétique

Cette méthode permet une grande sensibilité et une grande dynamique grâce à la puissance élevée utilisée (+27dBm) et la mesure réalisée à l'aide d'une porteuse permet l'utilisation d'une largeur de bande (BW) étroite (ici 30Hz). Cette puissance de +27dBm a été choisie en fonction de la puissance maximale admissible par le balun : +30dBm. A noter qu'une puissance trop élevée pourrait également saturer l'électronique des antennes. Cette puissance est suffisante pour s'affranchir de la plupart des raies radioélectriques. Les mesures obtenues peuvent être ensuite ramenées aux niveaux beaucoup plus faibles des systèmes de transmission à hauts débits classiques.

La mesure du champ H est réalisée à l'aide d'une antenne cadre active EMCO 6502 normalisée CISPR de 60cm de diamètre et la mesure du champ E est faite au moyen d'une sonde THALES de type ADOC isolée par fibre optique. Les antennes seront orientées selon la composante maximale du champ, cadre horizontal et antenne ADOC horizontale à 0°.

En champ lointain, c'est à dire pour $d > \lambda/2\pi$, les champs E et H sont corrélés par la relation $E/H = 120\pi = 377 \Omega$. Ce n'est plus le cas en champ proche et il est alors nécessaire de mesurer séparément les composantes E et H pour caractériser le rayonnement. Dans notre cas toutes les mesures ont été effectuées à 1m et nous nous plaçons toujours dans les conditions de champ proche (la limite varie de 4.77km à 10kHz à 1.59m pour 30MHz).

Cependant pour des raisons de facilité et de comparaison entre champ électrique et champ magnétique, nous ramènerons les valeurs du champ H en champ E équivalent par la relation suivante :

$$E_{\text{équivalent}}(dB\mu V) = H(dB\mu A/m) + 20 \cdot \log(120 \cdot \pi) = H(dB\mu A/m) + 51.5 \quad \text{EQ - II-71}$$

II.5.2.2. Configuration de mesure en chambre semi-anéchoïque

Dans cette partie, les mesures ont été réalisées à l'intérieur d'une chambre semi-anéchoïque dans la bande 10 kHz à 30 MHz.

L'étude consiste à mesurer et à simuler l'émission rayonnée en champ E et en champ H d'un réseau constitué de câbles téléphoniques d'ITC (Installation Terminale Client) et de branchement.

Les impédances de charges d'extrémités, permettent de modéliser d'une part, l'impédance et les fuites du transformateur d'impédance (Balun) et d'autre part, la résistance de charge (120 Ω) correspondant à l'impédance d'entrée des modems.

Un analyseur de réseau associé à un amplificateur linéaire permet de transmettre un signal de +27 dBm sur toute la bande de fréquence. Cette puissance a été choisie afin que le niveau du signal mesuré sorte du niveau de bruit sans pour autant saturer l'électronique des antennes servant à mesurer les champs électromagnétiques.

Les dispositifs de mesures sont schématisés sur les figures II-23 et II-24.

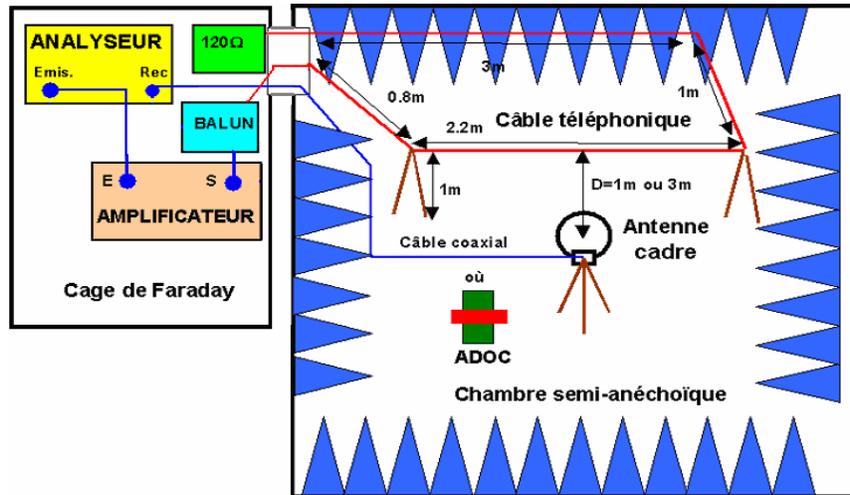


Figure II-23 : Dispositifs de mesure "Configuration 1"

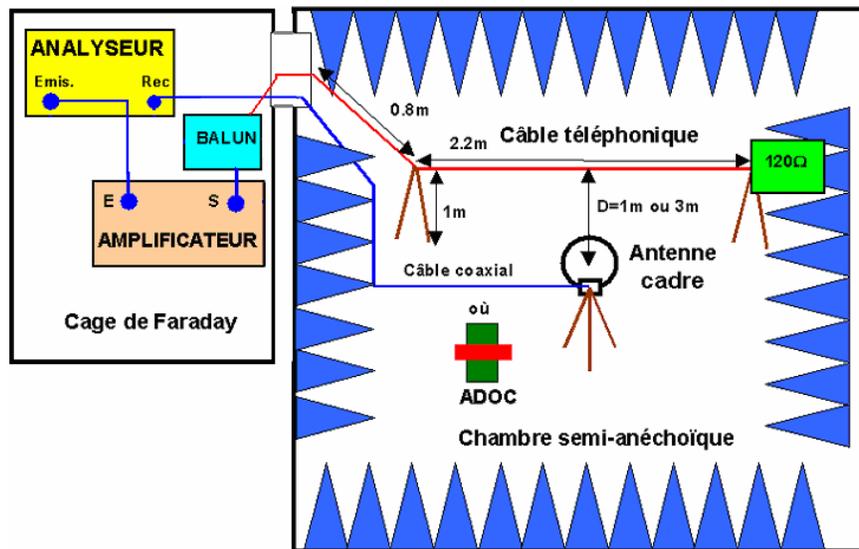


Figure II-24 : Dispositifs de mesure "Configuration 2"

II.5.2.3. Comparaison théorie - expérience

Afin de tenir compte de l'influence du balun sur les résultats théoriques, celui-ci a été caractérisé par sa matrice d'impédances. Les paramètres linéiques des câbles permettent quant à eux de s'approcher au plus près des conditions réelles de mesures. Le code de calcul permet de prendre en compte la géométrie de la ligne. On peut ainsi définir des angles entre différents tronçons d'une ligne multifilaire afin de s'approcher de la disposition réelle du câble.

Une expérimentation a été menée pour mesurer les champs rayonnés par un réseau de géométrie complexe décrit par les 2 configurations de la figure II-23 et II-24. A titre indicatif, la figure II-25 représente le champ électrique rayonné par un câble de branchement de type 1 selon la configuration 1 du dispositif de mesure.

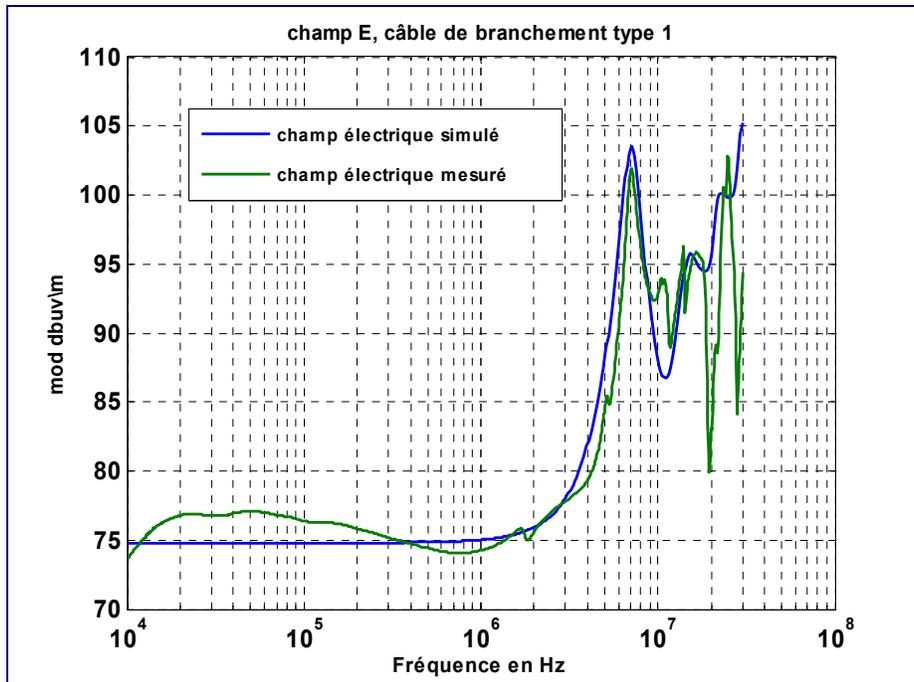


Figure II-25 : Comparaison des champs simulés et mesurés

Un exemple de résultats obtenus pour des câbles d'ITC est indiqué sur la figure II.26, les champs E et H étant mesurés à une distance de 1m du câble (courbes vertes). Ces résultats ont été comparés aux courbes de champs calculés (courbes bleues). Les courbes de la figure II-26 représentent; les champs électriques rayonnés pour la configuration 1 du dispositif de mesure.

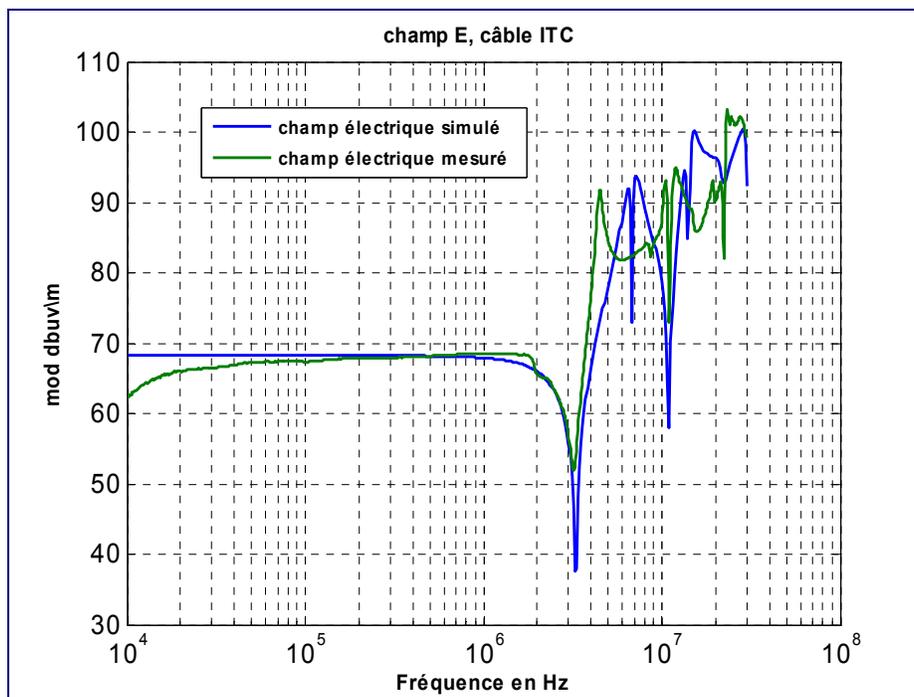


Figure II-26 : Comparaison des champs simulés et mesurés

Les courbes de la figure II-27 correspondent au champ magnétique rayonné par un câble d'ITC selon la configuration 2 (Figure II-24).

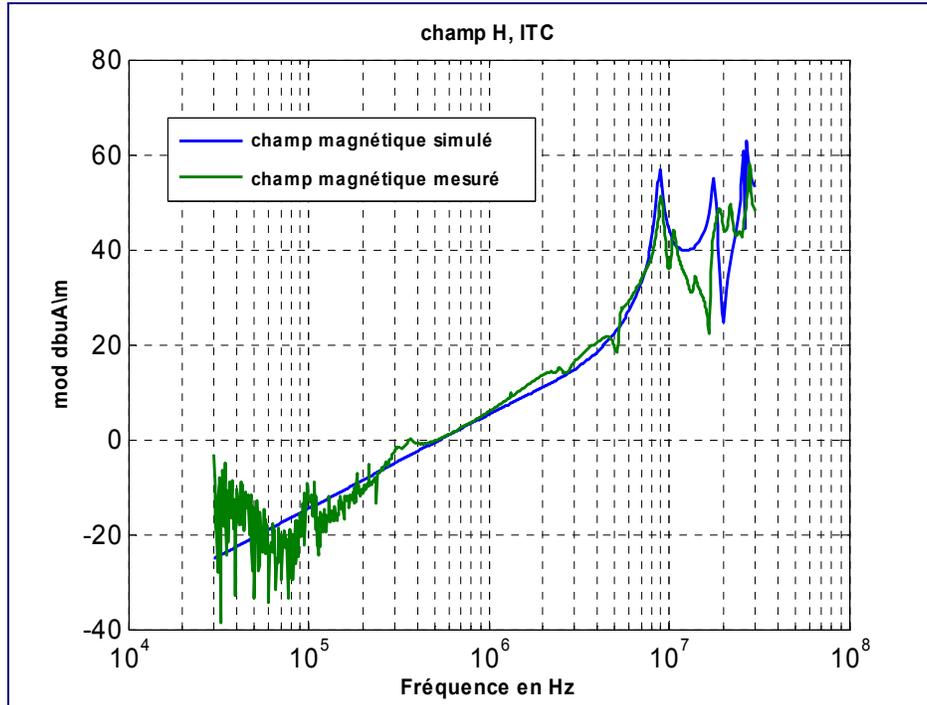


Figure II-27 : Comparaison des champs simulés et mesurés

Là encore on note un très bon accord entre les résultats fournis par notre modèle théorique et ceux obtenus par la mesure.

Le faible écart que l'on peut constater entre les simulations et les expérimentations est dû, d'une part, à l'imprécision de la mesure liée à la difficulté de la mesure, et d'autre part aux hypothèses faites dans l'utilisation de l'approche théorique. Le bon accord observé pour le champ E montre la validité de notre modèle de simulation, en effet, l'évolution du niveau du signal en fonction de la fréquence est parfaitement reproduite (l'affaiblissement à partir de 10 kHz est lié à la bande passante des antennes). Pour le champ H, on observe également un bon accord, même si en basse fréquence, le signal mesuré est noyé dans le bruit. Pour les fréquences supérieures à 10 MHz, on note pour certains cas des réflexions multiples.

Dans le cas du champ calculé, on affiche le résultat du champ total au point d'observation. Ce champ total prend en compte les 3 composantes x, y et z. Or, la mesure du champ avec une antenne ne permet pas de mesurer les 3 composantes à un point donné. Ici, la mesure correspond au champ maximal mesuré pour ce point d'observation.

II.6. Conclusion

Ce chapitre avait pour objet de développer et de valider un code de calcul de l'émission électromagnétique rayonnée produite par un signal large bande transmis sur un réseau de cuivre. Le code de calcul basé sur la théorie des lignes de transmission, permet de modéliser des câbles de différents types (réseau d'accès, câble de branchement ou d'ITC, écrantés ou non, réseau électrique) et de géométries complexes (réseau, en Y, angles, etc.).

Une application de l'outil développé concerne l'étude de l'émission rayonnée par des transmissions xDSL réalisées sur un réseau de télécommunications de géométrie complexe. Une étape intermédiaire a permis de valider l'approche théorique en comparant les résultats obtenus à des mesures réalisées sur des câbles utilisés dans le réseau de France Télécom.

Les expressions analytiques des paramètres linéiques pour une ligne de transmission à paires torsadées ont été présentées également dans ce chapitre. Ces expressions ont été ensuite programmées sous Matlab, afin de créer une interface graphique conviviale.

Pour valider cette partie théorique, nous avons été amenés à confronter les résultats de simulations à ceux obtenus à l'aide de mesures réalisées au sein du laboratoire de la division R&D de France Télécom. Dans un premier temps, le modèle a été testé dans le cas des câbles non écrantés. En second lieu, une comparaison a été également menée pour le cas de câbles écrantés. Le bon accord obtenu entre les mesures et les simulations montre l'applicabilité et la validité du formalisme proposé pour modéliser les torsades dans les câbles et déduire les paramètres primaires.

Le modèle théorique présenté dans ce chapitre permet de modéliser un câble multiconducteur à paires torsadées écranté ou non-écranté, et il présente un grand intérêt pour les raisons suivantes :

- Il permet le calcul des valeurs de L et C en tout point du câble,
- La précision des paramètres linéiques influe également sur celle des résultats de calcul des émissions rayonnées,
- Il est facile à mettre en œuvre et intègre facilement le code de calcul général.

Les avantages du formalisme choisi sont sa facilité de mise en œuvre et la possibilité d'utiliser les paramètres primaires (mesurés par exemple). Les résultats obtenus confirment les hypothèses faites, et valident le modèle de simulation. De plus, un gain important sur les temps de calcul a été constaté en effectuant notamment, une comparaison avec la théorie des antennes. La méthode peut également, s'appliquer à l'étude de l'émission rayonnée par d'autres systèmes hauts débits tels que la PLC ou CATV.

Par ailleurs, nous avons montré dans ce chapitre que la modélisation des torsades est essentielle pour traiter convenablement les phénomènes de compatibilité électromagnétique.

Les résultats fournis par le code de calcul sont très encourageants, mais quelques améliorations pourraient encore être envisagées, en prenant en compte par exemple, les discontinuités dans un système filaire qui génèrent des réflexions et par conséquent contribuent également à l'augmentation des champs rayonnés.

L'étude des discontinuités géométriques dans un réseau de télécommunications est abordée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

**ETUDE DU POINT DE VUE ELECTROMAGNETIQUE DE
L'INFLUENCE D'UNE DISCONTINUITÉ GEOMETRIQUE
DANS UN RESEAU DE TELECOMMUNICATIONS**

III.1. Introduction

Les technologies xDSL ou PLC ont été déployées en réutilisant l'infrastructure existante. Cette infrastructure peut comporter un certain nombre de discontinuités électriques ou géométriques qui peuvent influencer les émissions électromagnétiques qu'elles génèrent.

Dans le chapitre précédent nous avons vu que l'étude des phénomènes CEM associés à ce type de média, pouvait être abordée soit par la théorie des antennes, soit par la théorie des lignes de transmission. Une représentation physique d'une discontinuité conduit à une distribution des paramètres primaires non uniformes [SHI99] [GOR96]. Pour tenir compte du couplage électromagnétique de part et d'autre de la discontinuité, la ligne peut être traitée comme une ligne de transmission non uniforme.

Le couplage électromagnétique entre les deux parties de la ligne situées de part et d'autre de la discontinuité est étudié, en considérant un circuit équivalent pour chacune des 2 sections (Figure III-1). Ainsi les paramètres linéiques de la ligne varient fortement dès lors que l'on s'approche du point de discontinuité. A l'inverse, loin de ce point, le couplage devient négligeable et les paramètres de la ligne tendent vers une valeur constante. La ligne avec une telle discontinuité est considérée comme une ligne de transmission non uniforme.

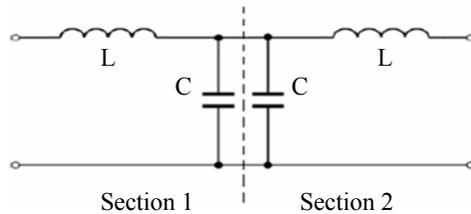


Figure III-1 : Modèle équivalent d'une discontinuité

Dans le cas d'une ligne relativement longue, et lorsqu'une section pourra être traitée indépendamment des charges terminales ou des discontinuités, alors une telle section sera considérée comme une ligne uniforme. Par contre, pour une ligne courte, les champs électromagnétiques dus aux charges d'extrémités ou encore aux discontinuités, auront une influence sur la ligne entière. Dans ce dernier cas la ligne de transmission est non uniforme et nécessitera un formalisme particulier pour modéliser les différents phénomènes liés aux discontinuités.

Ce chapitre présente une étude théorique permettant d'accéder à la distribution du champ électromagnétique rayonné par un réseau de câbles multiconducteurs de géométrie complexe. Le formalisme proposé est basé sur la théorie des lignes modifiée, dans la mesure où les paramètres linéiques varient en fonction de la géométrie de la ligne [HASS6].

L'idée consiste dans un premier temps, à diviser les câbles en plusieurs tronçons de dimension faible devant la longueur d'onde, puis en second lieu, à déterminer les paramètres primaires spécifiques à chaque tronçon en tenant compte de sa géométrie. A cette fin, les expressions analytiques des paramètres linéiques pour une ligne de transmission multiconducteurs de longueur finie avec une discontinuité sont utilisées [EIS99] [SAR94], et sont ensuite modifiées pour tenir compte de la variation de la hauteur du câble par rapport au sol.

Finalement, une étape de validation des résultats obtenus par l'approche proposée est effectuée grâce à une comparaison avec les résultats obtenus à l'aide d'un code basé sur la théorie des antennes (FEKO).

III.2. Formalisme pour le calcul des paramètres linéiques d'une ligne non uniforme

Dans le cadre de l'approximation quasi-TEM [NAK95], de l'hypothèse des conducteurs minces (diamètre $\ll \lambda$) et en tenant compte des conditions aux limites, le problème d'une ligne de transmission non uniforme est traité en considérant les hypothèses suivantes:

- La ligne de transmission est supposée de longueur finie et située au-dessus d'un sol parfait de dimension infinie,
- Le diamètre a des conducteurs est supposé petit par rapport à sa hauteur au dessus du sol,
- La ligne et le sol sont considérés comme des conducteurs électriques parfaits et les conducteurs ont une forme circulaire,
- s' désigne un point situé sur l'axe du conducteur et repéré par ces coordonnées dans le système cartésien (x', y', z') ,
- s désigne le point d'observation situé sur la surface du conducteur et repéré par ces coordonnées (x_m, y_m, z_m) .

La figure III-2 représente un exemple de géométrie pouvant être traitée par ce formalisme. La configuration est constituée d'une ligne de transmission de longueur finie située au-dessus d'un sol parfait de dimension infinie, le diamètre des conducteurs est supposé petit devant la hauteur au dessus du sol. Par ailleurs, la ligne et le sol sont considérés comme des conducteurs électriques parfaits et les conducteurs sont de forme circulaire.

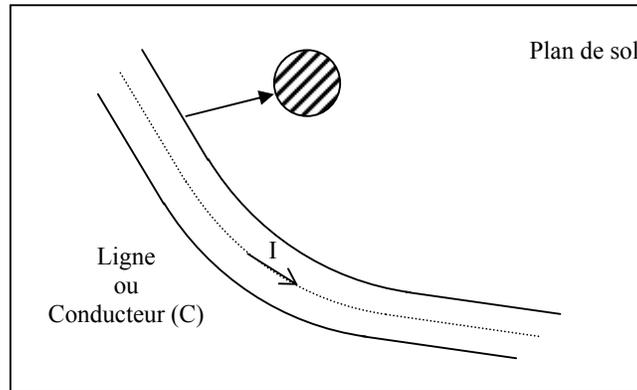


Figure III-2 : ligne de transmission non uniforme au dessus d'un plan de sol

Pour ce type de problème, les équations des lignes de transmission peuvent s'écrire à partir des équations de Maxwell [KIN49] [KIN65] [KAM99] [GRI99]. Le champ électrique peut être dérivé à partir du potentiel scalaire et du potentiel vecteur de $\phi(\vec{r})$ et $\vec{A}(\vec{r})$ comme nous l'avons vu dans le paragraphe II du 2ème chapitre. La composante tangentielle du champ électrique sur la surface du conducteur est considérée nulle. En notant \hat{z} un vecteur unitaire tangentiel le long de l'axe nous pouvons écrire :

$$\hat{z} \cdot \nabla \phi(\vec{r}) = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_V \hat{z} \cdot \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' : \vec{r} \in S \quad \text{EQ - III-1}$$

Où $\vec{J}(\vec{r}')$ est la densité de courant et $G(\vec{r}, \vec{r}')$ la fonction de Green d'un espace illimité et homogène de paramètres μ et ε , représentant respectivement la perméabilité et la permittivité dans l'espace libre. L'approximation des fils minces [HAR93] suppose en outre, que les courants sur les fils de petits diamètres circulent uniquement sur l'axe du conducteur noté C_i où $i = 0, 1, \dots, N$ (N : nombre de conducteurs).

On utilise la même démarche que celle du chapitre précédent afin de calculer : $\bar{L} = [l_{mn}]$ et $\bar{C} = \bar{B}^{-1} = [b_{mn}]^{-1}$. Elles représentent respectivement les capacités et les inductances linéiques (matrices d'ordre $N \times N$, $m, n = 1, 2, \dots, N$). En supposant $I_n(z) \approx \exp(-jkz)$, où k est la constante de propagation en espace libre ($k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$), les l_{mn} et b_{mn} sont calculés à partir des équations suivantes :

$$b_{mn} = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_{C_n} \frac{dI_n(z')/dz'}{dI_n(z)/dz} [G_{mn}(z, z') - G_{m0}(z, z') - G_{0n}(z, z') + G_{00}(z, z')] dz' \quad \text{EQ - III-2-a}$$

$$l_{mn} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{C_n} \frac{I_n(z')}{I_n(z)} \hat{z} \cdot \hat{z}' [G_{mn}(z, z') - G_{m0}(z, z') - G_{0n}(z, z') + G_{00}(z, z')] dz' \quad \text{EQ - III-2-b}$$

III.3. Application du formalisme au cas d'une ligne monofilaire

Dans ce paragraphe nous étudions un conducteur ayant une discontinuité du type de celle représentée sur la figure III-3. La configuration étudiée est constituée d'un seul conducteur ayant deux sections des rayons différents notés respectivement a_1 et a_2 , avec un angle α_0 entre les deux sections. Le câble est situé au dessus d'un plan de masse à une hauteur h .

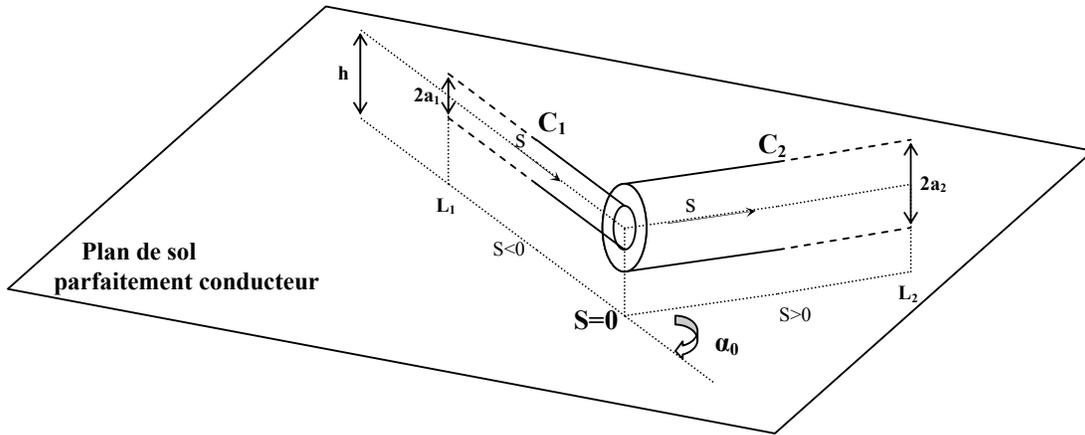


Figure III-3 : Ligne non uniforme constituée d'une ligne monofilaire

Sur la base du formalisme introduit précédemment les paramètres linéiques tenant compte de l'angle α_0 sont donnés par les expressions suivantes :

$$l(s) = \frac{\mu}{4\pi} [\Phi_1^f + \cos(\alpha_0)\Phi_2^t] \quad \text{EQ - III-3-a}$$

$$c(s) = \frac{4\pi\epsilon}{[\Phi_1^f + \Phi_2^t]} \quad \text{EQ - III-3-b}$$

Où, f et t peuvent s'écrire :

$$s < 0 \Rightarrow \begin{cases} f = - \\ t = + \end{cases} \quad s \geq 0 \Rightarrow \begin{cases} f = + \\ t = - \end{cases} \quad \text{EQ - III-4}$$

Les valeurs de Φ sont calculées à partir des relations suivantes :

$$\Phi_m^-(s' - s) = \int_{-L1}^0 e^{-jk(s'-s)} G_m(s, s') ds' \quad \text{EQ - III-5-a}$$

$$\Phi_m^+(s' - s) = \int_0^{L2} e^{-jk(s'-s)} G_m(s, s') ds' \quad \text{EQ - III-5-b}$$

Où m =1,2 est le numéro de la section du conducteur (s<0 => m=1, s>0 => m=2), G_m a pour expression :

$$G_m(s, s') = \frac{e^{-jkR_m^+}}{R_m^+} - \frac{e^{-jkR_m^-}}{R_m^-} \quad \text{EQ - III-6}$$

En utilisant la théorie des images électriques (Figure III-4), on peut considérer qu'un fil situé à une hauteur h au dessus du sol est équivalent à deux fils distants de 2h dans l'espace libre.

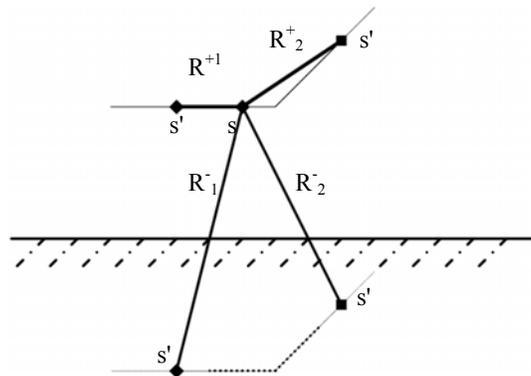


Figure III-4 : Ligne de transmission monofilaire, utilisation de la théorie des images.

Les distances R entre un point d'observation s situé sur la surface du conducteur et un point s' situé sur l'axe de la structure sont données par les expressions suivantes :

$$R_1^\pm = \sqrt{(s-s')^2 + \rho_\pm^2} \quad \text{EQ - III-7-a}$$

$$R_2^\pm = \sqrt{(s'-s \cos(\alpha_0))^2 + (s \sin(\alpha_0))^2 + \rho_\pm^2} \quad \text{EQ - III-7-b}$$

Où,

$$s < 0 \Rightarrow \begin{cases} \rho_+ = a_1 \\ \rho_- \approx 2h \end{cases} \quad \text{EQ - III-8-a}$$

$$s \geq 0 \Rightarrow \begin{cases} \rho_+ = a_2 \\ \rho_- \approx 2h \end{cases} \quad \text{EQ - III-8-b}$$

Par ailleurs, pour m=1 l'angle α_0 est égale à zéro. En s'appuyant sur les relations précédentes et en posant $x' = s' - s \cos(\alpha_0)$ on en déduit les relations suivantes :

$$l(s) = \frac{\mu}{4\pi} [\Phi_1^\mp + \cos(\alpha_0)\Phi_2^\pm] \quad \text{EQ - III-9-a}$$

$$c(s) = \frac{4\pi\epsilon}{[\Phi_1^\mp + \Phi_2^\pm]} \quad \text{EQ - III-9-b}$$

On remarque dans l'équation III-9, pour s négatif les indices supérieurs sont gardés (- pour Φ_1 et + pour Φ_2), par contre pour $s \geq 0$ ce sont les indices inférieurs qui sont pris en compte (+ pour Φ_1 et - pour Φ_2). Les variables Φ sont données par les relations suivantes :

$$\Phi_1^- = \int_{R_{A1,1-}}^{R_{A1,1+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw - \int_{R_{A1,2-}}^{R_{A1,2+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw$$

$$\begin{cases} R_{A1,1+} = \sqrt{s^2 + a_1^2} - s \\ R_{A1,1-} = \sqrt{s^2 + (2h)^2} - s \\ R_{A1,2+} = \sqrt{(L_1 + s)^2 + (a_1)^2} - (L_1 + s) \\ R_{A1,2-} = \sqrt{(L_1 + s)^2 + (2h)^2} - (L_1 + s) \end{cases} \quad \text{EQ - III-10-a}$$

$$\Phi_2^+ = \left[\int_{R_{A2,1-}}^{R_{A2,1+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw - \int_{R_{A2,2-}}^{R_{A2,2+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw \right] e^{jks(1-\cos(\alpha_0))}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{A2,1+} = \sqrt{(L_2 + s \cos(\alpha_0))^2 + (s \sin(\alpha_0))^2 + a_1^2} \\ \quad + (L_2 - s \cos(\alpha_0)) \\ R_{A2,1-} = \sqrt{(L_2 + s \cos(\alpha_0))^2 + (s \sin(\alpha_0))^2 + (2h)^2} \\ \quad + (L_2 - s \cos(\alpha_0)) \\ R_{A2,2+} = \sqrt{s^2 + a_1^2} - s \cos(\alpha_0) \\ R_{A2,2-} = \sqrt{s^2 + (2h)^2} - s \cos(\alpha_0) \end{array} \right. \quad \text{EQ - III-10-b}$$

$$\Phi_2^- = \left[\int_{R_{A4,1-}}^{R_{A4,1+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw - \int_{R_{A4,2-}}^{R_{A4,2+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw \right] e^{jks(1-\cos(\alpha_0))}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{A4,1+} = \sqrt{s^2 + a_2^2} - s \cos(\alpha_0) \\ R_{A4,1-} = \sqrt{s^2 + (2h)^2} - s \cos(\alpha_0) \\ R_{A4,2+} = \sqrt{(L_1 + s \cos(\alpha_0))^2 + (s \sin(\alpha_0))^2 + a_2^2} \\ \quad - (L_1 + s \cos(\alpha_0)) \\ R_{A4,2-} = \sqrt{(L_1 + s \cos(\alpha_0))^2 + (s \sin(\alpha_0))^2 + (2h)^2} \\ \quad - (L_1 + s \cos(\alpha_0)) \end{array} \right. \quad \text{EQ - III-10-c}$$

$$\Phi_1^+ = \int_{R_{A3,1-}}^{R_{A3,1+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw - \int_{R_{A3,2-}}^{R_{A3,2+}} \frac{e^{-jKw}}{w} dw$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{A3,1+} = \sqrt{(L_2 - s)^2 + a_2^2} + (L_2 - s) \\ R_{A3,1-} = \sqrt{(L_2 - s)^2 + (2h)^2} + (L_2 - s) \\ R_{A3,2+} = \sqrt{s^2 + a_2^2} - s \\ R_{A3,2-} = \sqrt{s^2 + (2h)^2} - s \end{array} \right. \quad \text{EQ - III-10-d}$$

Dans ces expressions, k est la constante de propagation en espace libre ($k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$), Les expressions détaillées ci-dessus permettent de calculer les paramètres linéiques d'une ligne quelconque et peuvent également être utilisées dans le cas de configurations simples (cas d'une ligne droite de longueur finie, ou encore ligne de même rayon, etc.).

III.3.1. Validation du formalisme développé

Dans cette partie nous allons confronter les résultats obtenus avec notre méthode à ceux disponible dans la littérature technique.

Dans un premier temps, une comparaison a été réalisée avec les résultats d'un code basé sur la méthode des moments [CHU02], dans un second temps, une autre comparaison est également effectuée avec des courbes obtenues par une technique proposée dans [NIT03] et basée sur la théorie des lignes. Dans les calculs effectués, la capacité et l'inductance sont des grandeurs complexes avec une partie réelle positive et une partie imaginaire qui est négligeable. Dans la suite, nous ne représentons donc que le module de ces paramètres.

III.3.1.1. Validation par la méthode des moments

On considère la hauteur h de la ligne égale à 0.1165λ , où λ est la longueur d'onde. a_1 , a_2 , L_1 et L_2 sont respectivement les rayons et les longueurs de chaque partie du conducteur.

III.3.1.1.1. Cas d'une ligne formant un coude de 90°

A titre d'exemple, pour $a_1 = a_2 = 0.0084 \lambda$, $L_1 = L_2 = 1 \lambda$, et un angle $\alpha_0 = 90^\circ$. La figure III-5 représente la variation de l'inductance linéique calculée à l'aide de notre formalisme et par la méthode de moment notée MOM.

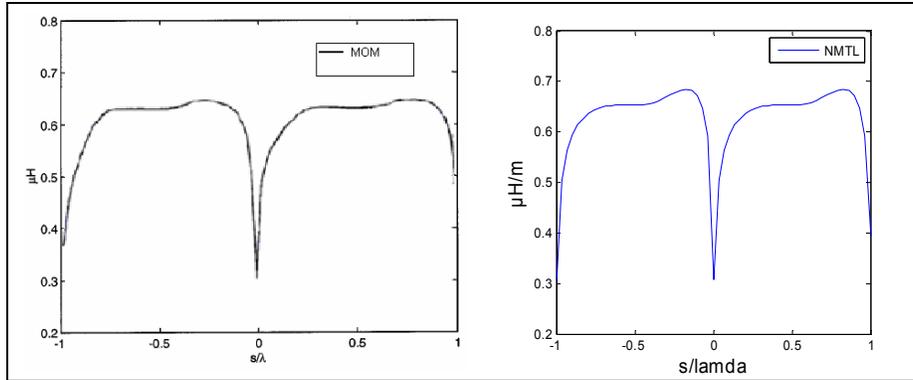


Figure III-5 : Inductance linéique $l(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$

Les courbes de la figure III-6 illustrent l'évolution de la capacité linéique de la configuration décrite ci dessus. Les courbes montrent un bon accord entre les résultats des deux théories.

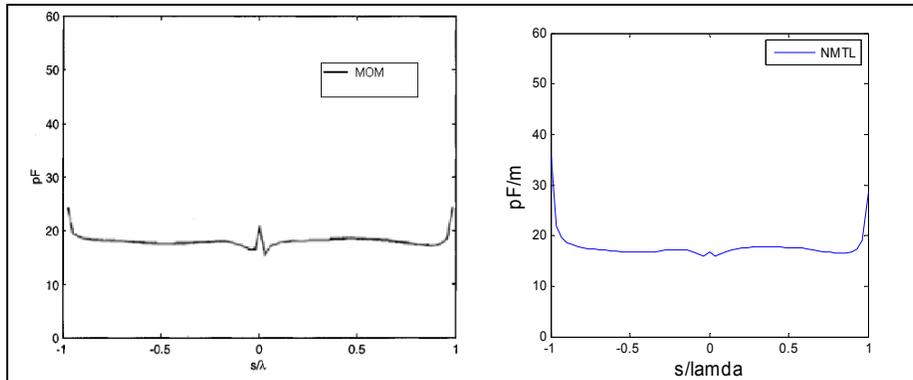


Figure III-6 : Capacité linéique $c(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$

On note que dans le cas d'une ligne droite de longueur infinie et de même rayon ($a_1=a_2$), quand $L_1, L_2 \rightarrow +\infty$, les paramètres linéiques tendent vers les valeurs équivalentes à celles d'une ligne uniforme et rectiligne dont les expressions sont rappelées ci-dessous:

$$l(s) \approx \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right), \quad c(s) = \frac{\epsilon\mu}{l(s)} \quad \text{EQ - III-11}$$

III.3.1.2. Validation par la méthode proposée dans [NIT03]

Nous avons effectué dans ce paragraphe, une comparaison avec un formalisme basé sur la théorie des lignes [NIT03]. Cette approche permet d'étudier dans une approximation quasi-statique une discontinuité dans une ligne bifilaire. Le formalisme est dérivé des équations EFIE (Electric Field Integral Equation) unidimensionnelles.

III.3.1.2.1. Cas d'une ligne droite avec $a_1 = a_2 = R1$

La figure III-7 représente les paramètres d'un câble rectiligne ($\alpha_0=0^\circ$). Les courbes $l(s)$ et $c(s)$ sont calculées, d'une part, pour une ligne droite de petite longueur ($L_1=L_2=1\lambda$), d'autre part, pour le cas du câble de longueur infinie. Dans ce dernier cas, les effets des extrémités n'apparaissent plus.

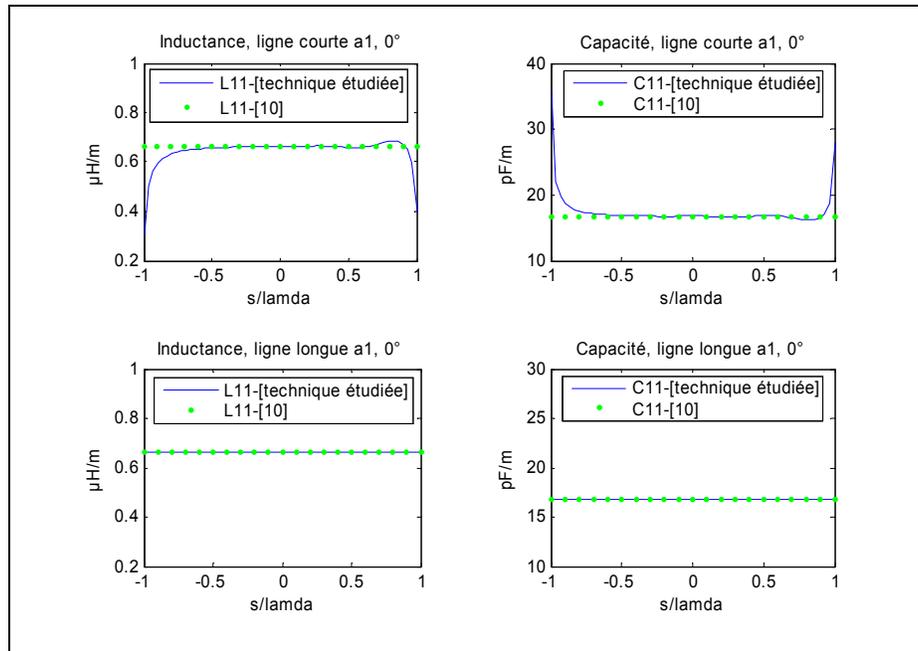


Figure III-7 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $a_1 = a_2 = 0.0084 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ$

III.3.1.2.2. Cas d'une ligne droite avec $a_1 = a_2 = R2$

Les résultats de la figure III-8 sont obtenus pour la même configuration que précédemment, mais pour un rayon de 0.0167λ . Les paramètres L et C sont constants et montrent l'évolution des modules en fonction des diamètres. Les valeurs obtenues correspondent à celles données par l'équation III-11 : $c = 21.1$ pF et $l = 0.527$ uH.

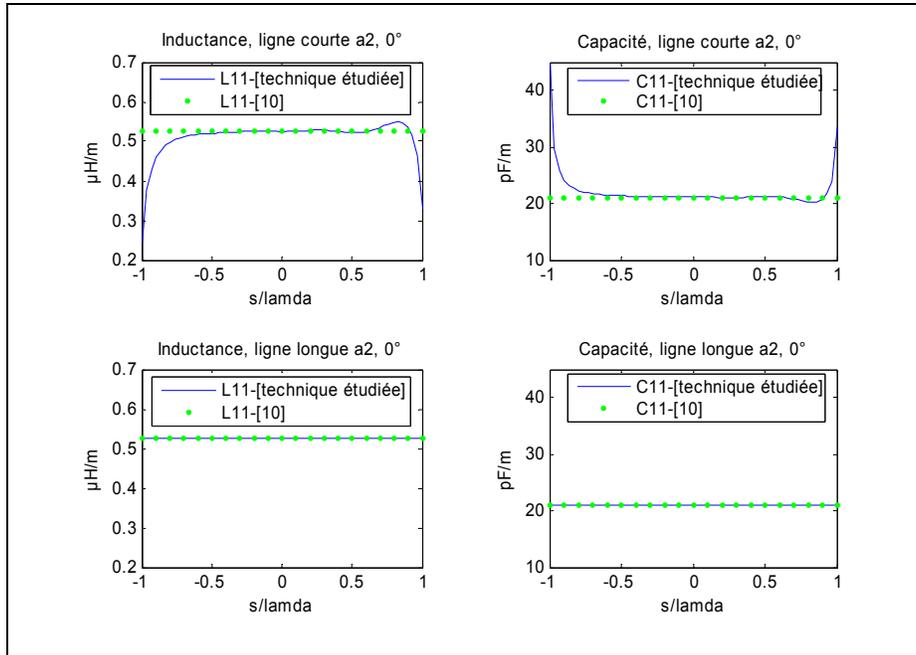


Figure III-8 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $a_1 = a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ$

III.3.1.2.3. Cas d'une ligne avec un coude de 90° et $a_1 = a_2 = R2$

Par la suite, nous avons étudié le cas d'un câble formant un angle de 90° et dont les deux sections situées à une hauteur constante au dessus du sol. Les courbes du bas de la figure III-9 représentent l'inductance et la capacité linéiques lorsque les deux rayons sont égaux à $R1 = a_1 = a_2 = 0.0084 \lambda$. Les courbes du haut sont relatives aux paramètres obtenus pour $R2 = a_1 = a_2 = 0.0167 \lambda$.

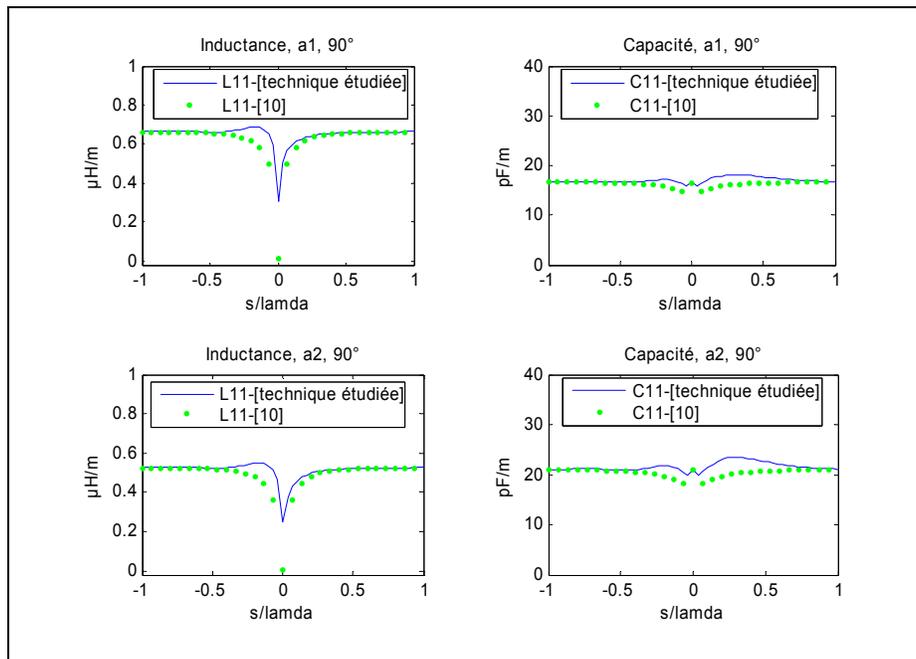


Figure III-9 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$

En s'éloignant de la zone comportant la discontinuité, les paramètres L et C tendent vers les valeurs calculées par les relations données par l'équation Eq - III-11.

$$R1 \Rightarrow c=16.7 \text{ pF} \quad \text{et} \quad l=0.527 \text{ } \mu\text{H} \quad \text{EQ - III-12-a}$$

$$R2 \Rightarrow c=21.1 \text{ pF} \quad \text{et} \quad l=0.527 \text{ } \mu\text{H} \quad \text{EQ - III-12-b}$$

La comparaison des résultats obtenus par notre approche et ceux donnés par les deux autres méthodes montre un bon accord et permet donc de statuer sur la validité de notre méthode. Par ailleurs, le bon accord obtenu avec la théorie des antennes nous permet d'appliquer notre formalisme à des structures de forme complexe.

III.3.1.3. Cas d'une ligne avec un coude de 90° et $a_1 = R1$, $a_2 = R2$

Dans cette partie, nous considérons le cas d'une ligne formant un coude de 90° et dont les deux sections ont des rayons différents ($a_1 \neq a_2$). Les courbes de la figure III-10 illustrent l'évolution des paramètres linéiques en fonction du rayon. Elles correspondent au cas où nous avons permuté les deux rayons a_1 et a_2 de deux sections constituant la ligne.

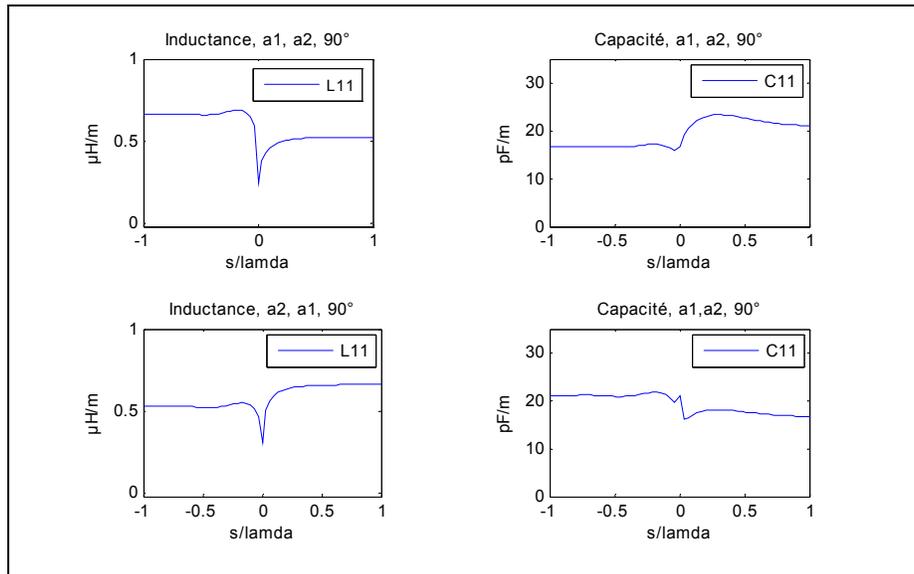


Figure III-10 : Inductance-Capacitance linéiques, $a_1=0.0084 \lambda$, $a_2=0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 90^\circ$

III.3.1.4. Cas d'une ligne avec un coude variant entre 30° et 120°

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à l'influence de l'angle α_0 en le faisant varier entre 30° et 120°, l'évolution des paramètres linéiques en fonction de l'angle α_0 du coude est indiquée sur la figure III-11.

Les résultats obtenus montrent que le couplage devient de plus en plus important lorsque l'angle α_0 du coude augmente.

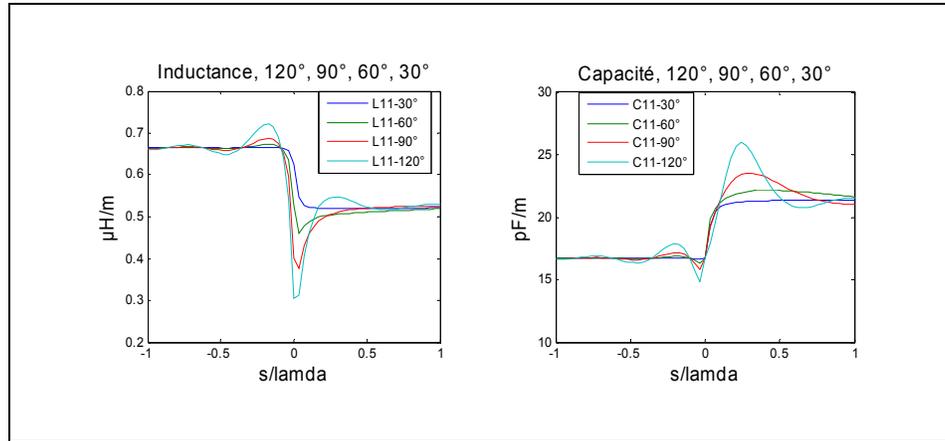


Figure III-11 : Inductance-Capacitance linéiques, $a_1=0.0084 \lambda$ $a_2=0.0167 \lambda$

A l'aide de cette approche, les modèles équivalents peuvent être établis pour tenir compte de l'effet d'une variation de la géométrie d'une ligne au dessus du sol.

III.4. Application du formalisme aux câbles multifilaires

Nous allons appliquer le formalisme développé précédemment au cas d'un câble multifilaire constitué de N conducteurs. Le câble est supposé être au dessus d'un plan de sol parfait, tel que l'axe des conducteurs est parallèle au sol et situé à une hauteur h.

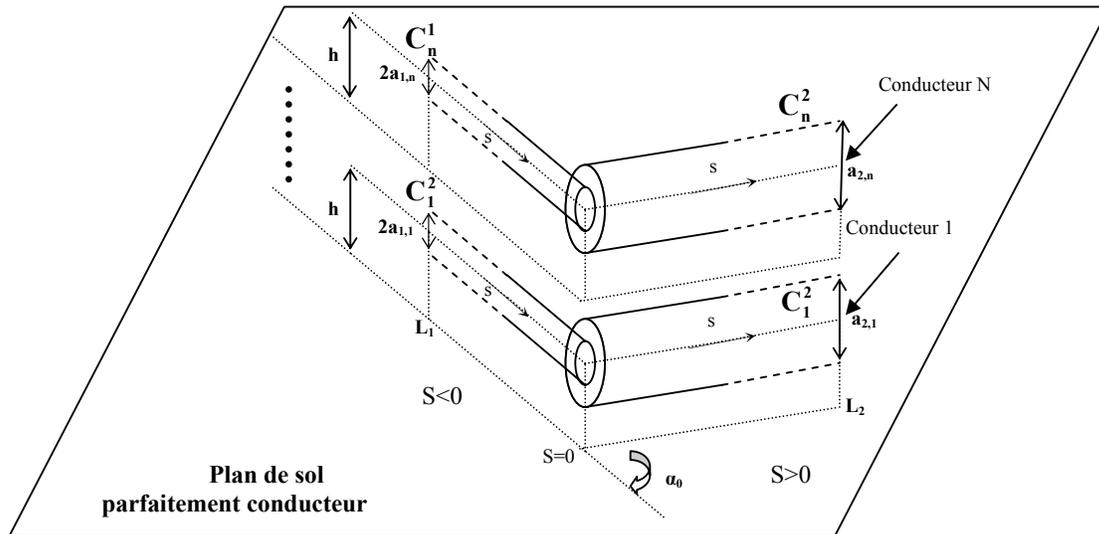


Figure III-12 : Configuration d'une ligne multifilaire

Considérons en premier lieu le cas d'une ligne constituée de deux conducteurs. Chaque conducteur peut avoir plusieurs sections de différents diamètres (a_1 et a_2) et un angle α_0 (figure III-13). Les deux conducteurs sont séparés d'une distance D et forment un angle α l'un par rapport à l'autre comme le montre la figure III-13.

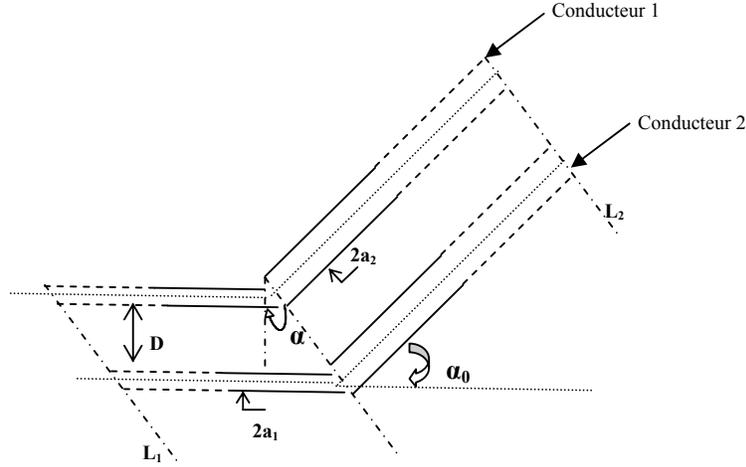


Figure III-13 : Vue de dessus de la configuration étudiée

Par ailleurs, les termes Φ obtenus à partir de l'équation III-10 doivent être adaptés afin d'appliquer le formalisme au cas des câbles multifilaires, les nouvelles relations sont données par :

$$\Phi_{c,m,n}^{-}(s' - s) = \int_{-L1}^0 e^{-jk(s'-s)} G_{c,m,n}(s, s') ds' \quad \text{EQ - III-13-a}$$

$$\Phi_{c,m,n}^{+}(s' - s) = \int_0^{L2} e^{-jk(s'-s)} G_{c,m,n}(s, s') ds' \quad \text{EQ - III-13-b}$$

Où $m, n = 0, 1, \dots, N$. $c = 1, 2$ est le numéro de sous partie correspondant au chaque conducteur. Les paramètres $G_{c,m,n}$ sont déduits à partir de l'expression suivante :

$$G_{c,m,n}(s, s') = \frac{e^{-jkR_{c,m,n}^{+}}}{R_{c,m,n}^{+}} - \frac{e^{-jkR_{c,m,n}^{-}}}{R_{c,m,n}^{-}} \quad \text{EQ - III-14}$$

Dans le cas où $m = n$, les formules précédentes (Eq-III-6) sont utilisées. Par contre, si $m \neq n$ la théorie des images électriques est utilisée pour calculer les grandeurs R , qui représentent les distances entre le point d'observation situé sur la surface de la partie c du conducteur m noté s , et les points situés sur l'axe de conducteur n et son image notés s' comme le montre la figure III-14.

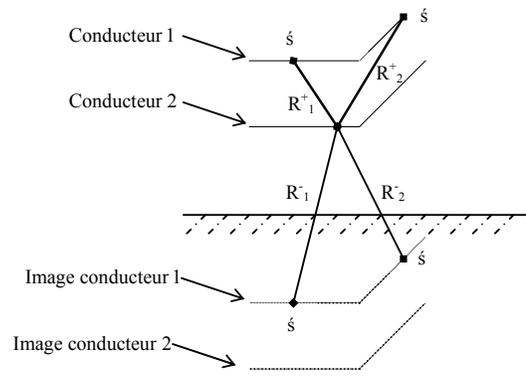


Figure III-14 : ligne de transmission multifilaire, utilisation de la théorie des images

Ces distances ont pour expressions :

$$R_1^\pm = \sqrt{(s' - s + D \operatorname{tg}(\alpha))^2 + D^2 + \rho_\pm^2} \quad \text{EQ - III-15-a}$$

$$R_2^\pm = \sqrt{(s' - s + s' \cos(\alpha_0))^2 + (D + s' \sin(\alpha_0))^2 + \rho_\pm^2} \quad \alpha_0 > \frac{\pi}{2} \quad \text{EQ - III-15-b}$$

$$R_2^\pm = \sqrt{(-s - s' \cos(\alpha_0))^2 + (D + s' \sin(\alpha_0))^2 + \rho_\pm^2} \quad \alpha_0 < \frac{\pi}{2} \quad \text{EQ - III-15-c}$$

Où,

$$s < 0 \Rightarrow \begin{cases} \rho_+ = a_1 \\ \rho_- \approx 2h \end{cases} \quad \text{EQ - III-16-a}$$

$$s \geq 0 \Rightarrow \begin{cases} \rho_+ = a_2 \\ \rho_- \approx 2h \end{cases} \quad \text{EQ - III-16-b}$$

En suivant les mêmes étapes de calcul que celles utilisées dans le cas du câble monofilaire, les paramètres linéiques peuvent être calculés à partir des équations suivantes :

$$l(s) = \frac{\mu}{4\pi} [\Phi_1^\mp + \cos(\alpha_0) \Phi_2^\pm] \quad \text{EQ - III-17-a}$$

$$c(s) = \frac{4\pi\epsilon}{[\Phi_1^\mp + \Phi_2^\pm]} \quad \text{EQ - III-17-b}$$

III.4.1. Exemples d'applications

En utilisant les équations développées dans le paragraphe précédent, nous allons étudier le cas d'un système constitué de deux conducteurs situés au dessus d'un sol parfait avec un angle α_0 variable, et ayant des rayons différents ($a_1 \neq a_2$). Dans la configuration étudiée, la hauteur h est égale à 0.233λ , $a_1 = 0.0084\lambda$ et $a_2 = 0.0167\lambda$. Par ailleurs, les deux parties du conducteur ont la même longueur $L_1 = L_2 = 2\lambda$. L'angle α_0 varie entre 30° et 120° . Enfin, la distance D est égale à 0.233λ . Les modules des paramètres linéiques sont représentés pour les différentes configurations étudiées.

III.4.1.1. Cas d'une ligne bifilaire avec un coude variant, $a_1 = R1$, $a_2 = R2$

Les figures III-15 et III-16 représentent respectivement les variations de la capacité et de l'inductance linéiques obtenues par notre approche (paramètres propres et mutuels).

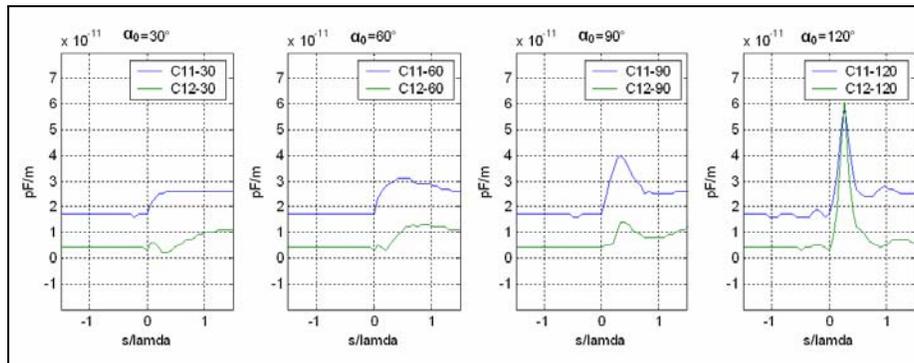


Figure III-15 : Capacités linéiques, $a_1 = 0.0084\lambda$, $a_2 = 0.0167\lambda$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$

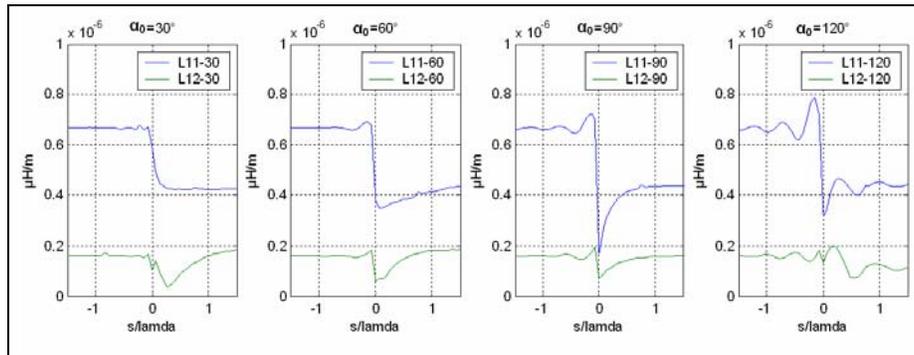


Figure III-16 : Inductances linéiques, $a_1 = 0.0084\lambda$, $a_2 = 0.0167\lambda$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$

III.4.1.2. Cas d'une ligne bifilaire avec un coude variant, $a_1 = a_2 = R3$

Dans ce paragraphe, le problème est traité en considérant des lignes de grande dimension par rapport au cas précédent. Les diamètres sont égaux $a_1 = a_2 = 1.67\text{ mm}$, et la valeur de D est 0.025 m , $h = 1\text{ m}$. Les longueurs sont très grandes par rapport à la hauteur ($L_1, L_2 \rightarrow +\infty$).

Les évolutions des capacités linéiques ($C11$ et $C12$) relatives à cette configuration sont représentées sur les courbes de la figure III-17, pour un angle α_0 variant entre 30° et 120° .

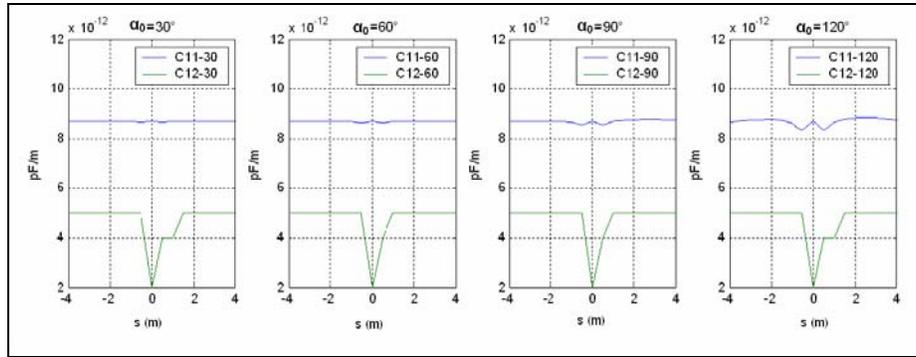


Figure III-17 : Capacitances linéiques, $a_1 = a_2 = 0.00167$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$

Les évolutions des valeurs propres et mutuelles de l'inductance linéique sont représentées sur courbes de la figure III-18.

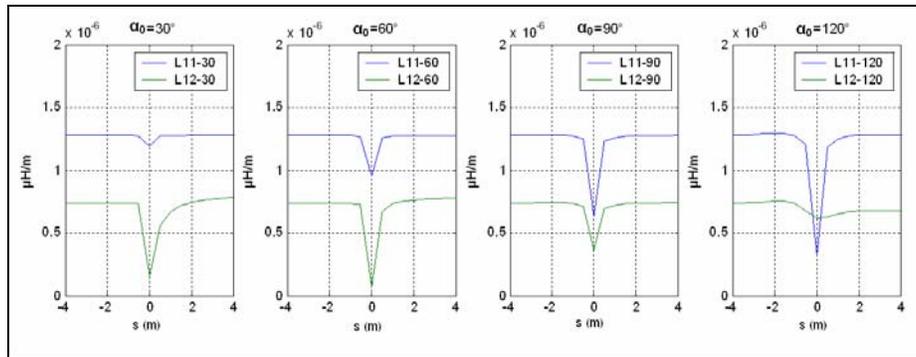


Figure III-18 : Inductances linéiques, $a_1 = a_2 = 0.0167$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$

Là encore, on constate l'effet d'une discontinuité sur les paramètres primaires d'une ligne de transmission multiconducteur. Les paramètres primaires sont fortement liés à la valeur de l'angle α_0 . On note par ailleurs, que loin du coude ils tendent vers les valeurs correspondant au cas d'un câble sans discontinuité.

Les résultats fournis par notre modèle théorique montrent que les différentes discontinuités géométriques considérées dans ce paragraphe ont un impact important sur le module des inductances et des capacitances linéiques. Le paragraphe suivant va s'attacher à montrer l'impact d'une discontinuité sur la distribution des courants et tensions le long du câble considéré.

III.5. Impact d'une discontinuité sur la distribution des tensions et des courants

Le formalisme développé pour le calcul des paramètres linéiques d'une ligne non uniforme, permet de décrire l'évolution de l'inductance et de la capacitance le long du câble. En utilisant les équations de télégraphiste et la matrice de chaîne, nous pouvons alors accéder aux distributions de courant et de tension relatives à chaque tronçon.

A titre d'exemple les courbes de la figure III-19 représentent les distributions de tension et de courant pour le cas d'un câble monofilaire, excité par un générateur de 1 volt, avec une charge résistive. L'angle du coude (α_0) varie de 0° à 135° , la hauteur h par rapport au plan de masse est de 0.233λ .

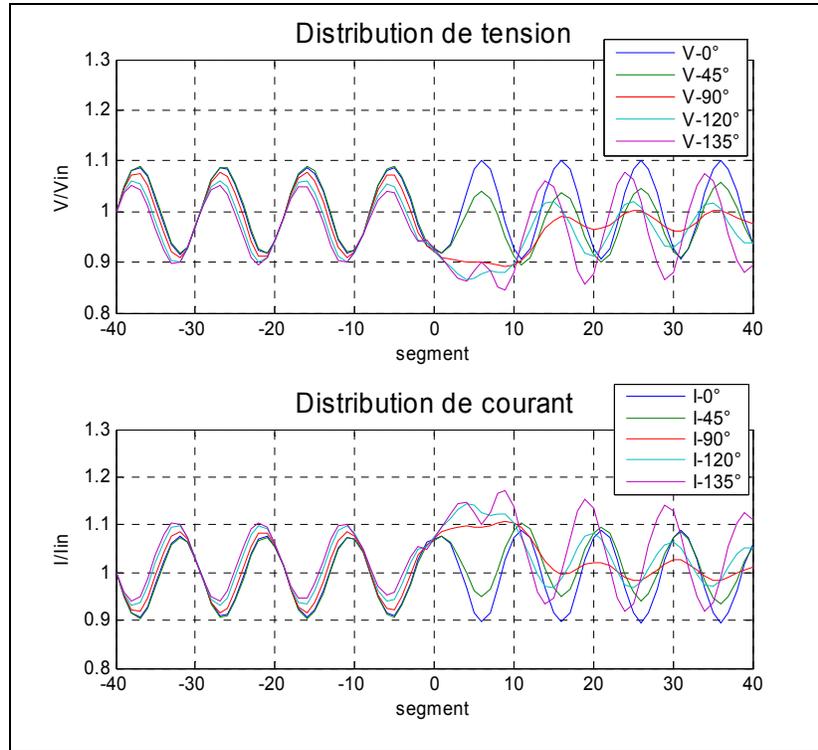


Figure III-19 : La distribution de courant/tension, $a_1 = a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ \rightarrow 135^\circ$

Les résultats obtenus traduisent l'effet d'une discontinuité sur la distribution de charge et de courant. On constate en effet, que la présence d'un coude augmente le couplage entre les sections du câble et par conséquent, modifie les valeurs de tension et de courant. En s'approchant du coude, le couplage augmente et est étroitement lié à la valeur de l'angle α_0 . On note par ailleurs, que loin du coude les paramètres primaires tendent vers les valeurs correspondant au cas d'un câble rectiligne.

Dans le prochain paragraphe, nous allons nous intéresser au calcul des champs électromagnétiques rayonnés par une ligne comportant une discontinuité.

III.6. Calcul des champs électromagnétiques rayonnés dans une ligne multipaires non homogène

Après avoir évalué les paramètres linéiques des câbles, l'utilisation de notre outil de simulation présenté dans le chapitre II, permet pour chaque fréquence, le calcul des distributions de courant et de tension. Par la suite, les champs rayonnés par le câble, au point d'observation P, spécifié par ses coordonnées cartésiennes (P_x, P_y, P_z), sont déterminés par le même code de calcul.

III.6.1. Validation de formalisme par comparaison avec la théorie des antennes

La théorie des lignes modifiée notée (NMTL : Non uniform Multi Transmission Lines) permet de prendre en compte une discontinuité dans une ligne de transmission, et d'étudier les phénomènes de compatibilité électromagnétique résultants. Une étape de validation des résultats obtenus par l'approche proposée est effectuée grâce à une comparaison avec les résultats fournis par un code basé sur la théorie des antennes (FEKO).

III.6.1.1. Cas d'un conducteur rectiligne

Dans un premier temps, nous étudions le cas simple d'un fil rectiligne de 100 mètres de longueur situé au dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur (hauteur = 50 cm). Le fil est excité par un générateur de 1 volt, et fermé sur une charge terminale de 120 ohms.

III.6.1.1.1. Calcul de la distribution de courant

La distribution de courant a été calculée par les deux théories, les courbes de la figure III-20 représentent le module et la phase calculés par la théorie des antennes.

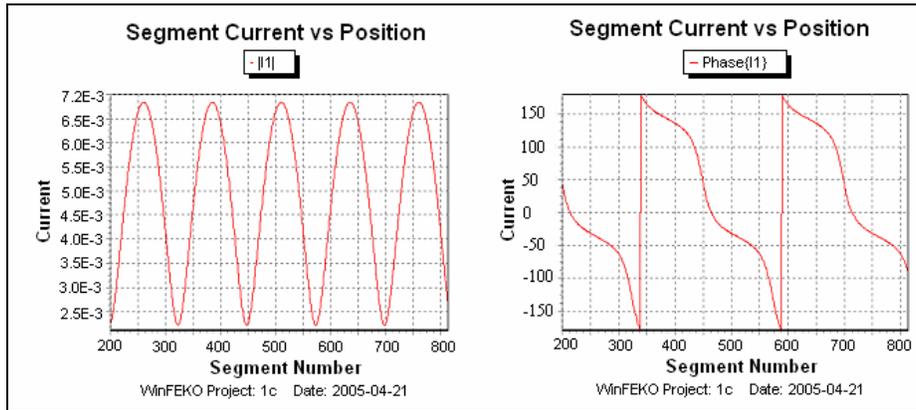


Figure III-20 : Distribution de courant – Câble monofilaire rectiligne (module/phase) théorie des antennes "FEKO" (F = 12 MHz, Longueur = 100 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm)

Les résultats obtenus pour la même configuration à partir de notre modèle de simulation (noté NMTL) sont représentés sur les courbes de la figure III-21.

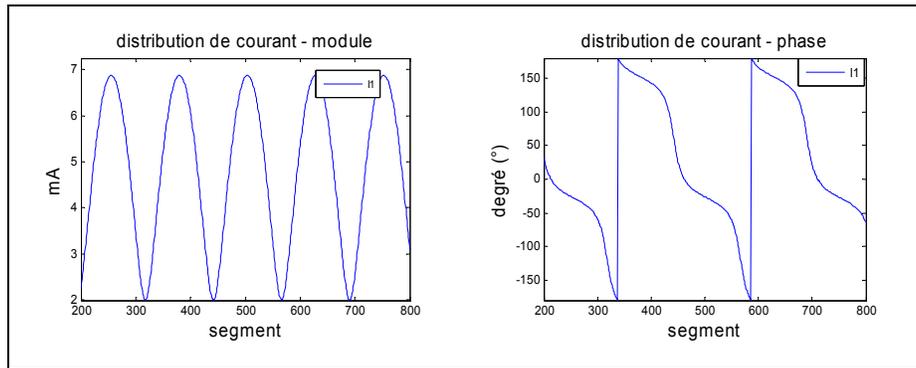


Figure III-21 : Distribution de courant – Câble monofilaire rectiligne (module/phase) théorie NMTL (F = 12 MHz, L = 100 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm)

On note un très bon accord entre les résultats fournis par les deux approches.

III.6.1.1.2. Calcul des champs électrique et magnétique

Les champs rayonnés ont été calculés pour un point d'observation situé au point milieu et à une distance de 1 mètre du fil, avec une hauteur de 50 cm. Les courbes de la figure III-22 et III-23 représentent les champs électriques et magnétiques obtenus respectivement par FEKO et NMTL. Là encore on note un bon accord entre les deux approches.

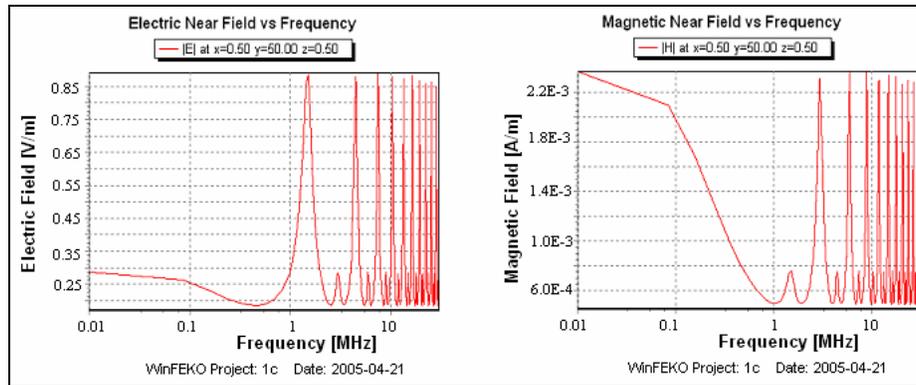


Figure III-22 : Champs rayonnés – Câble monofilaire rectiligne (Electrique/magnétique) théorie des antennes "FEKO" (Point d'observation [50 m, 1 m, 50 cm])

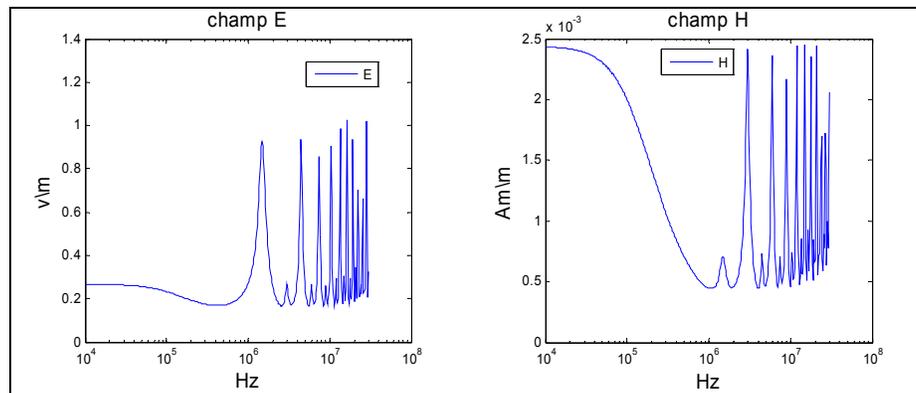


Figure III-23 : Champs rayonnés –monofilaire rectiligne (Electrique / magnétique) théorie NMTL (Point d'observation [50 m, 1 m, 50 cm])

III.6.1.2. Cas de deux conducteurs rectilignes

On considère le cas d'un câble bifilaire rectiligne, le premier fil est excité par une source de tension de 1 volt et terminé par une résistance de 120 ohms. Le deuxième fil est relié à la masse au deux extrémités. Le câble est à 50 cm au dessus du sol et de longueur 100 mètres.

III.6.1.2.1. Calcul de la distribution de courant

Les courbes de la figure III-24 illustrent la distribution de courant sur chacun de deux fils calculée par le code de simulation FEKO. Les deux premières courbes correspondent au module et à la phase de la distribution de courant sur le premier fil, les deux dernières montrent les mêmes grandeurs pour le deuxième fil. Les modules et les phases des courants (I1 et I2) ont été également calculés en utilisant la théorie des lignes de transmission. Les résultats obtenus dans ce cas sont présentés sur les courbes de la figure III-25 et là encore on constate un bon accord avec les prédictions de la théorie des antennes.

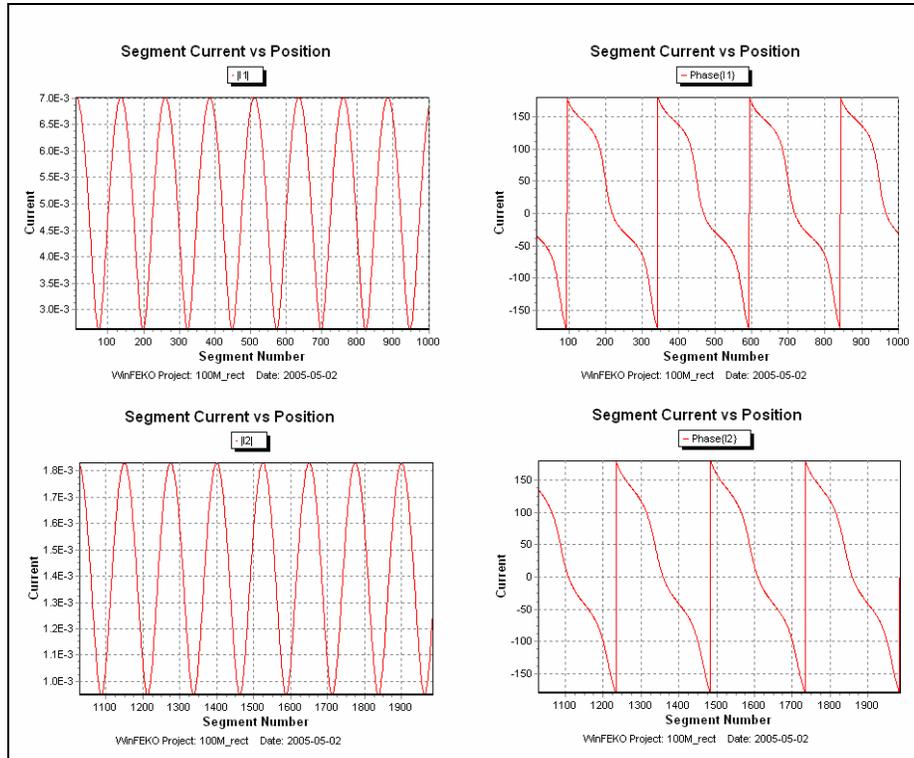


Figure III-24 : Distribution de courant – Câble bifilaire rectiligne (module/phase) théorie des antennes "FEKO" (F= 12 MHz, L = 100 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

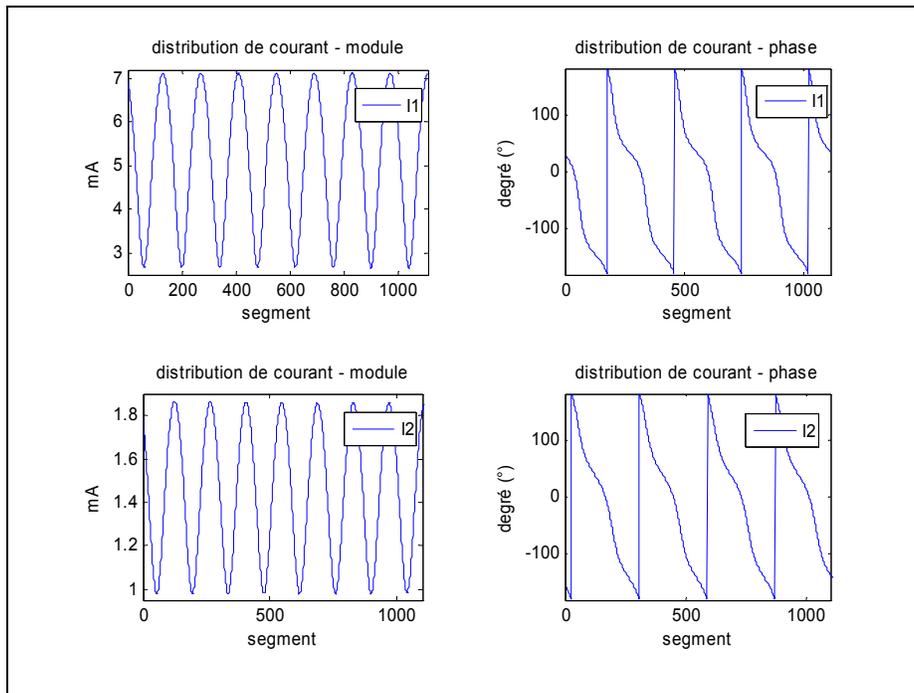


Figure III-25 : Distribution de courant – Câble bifilaire rectiligne (module/phase) théorie NMTL (F = 12 MHz, L = 100 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

III.6.1.2.2. Calcul des champs électrique et magnétique

Les champs électromagnétiques évalués par la théorie des antennes sont représentés sur les courbes de la figure III-26.

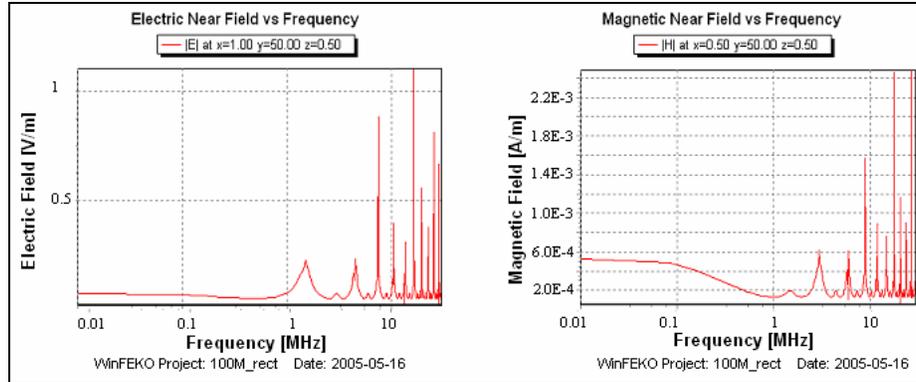


Figure III-26 : Champs rayonnés – Câble bifilaire rectiligne (Electrique / magnétique) théorie des antennes "FEKO" (Point d'observation [50 m, 1 m, 50 cm])

Les émissions rayonnées ont été également évaluées à l'aide de notre formalisme (code NMTL). Les résultats obtenus sont représentés sur la figure III-27. On note que l'évolution des champs en fonction de la fréquence est bien reproduite par notre approche.

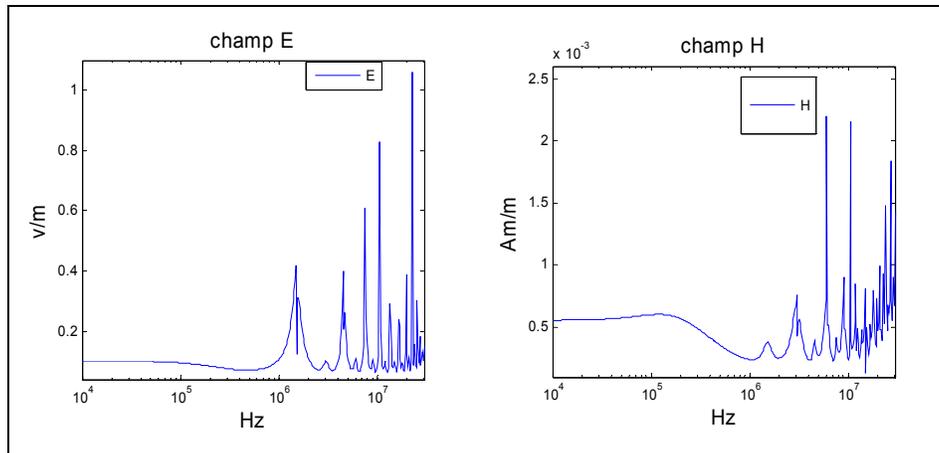


Figure III-27 : Champs rayonnés – Câble bifilaire rectiligne (Electrique / magnétique) théorie NMTL (Point d'observation [50 m, 1 m, 50 cm])

III.6.1.3. Application au cas d'un câble bifilaire formant un angle 90°

Dans cette partie, on modélise un câble bifilaire formant un coude de 90° en son milieu. Le diamètre du conducteur est de 2 mm. Le premier fil est excité par une source de tension de 1 volt et fermé sur une résistance de 120 ohms tandis que le second fil est connecté au plan de masse (dimension infinie) à ses deux extrémités. Le câble est situé à 50 cm au dessus du sol et de longueur totale égale à 100 mètres, les deux conducteurs étant séparés par une distance d comme indiqué sur la figure III-28.

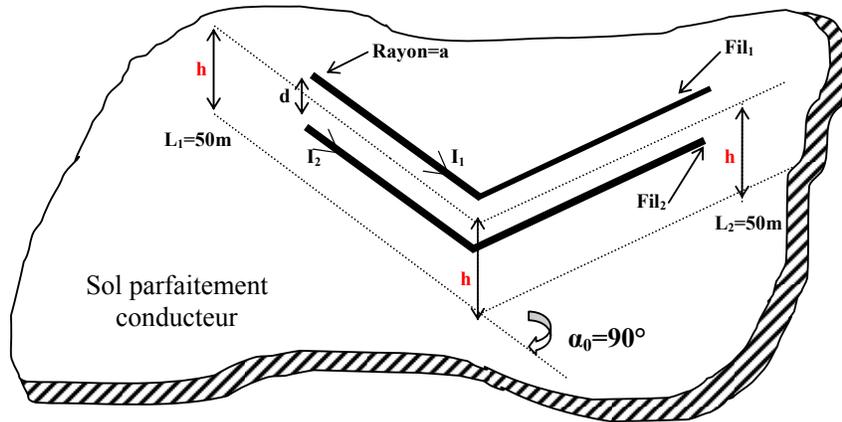


Figure III-28 : Configuration étudiée

III.6.1.3.1. Calcul de la distribution de courant

Le câble a été divisé en plusieurs tronçons "dx" ($dx \ll \lambda$). Le courant sur un tronçon tout au long de chaque fil de la paire a été calculé à l'aide de deux approches (FEKO et NMTL). Les modules et les phases des courants obtenus par FEKO sont représentés sur la figure III-29, I1 est le courant sur le premier conducteur et I2 correspond au courant circulant sur le second conducteur.

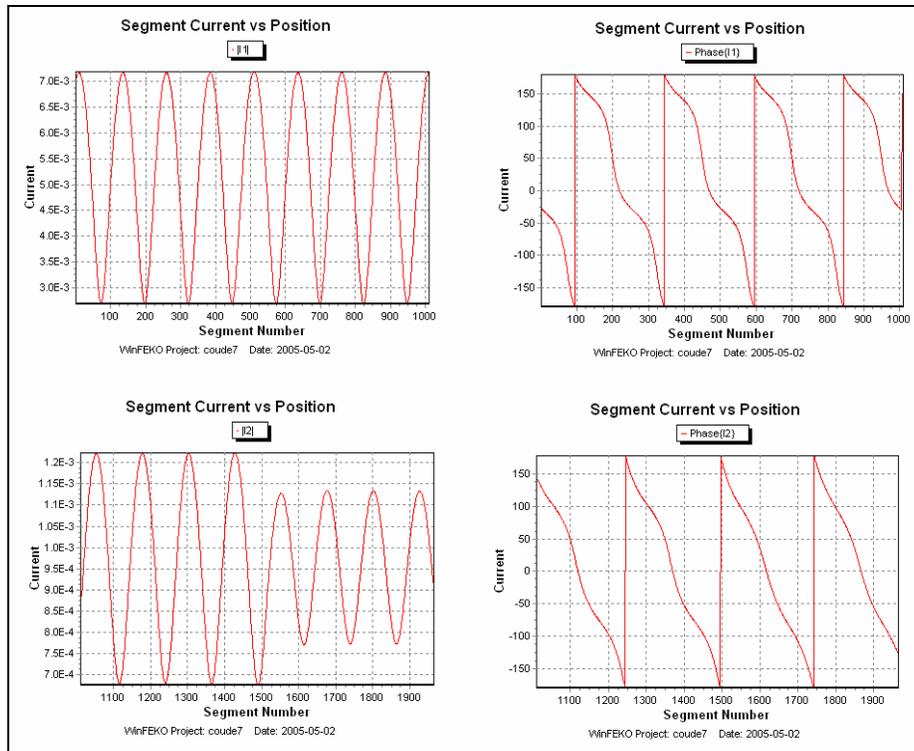


Figure III-29 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° (module/phase) théorie des antennes "FEKO" (F = 12 MHz, L = 2*50 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

Les résultats présentés sur la figure III-30 sont relatifs à la distribution du courant obtenue par la théorie des lignes de transmission. Les courbes du haut correspondent aux courants sur le premier fil (I1), celles du bas donnent la distribution de courant sur le second conducteur (I2). Là encore, on note un très bon accord entre les résultats fournis par les deux approches.

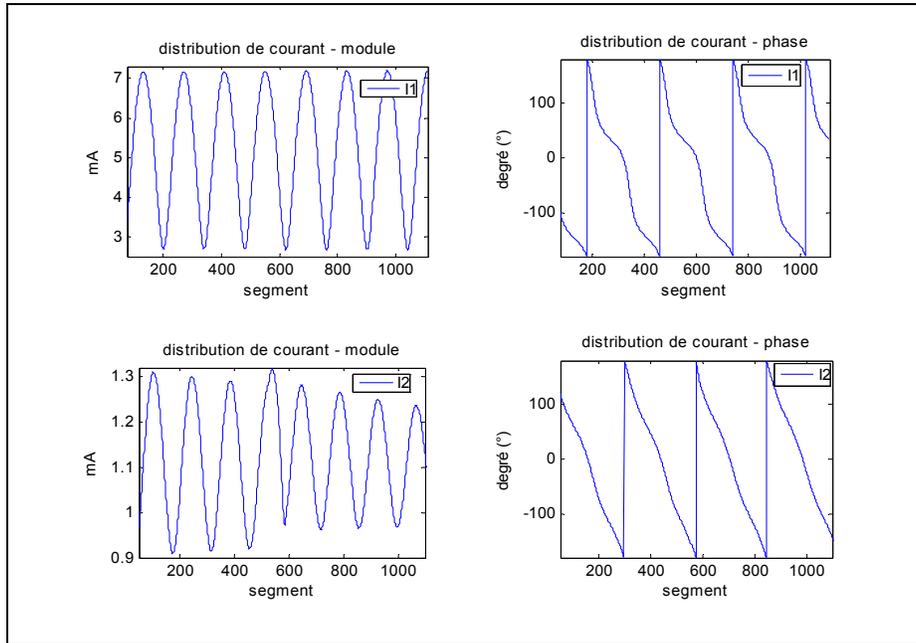


Figure III-30 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° (module/phase) théorie NMTL (F = 12 MHz, L = 2*50 m, h = 50 cm, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

III.6.1.3.2. Calcul des champs électrique et magnétique

Les émissions rayonnées en un point d'observation P de coordonnées (0,5m, 1m, 49m) sont indiquées sur les courbes de la figure III-31. Elles montrent respectivement les champs électrique et magnétique calculés par la théorie des antennes. La même configuration a été traitée par le code NMTL, les résultats obtenus sont indiqués sur la figure III-32.

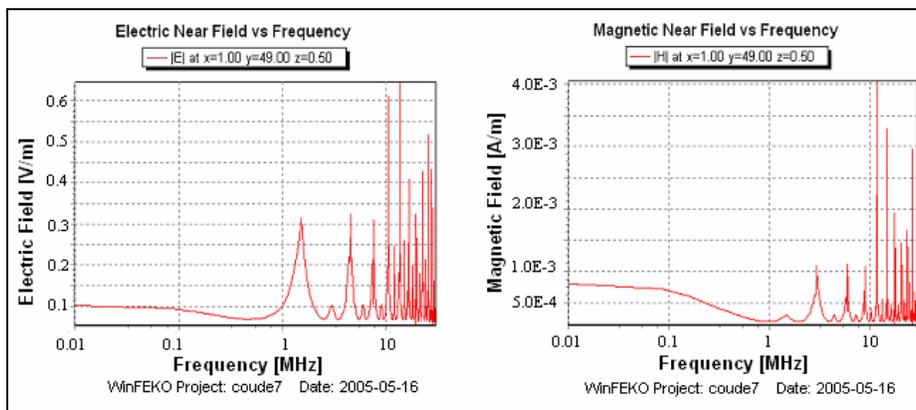


Figure III-31 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90° (Electrique / magnétique) théorie des antennes "FEKO" (Point d'observation [49 m, 1 m, 50 cm])

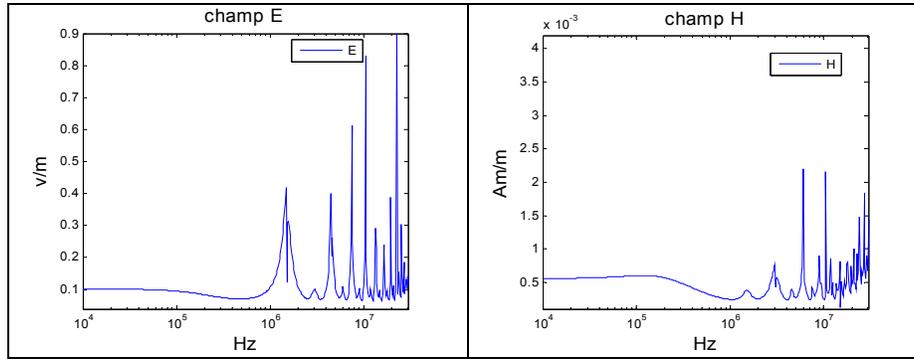


Figure III-32 : Champs rayonnés– Câble bifilaire 90° (Electrique / magnétique) théorie NMTL (Point d'observation [49 m, 1 m, 50 cm])

Là encore, on constate que le formalisme proposé donne de bons résultats.

III.6.1.4. Cas d'un câble bifilaire ayant un coude de 90° et une hauteur non uniforme

Nous traitons maintenant la même configuration que précédemment, mais en considérant cette fois que la seconde partie du câble n'est plus à une hauteur constante par rapport au sol, comme le montre la figure III-33. Le premier fil est excité par une source de tension de 1 volt et chargé sur une résistance de 120 ohms. Le deuxième fil est mis à la masse à ses deux extrémités. Le câble a une longueur totale de 10 mètres.

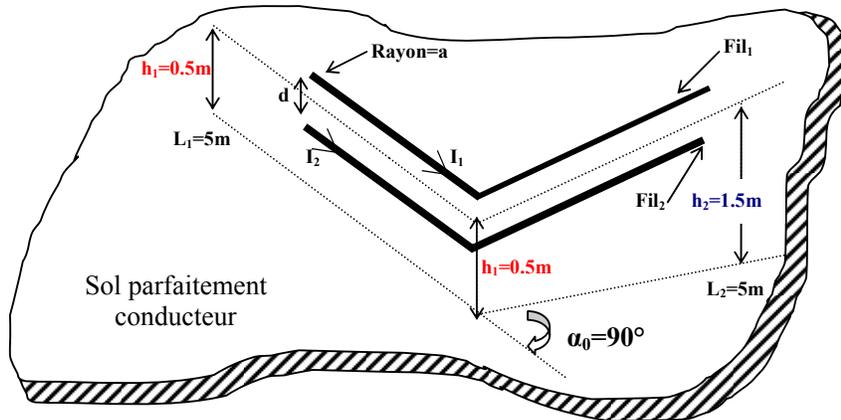


Figure III-33 : Configuration d'un câble bifilaire ayant un coude de 90° et une hauteur non uniforme

III.6.1.4.1. Calcul de la distribution de courant

Les résultats de la distribution de courant sur chacun des deux fils, calculée par le code de simulation FEKO, sont reportés sur les courbes de la figure III-34. Les deux premières courbes correspondent au module et à la phase de la distribution de courant sur le premier fil (I1), et les deux dernières sont relatives au courant circulant sur le deuxième fil (I2).

Les courants I_{dx} ont également été calculés à l'aide du formalisme NMTL et les résultats relatifs sont représentés sur les courbes de la figure III-35. On constate que, pour cette configuration, les deux formalismes donnent des résultats similaires.

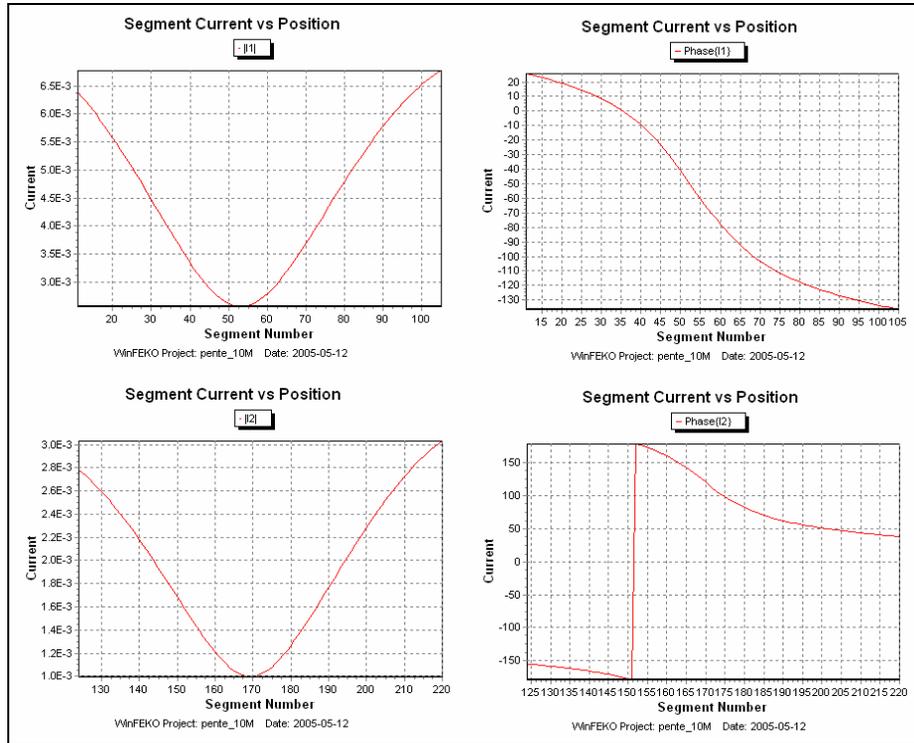


Figure III-34 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90°, h non-uniforme (module/phase) théorie des antennes "FEKO" (F = 12 MHz, L = 2*5 m, h ≠ cte, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

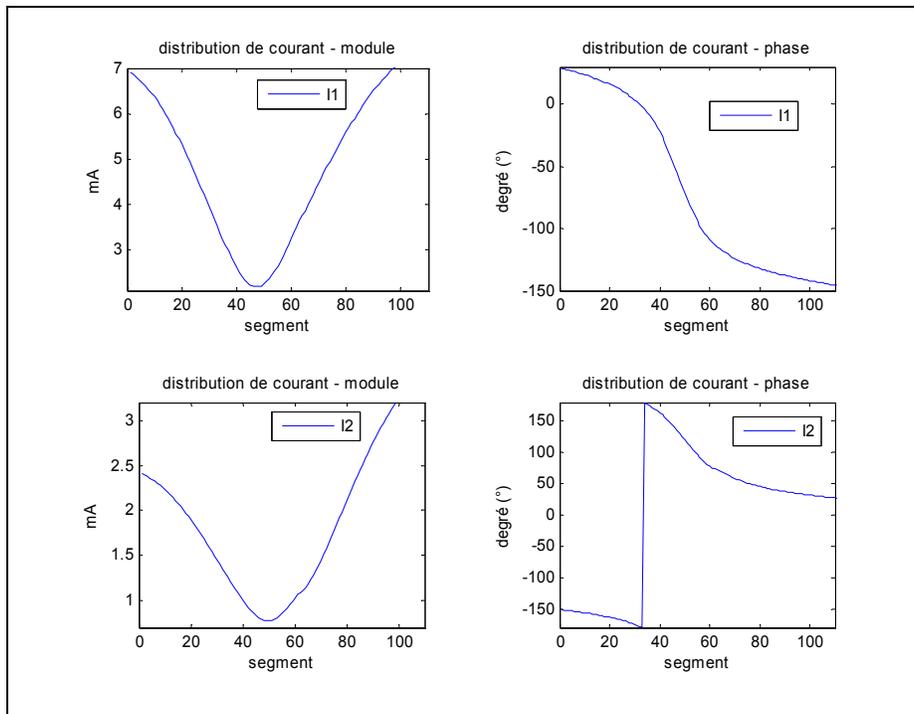


Figure III-35 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90°, h non-uniforme (module/phase) théorie NMTL (F = 12 MHz, L = 2*5 m, h ≠ cte, diamètre = 2 mm, d = 10 cm)

III.6.1.4.2. Calcul des champs électrique et magnétique

Les champs électromagnétiques au point d'observation P(0,50 m, 1 m, 4 m) ont été déterminés successivement à l'aide de FEKO et par notre code de calcul. Les résultats obtenus par la première approche sont représentés sur les courbes de la figure III-36.

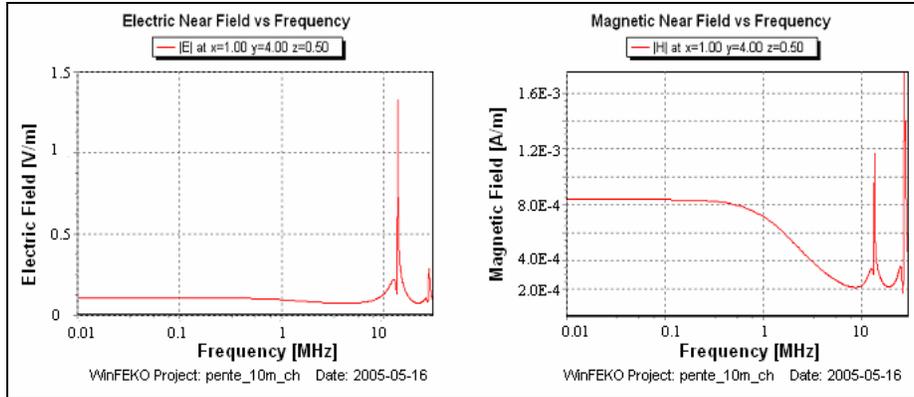


Figure III-36 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90°, h non-uniforme (Electrique / magnétique) théorie des antennes "FEKO" (Point d'observation [4 m, 1 m, 50 cm])

Pour la même configuration, les émissions rayonnées obtenus par notre approche sont indiquées sur la figure III-37. Là encore, les résultats obtenus par les deux formalismes sont en accord.

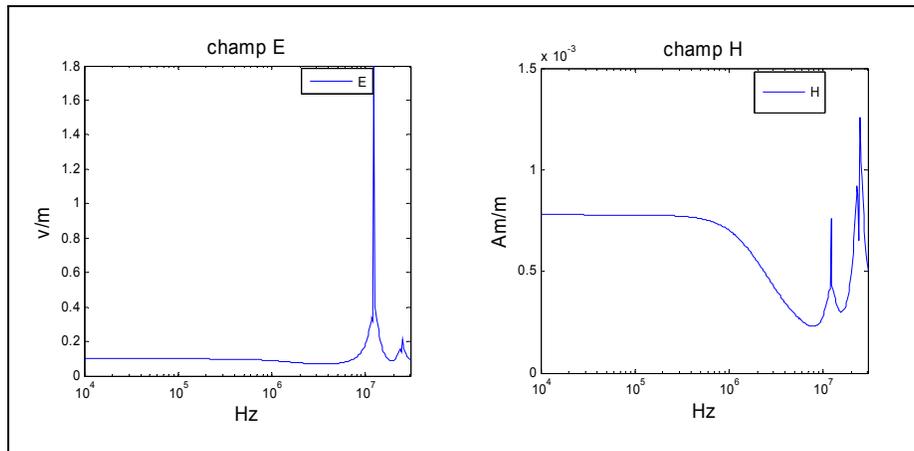


Figure III-37 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90°, h non-uniforme (Electrique / magnétique) théorie NMTL (Point d'observation [4 m, 1 m, 50 cm])

III.6.1.5. Cas d'une configuration complexe composée de deux conducteurs

Dans ce paragraphe, nous traitons une configuration un peu plus complexe constituée d'un réseau bifilaire comportant quatre sections de 10 mètres de longueur. Le premier fil est excité par une source de tension de 1 volt et chargé par une résistance de 120 ohms. Le deuxième fil est connecté à la masse au deux extrémités. La Figure III-38 illustre la configuration géométrique de l'installation étudiée.

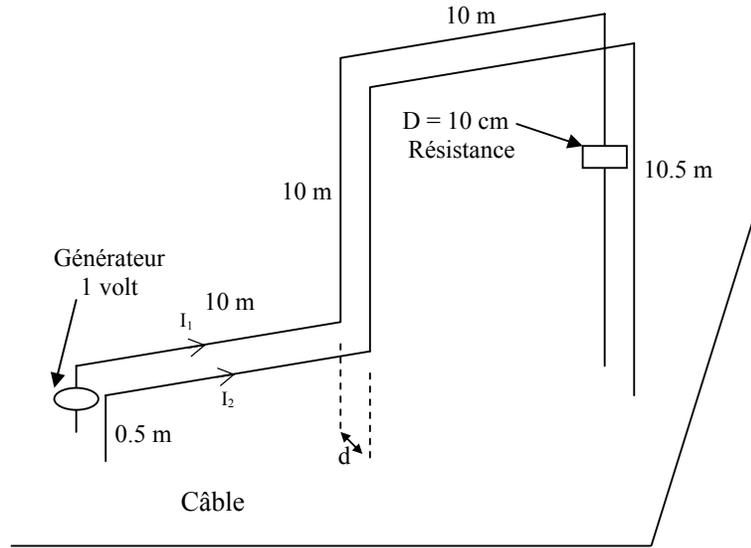


Figure III-38 : Configuration géométrique d'une ligne bifilaire complexe

III.6.1.5.1. Calcul de la distribution de courant

Les résultats de la distribution de courant sur chacun de deux fils sont évalués par les deux approches (FEKO et NMTL).

Les résultats de courants I_1 et I_2 calculés par la théorie des antennes sont présentés sur les courbes de la figure III-39.

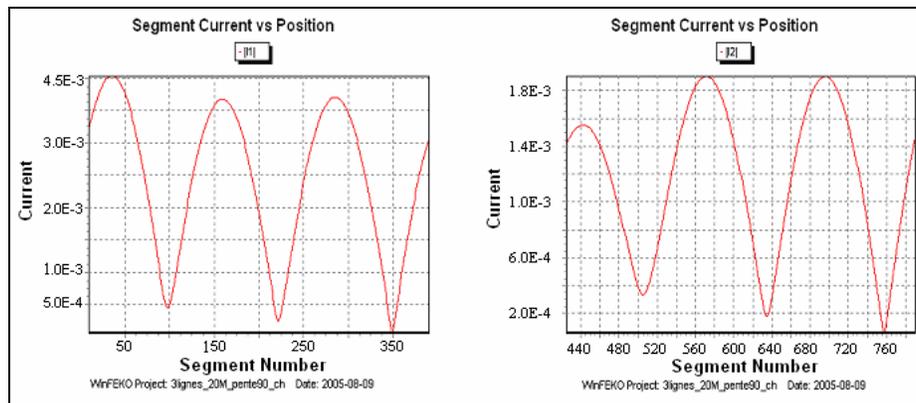


Figure III-39 : Distribution de courant – réseau complexe (module) théorie des antennes "FEKO" ($F = 12$ MHz, $L = 3 \cdot 10$ m, $h \neq$ cte, diamètre = 2 mm, $d = 10$ cm)

Les résultats obtenus par le code NMTL sont représentés sur les courbes de la Figure III-40. On note que ces résultats sont très proches des valeurs obtenues par FEKO.

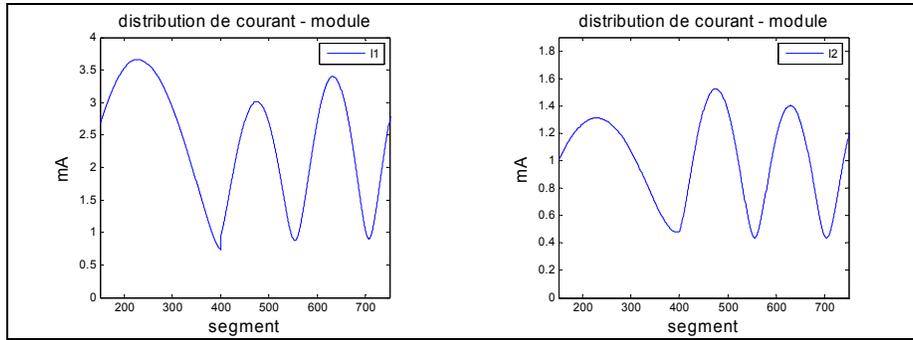


Figure III-40 : Distribution de courant – réseau complexe (module) théorie NMTL ($F = 12$ MHz, $L = 2 \times 10$ m, $h \neq cte$, diamètre = 2 mm, $d = 10$ cm)

III.6.1.5.2. Calcul des champs électrique et magnétique

Pour un point d'observation défini $P(10,1,5.5)$, les champs rayonnés ont été calculés à l'aide de FEKO, sont représentés sur les courbes de la figure III-41.

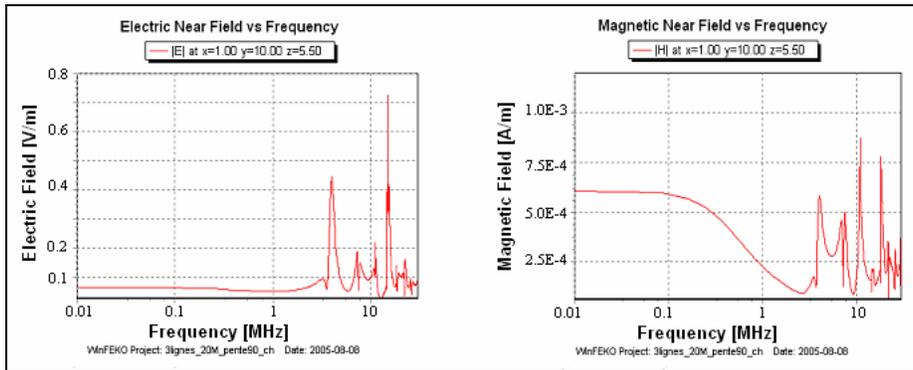


Figure III-41 : Champs rayonnés – réseau complexe (Electrique / magnétique) théorie des antennes "FEKO" (Point d'observation [10 m, 1 m, 5.5 m])

De même, les émissions rayonnées obtenues par notre approche sont représentées sur les courbes de la figure III-42. Les résultats de champs calculés par les deux approches sont proches, et les faibles écarts constatés sont dû aux simplifications et aux hypothèses introduites dans notre formalisme.

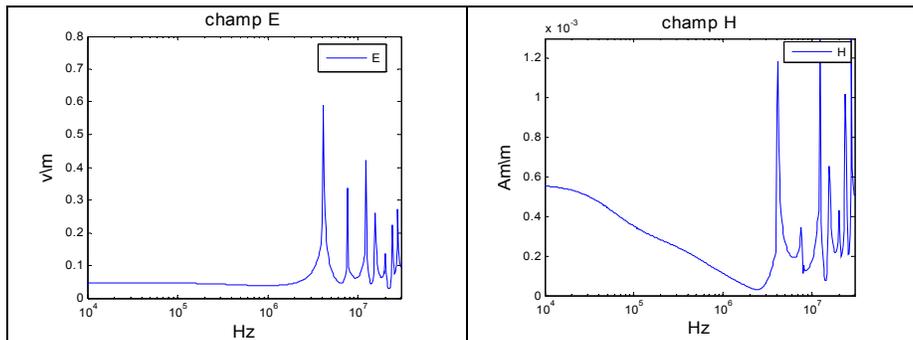


Figure III-42 : Champs rayonnés – réseau complexe (Electrique / magnétique) théorie NMTL (Point d'observation [10 m, 1 m, 5.5 m])

III.7. Comparaison des temps de calcul

Le principal avantage de notre approche, comparée à la théorie des antennes réside dans la réduction du temps de calcul. Pour illustrer cet aspect des choses, la figure III-43 indique le rapport du temps de calcul de deux formalismes obtenu pour chaque configuration étudiée précédemment :

$$\frac{\text{Temps de calcul (FEKO)}}{\text{Temps de calcul (NMTL)}}$$

EQ - III-18

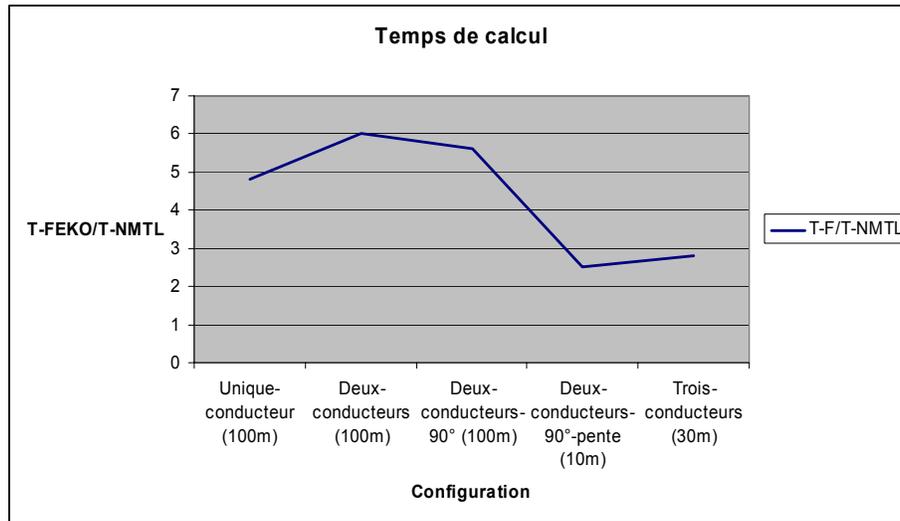


Figure III-43 : Rapport de temps de calcul FEKO/NMTL

On constate que notre formalisme procure un gain important de temps de calcul. Ce gain est dû essentiellement aux hypothèses considérées dans notre outil de simulation. En effet, la théorie des antennes utilisée dans FEKO peut s'appliquer à des réseaux complexes, et est une méthode exacte puisque dans son principe, elle ne fait aucune hypothèse restrictive exceptée l'approximation des fils minces. Il apparaît donc que le formalisme que nous avons développé sur la base de la théorie des lignes de transmission, permet d'évaluer avec précision satisfaisante les rayonnés par des structures complexes et pour des temps de calcul non prohibitifs.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé un formalisme basé sur la théorie des lignes de transmission permettant d'accéder à la distribution du champ électromagnétique rayonné par un réseau de câbles multiconducteurs de géométrie complexe. Nous avons en particulier, introduit une méthode pour calculer les paramètres linéiques d'une ligne de transmission ayant une discontinuité géométrique. Ce formalisme est appelé "Théorie des Lignes Modifiée", dans la mesure où les paramètres linéiques varient en fonction de la géométrie de la ligne.

Afin de valider notre approche nous avons effectué, une comparaison des résultats avec ceux donnés par la théorie des antennes et une autre méthode basée elle aussi sur la théorie des lignes. Le bon accord obtenu a permis de conclure quant à la validité de notre code de calcul pour la modélisation des effets des discontinuités dans les câbles multipaires.

En second lieu, la théorie des lignes de transmission non uniforme a été utilisée pour calculer les champs rayonnés à l'aide des équations des moments dipolaires magnétiques et électriques évalués à partir des potentiels de Hertz.

L'étape de validation a consisté ensuite à comparer les champs électromagnétiques fournis par notre modèle à ceux obtenus à l'aide d'un code de calcul basé sur la théorie des antennes.

De manière générale, nous avons noté un très bon accord entre les deux formalismes. Le faible écart observé entre les résultats peut être attribué, aux hypothèses simplificatrices de notre étude. Le principal avantage de notre approche réside évidemment dans le gain réalisé au niveau des temps de calcul.

Notre méthode peut donc être utilisée pour la prise en compte des discontinuités géométriques dans les études de CEM des réseaux filaires. Par ailleurs, en se basant sur ce formalisme, un circuit équivalent peut être défini pour caractériser des coudes ou tout autre type de discontinuité. L'outil ainsi développé sera d'un grand intérêt pour l'établissement de règles d'ingénierie pour le déploiement de systèmes de transmissions haut débit sur support cuivre.

Le chapitre suivant est consacré à une étude paramétrique de l'émission électromagnétique des réseaux haut débit (xDSL).

CHAPITRE IV
ETUDE PARAMETRIQUE DE L'EMISSION
ELECTROMAGNETIQUE D'UNE LIAISON HAUT DEBIT DE
TYPE xDSL

IV.1. Introduction

Après avoir montré que l'approche que nous avons choisie, et qui est basée sur le concept de topologie électromagnétique, permettait de modéliser avec une bonne précision l'émission électromagnétique d'un réseau de télécommunications, nous allons présenter dans ce chapitre les résultats d'une étude paramétrique effectuée sur des configurations qui reflètent aussi fidèlement que possible l'architecture d'un réseau haut débit.

L'objectif de cette étude paramétrique est de mettre en évidence, sur les diverses configurations étudiées, les paramètres qui ont une influence significative sur le niveau des émissions rayonnées par une liaison xDSL.

Cette étude est effectuée en faisant varier les paramètres de la liaison qui se rapportent :

- Aux différents types de câbles, ITC (Installation Terminale Client), branchement, câbles écrantés et utilisés pour le média de transmission,
- A la géométrie de la ligne de transmission (Longueur, Hauteur, Distance par rapport au câble, etc.),
- A une discontinuité dans le canal de transmission telle que : présence de coudes, une variation géométrique,
- A la présence d'un défaut (défaut d'isolement, défaut de mauvaise connexion).

Il sera ainsi possible de déterminer, pour une configuration donnée, les paramètres qui minimisent les champs émis.

La première partie du chapitre, présente les résultats, en termes de variation des champs émis, pour chacun de ces paramètres.

Dans la seconde partie du chapitre, nous proposons une méthode originale permettant de réduire les signaux de mode commun d'une transmission xDSL sur une paire torsadée.

Cette technique consiste à quantifier, en premier lieu, le mode commun sur chaque conducteur à l'aide d'un algorithme LMS (filtre adaptatif). Ensuite, une adaptation sur chaque fil permet d'injecter le mode commun quantifié précédemment, mais en opposition de phase, ce qui permet de réduire ce mode indésirable et, par voie de conséquence, les émissions rayonnées qu'il génère.

IV.2. Fonctionnalités de l'outil de simulation

Le code développé permet d'accéder à la distribution du champ électromagnétique rayonné par un réseau de câbles multiconducteurs de géométrie complexe. Les différentes fonctionnalités de l'outil sont schématisées sur l'organigramme de la figure IV-1.

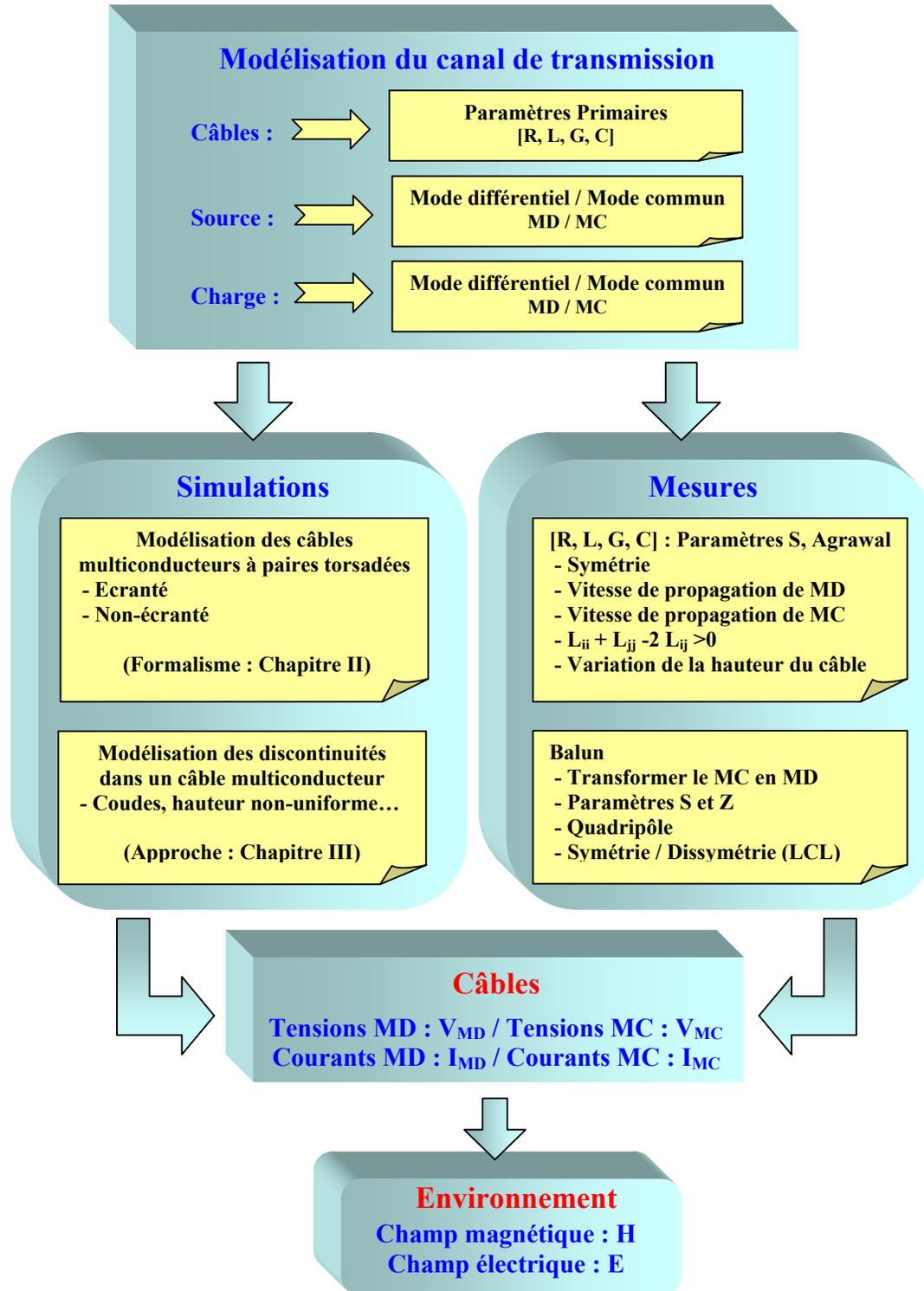


Figure IV-1 : Fonctionnalités du code de calcul

L'outil de simulation est basé sur la théorie des lignes de transmission multifilaires et le concept de topologie électromagnétique. Le champ rayonné par le câble est déterminé par les équations des moments dipolaires magnétique et électrique à partir des potentiels de Hertz. En premier lieu, il convient de caractériser le canal de transmission. Pour cela, il est nécessaire de mesurer ou de calculer les différents paramètres (paramètres primaires, sources, charges), qui sont ensuite insérés dans le code de calcul. Cette caractérisation permet de créer un modèle représentatif du câble supportant la liaison haut débit.

IV.3. Influence de la longueur du câble d'ITC sur les émissions rayonnées

Les résultats de simulation présentés dans ce paragraphe ont été obtenus pour différents câbles d'ITC (écrané/non-écrané, multimédia, etc.). La longueur du câble varie entre 1 et 50 mètres. Dans la mesure où, il n'existe pas de norme de rayonnement au dessous de 30MHz, les valeurs obtenues seront comparées aux limites de la proposition allemande NB30 autour de laquelle s'articulent les discussions en cours.

Le niveau du signal injecté correspond aux différents niveaux donnés dans les gabarits de systèmes xDSL (ADSL, ADSL2+, VDSL), ceci afin de vérifier les limites d'émission rayonnée définies dans la recommandation K60 de l'UIT_T (similaire à la norme Allemande NB30 à 1 m). La paire est fermée sur une résistance de charge (120 Ω) correspondant à l'impédance caractéristique de mode différentiel.

La figure IV-2 représente la densité spectrale de puissance (DSP) des signaux xDSL ainsi que le gabarit de la NB30 à 1 mètre.

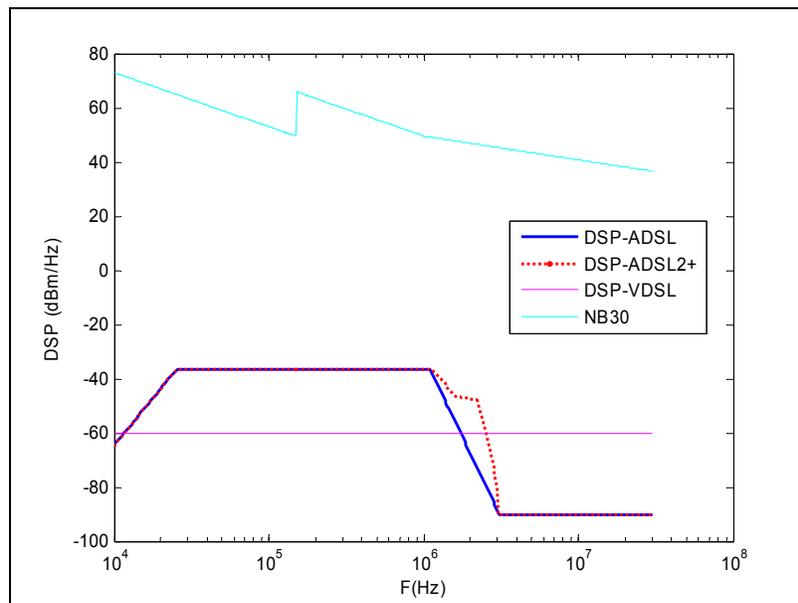


Figure IV-2 : DSP des signaux xDSL et limite de norme NB30 à 1 mètre

La mesure du champ rayonné doit s'effectuer avec des largeurs de bande (BW) normalisées soit :

- 200Hz de 9kHz à 150kHz ;
- 9kHz de 150kHz à 30MHz.

La puissance P (en dBm) obtenue pour une DSP donnée (en dBm/Hz) est donc :

- $P = DSP + 10 \log(200) = DSP + 23$ de 9kHz à 150kHz
- $P = DSP + 10 \log(9000) = DSP + 39.5$ de 150kHz à 30MHz

En absence des limites pour le champ H et pour des raisons de simplification, les valeurs du champ H seront reliées au champ E à partir de la relation suivante :

$$E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) = H(\text{dB}\mu\text{A}/\text{m}) + 20 \log 120\pi \quad \text{EQ - IV-1}$$

A titre d'exemple, L'émission rayonnée, d'un câble d'ITC écranté à 4 paires torsadées véhiculant une transmission ADSL, est calculée en considérant une configuration rectiligne de 5 mètres de long. Le champ émis a été calculé en considérant, dans un premier temps, que l'écran est relié à la masse, puis en second lieu en le laissant en l'air. Les champs électriques obtenus sont représentés sur les courbes de la figure IV-3 comparativement au gabarit de la NB30.

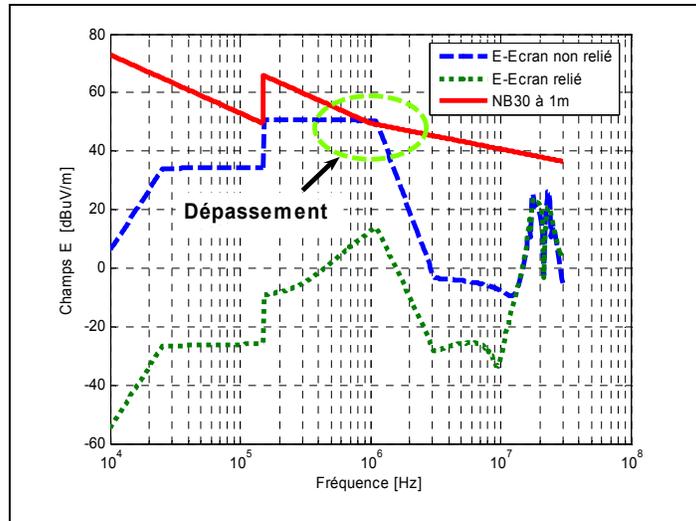


Figure IV-3 : Emission rayonnée par un câble à 4 paires torsadées de 5 m de longueur

On constate que la connexion de l'écran à la masse limite les émissions rayonnées (60 à 20 dB), par ailleurs, pour les fréquences élevées (> 15 MHz) l'efficacité de cette connexion diminue. De façon générale, lorsque l'écran n'est pas connecté à la masse, la limite n'est que légèrement dépassée (2 dB autour de 1Mhz)), ce comportement s'explique par la bonne symétrie de cette catégorie de câble (catégorie 5).

Dans la suite, afin de simplifier la présentation des résultats, des figures tridimensionnelles montrant uniquement le niveau de dépassement de la NB30 seront utilisées.

Les champs électriques et magnétiques, pour des longueurs de câbles variant entre 1 et 50 mètres ont été calculés et comparés à la NB30. Les résultats relatifs aux différents câbles d'ITC étudiés (niveau de dépassement) sont donnés dans l'annexe E.

A titre d'exemple, les résultats correspondants à un câble de catégorie 5 écranté à 4 paires torsadées sont présentés dans ce paragraphe. La comparaison avec la NB30 a été faite pour les transmissions de type ADSL, ADSL2+ et VDSL. Les champs ont été calculés pour deux configurations : avec et sans connexion de l'écran au plan de masse.

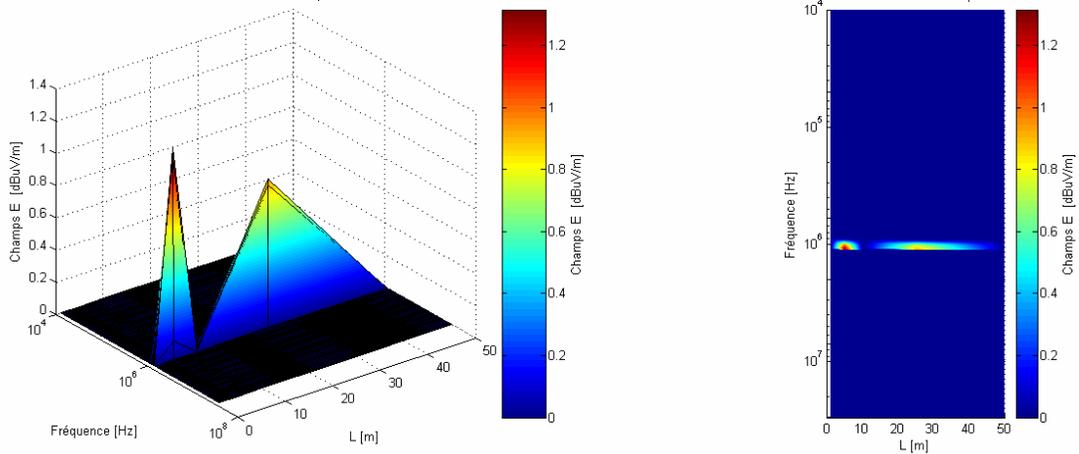


Figure IV-4 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié

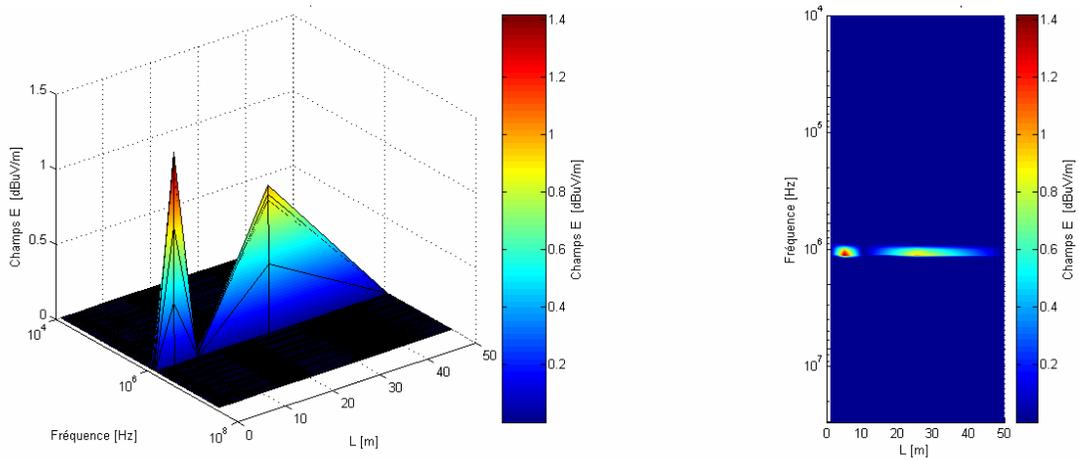


Figure IV-5 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié

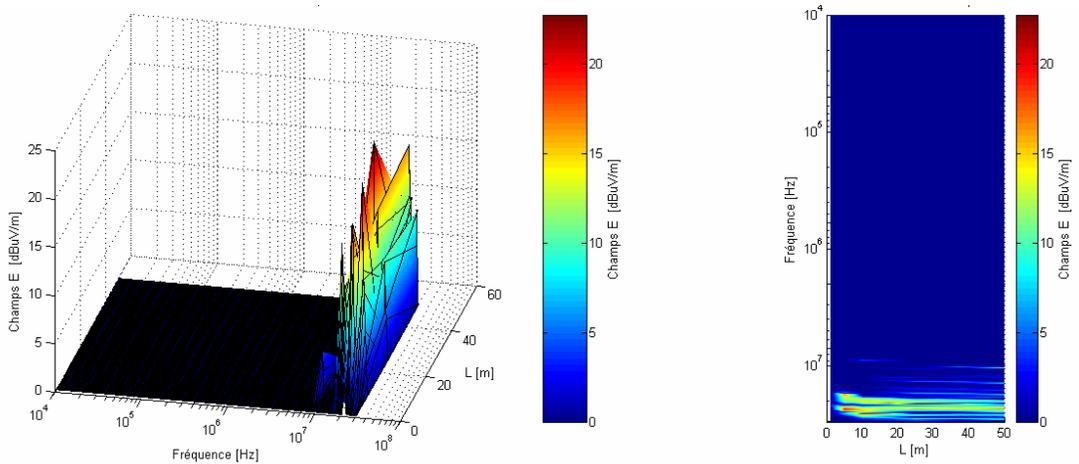


Figure IV-6 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié

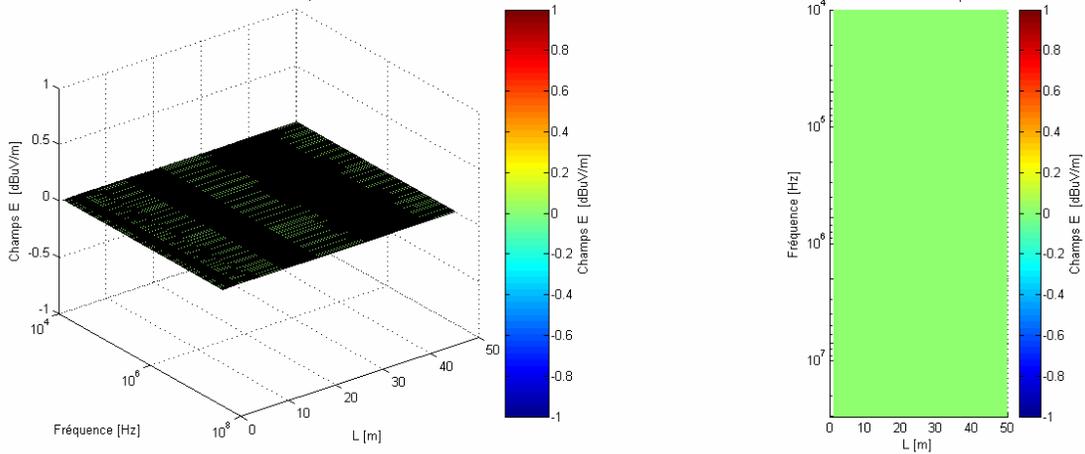


Figure IV-7 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran relié

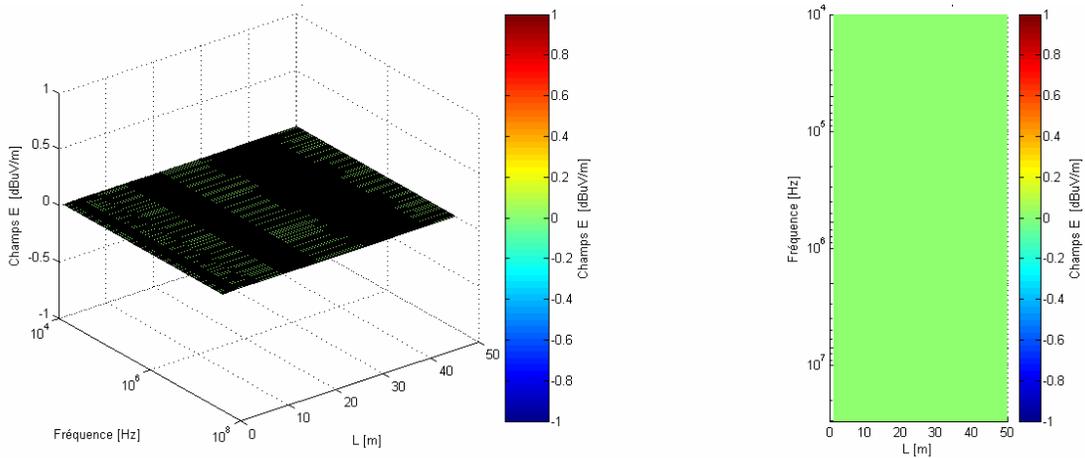


Figure IV-8 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran relié

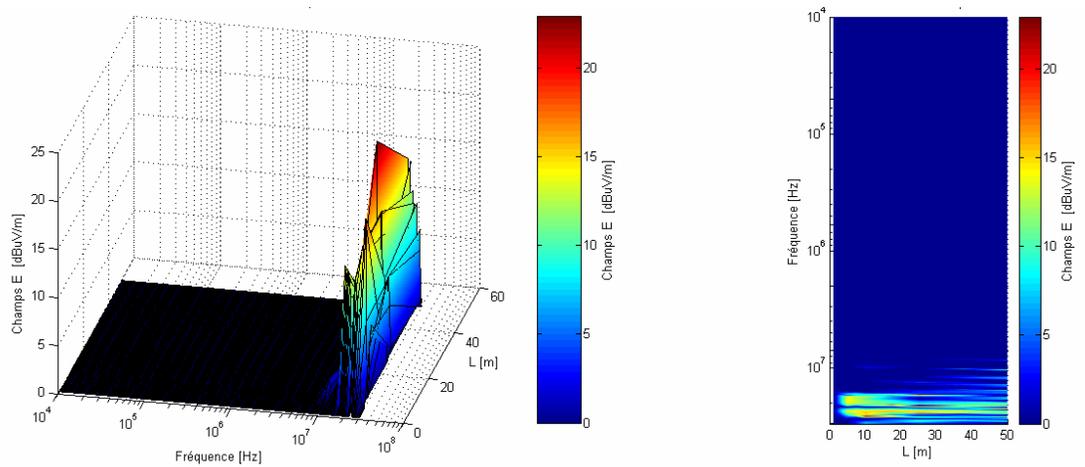


Figure IV-9 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, d'ITC de catégorie 5 écranté, écran relié

Le tableau IV-1 indiquent les différents cas traités et dont les résultats sont présentés dans l'annexe E :

Tableau IV-1 : Résultats présentés dans l'annexe E

Systèmes xDSL	Câble							
	BR_1	BR_2	ITC	CAT 5_1	CAT 5_2		CAT 6	
					Ecran [C]	Ecran [NC]	Ecran [C]	Ecran [NC]
ADSL	X	X	X	X	X	X	X	X
ADSL2+	X	X	X	X	X	X	X	X
VDSL	X	X	X	X	X	X	X	X

Ecran [C] : écran Connecté

CAT 5_1 : Catégorie 5 non écranté

CAT 5_2 : Catégorie 5 écranté

CAT 6 : Catégorie 6

Ecran [NC] : écran Non Connecté

BR_1 : Branchement type 1

BR_2 : Branchement type 2

ITC : Installation Terminale Client

L'analyse des résultats de l'annexe E nous amène à faire les constatations suivantes :

- On note que dans certaines bandes de fréquences, le rayonnement en champ électrique d'un câble téléphonique soumis à une DSP VDSL dépasse la limite proposée par la NB30, le dépassement maximum est de 20 dB à l'exception du câble d'ITC de catégorie 5 écranté de petite longueur (< 7 mètres).
- pour une transmission ADSL ou ADSL2+, on respecte pour ce même câble la limite de la NB30 en reliant l'écran à la masse, par contre cette limite sera légèrement dépassée dans le cas où l'écran est en air. Ces résultats reflètent la bonne symétrie de ce type de câble.
- Les résultats de calcul montrent qu'en termes d'émission électromagnétique, pour une configuration donnée, les différents câbles peuvent être classés du plus mauvais au plus bon dans l'ordre suivant:
BR_2 > BR_1 > ITC > CAT 5_2 écran non-relié > CAT 5_1 > CAT 5_2 écran relié > CAT 6 écran relié.
Ce classement est l'image des caractéristiques électriques de chaque catégorie de câble, les câbles qui rayonnent le moins sont ceux qui ont une bonne symétrie.
- La connexion de l'écran limite les émissions rayonnées (40 dB en moyenne pour le champ E), pour certaines fréquences cette connexion de l'écran peut avoir un effet négatif en augmentant le rayonnement (déplacement des pics de résonance). La manière de réaliser cette connexion de l'écran au plan de masse conditionne fortement son efficacité, car des boucles de champ sont créées, d'un côté entre les paires et l'écran, de l'autre, entre le plan de masse et l'écran. Aux fréquences élevées, d'autres phénomènes de couplage se produisent et limitent également les performances de l'écran.

IV.4. Influence de la distance d'observation par rapport au câble d'ITC

L'évolution du niveau des émissions rayonnées en fonction de la distance de point d'observation est abordée dans ce paragraphe (Figure IV-10).

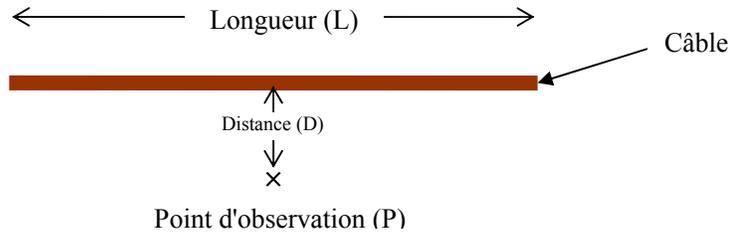


Figure IV-10 : Configuration de simulation

Les champs électriques et magnétiques ont été calculés pour une distance d'observation "D" variant de 1 à 7.5 mètres. La longueur "L" du câble d'ITC est fixée à 15 mètres et la hauteur au dessus du sol est fixée à 1 mètre. La paire est terminée sur une résistance de 120 Ω. La figure IV-11 indique l'évolution du champ E en fonction de la distance d'observation "D", pour une transmission ADSL sur un câble d'ITC de catégorie 5 calculée à une fréquence de 1MHz.

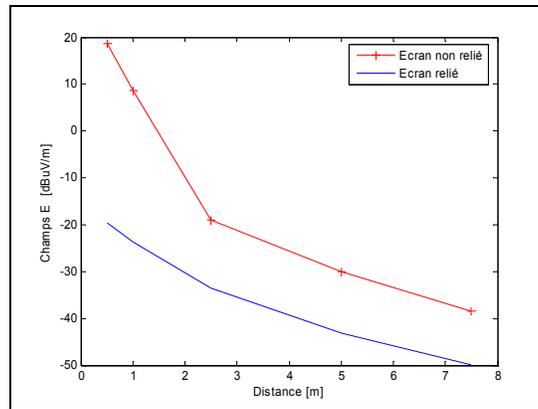


Figure IV-11 : Evolution du champ électrique en fonction de la distance d'observation (F=1MHz)

Les résultats des figures IV-12 à IV-15, correspondent au câble d'ITC de catégorie 5 véhiculant une transmission ADSL. D'autres résultats sont donnés dans l'annexe E, ils illustrent le niveau d'émissions rayonnées par un réseau transmettant un signal de type ADSL, ADSL2+ ou VDSL et ce pour les différents types de câbles étudiés.

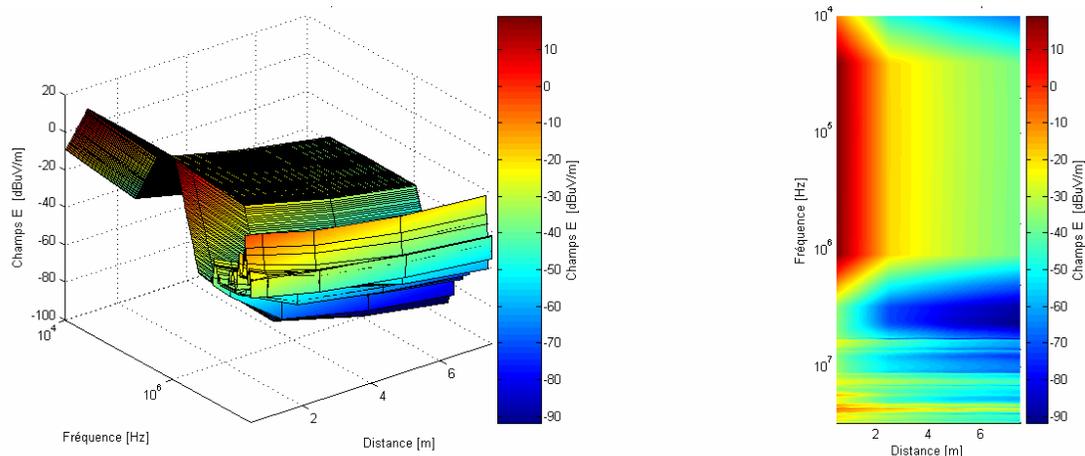


Figure IV-12 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié

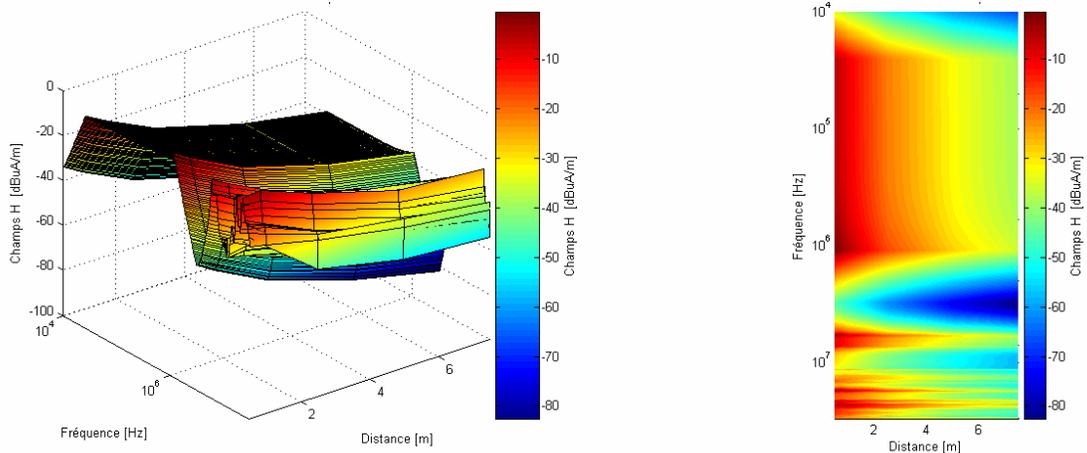


Figure IV-13 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié

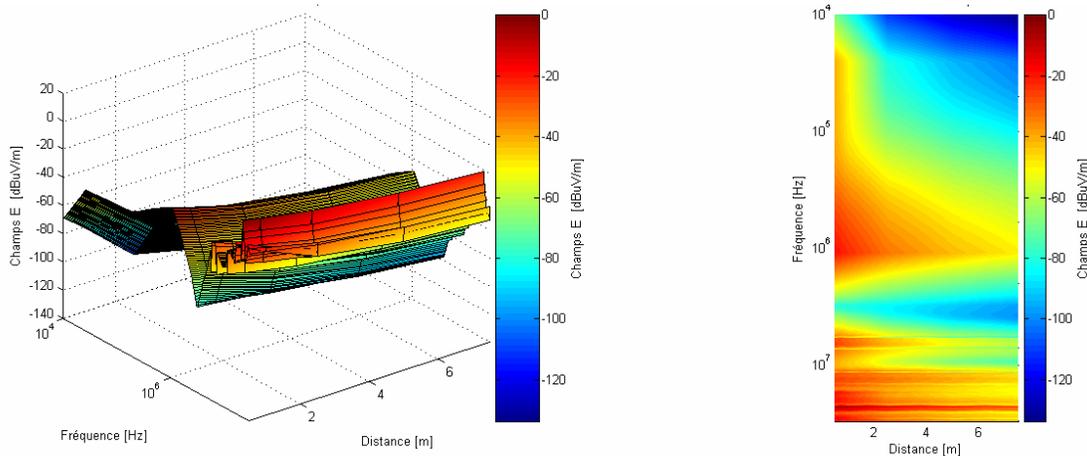


Figure IV-14 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié

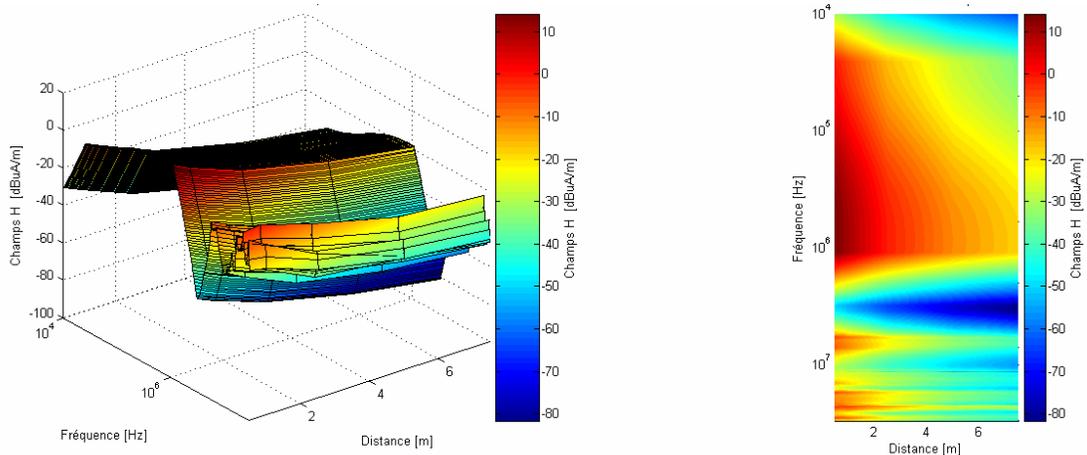


Figure IV-15 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié

L'analyse de l'ensemble des résultats permet de faire les constatations suivantes :

- La décroissance des champs électrique et magnétique pour une distance d'observation allant de 1 à 7.5 m conformément au modèle de propagation en champ proche.
- Dans la zone de champ proche, l'impédance de l'onde n'est pas constante. Si la source est de haute impédance, l'impédance de l'onde est élevée et le champ électrique est prédominant, E est proportionnel à $1/D^3$ et H à $1/D^2$. Par contre, si la source est de faible impédance, l'impédance de l'onde est faible et le champ magnétique est prédominant, H varie comme $1/D^3$ et E comme $1/D^2$.
- Les résonances apparaissent à la même fréquence (~14 MHz), elles sont reliées à la longueur du câble.

IV.5. Influence d'une discontinuité géométrique de la liaison

Dans cette partie, on modélise un câble formant un coude dont l'angle est de valeur φ en son milieu. Le signal injecté correspond au gabarit des systèmes ADSL, ADSL2+ ou VDSL. La paire est fermée sur une résistance de charge (120Ω) représentant l'impédance d'entrée des modems. Le câble est situé à 1 mètre au dessus du sol et de longueur totale "L" égale à 15 mètres. Les résultats présentés dans ce paragraphe indiquent les champs rayonnés par un câble d'ITC de catégorie 5 écranté véhiculant une transmission ADSL. L'annexe E présente les résultats des émissions rayonnées produites par deux types de câble transmettant un signal ADSL, ADSL2+ ou VDSL.

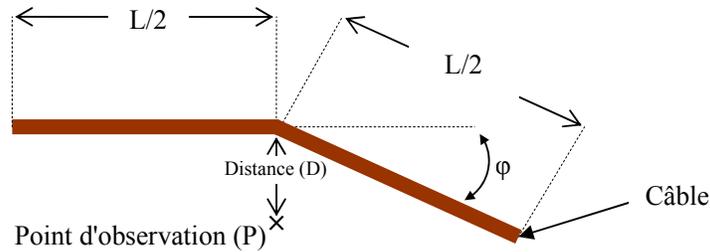


Figure IV-16 : Configuration de simulation

A titre d'exemple, la figure IV-17 montre l'influence d'une discontinuité géométrique dans un câble sur les émissions rayonnées. Les champs électromagnétiques ont été calculés pour une fréquence de 1 MHz et à une distance de un mètre par rapport au milieu du câble. Les courbes montrent la comparaison entre les résultats obtenus dans le cas d'un câble rectiligne et ceux correspondant à un câble avec un coude dont l'angle varie entre 0° et 90° . Le couplage est étroitement lié à la valeur de l'angle φ .

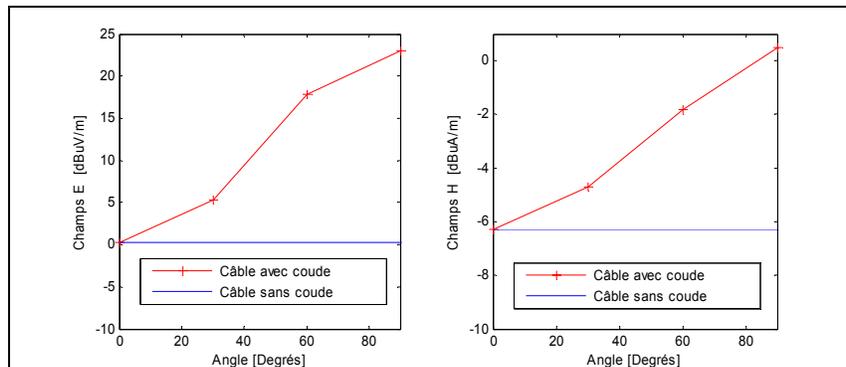


Figure IV-17 : Impact de la valeur de l'angle φ sur les champs rayonnés, câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié (F=1MHz)

Dans le cas d'une transmission de type ADSL et d'un câble d'ITC de catégorie 5 écranté, les champs électriques et magnétiques, calculés en fonction de la fréquence et de l'angle " φ " variant de 0° à 120° , sont reportés sur les figures IV-18 à IV-21.

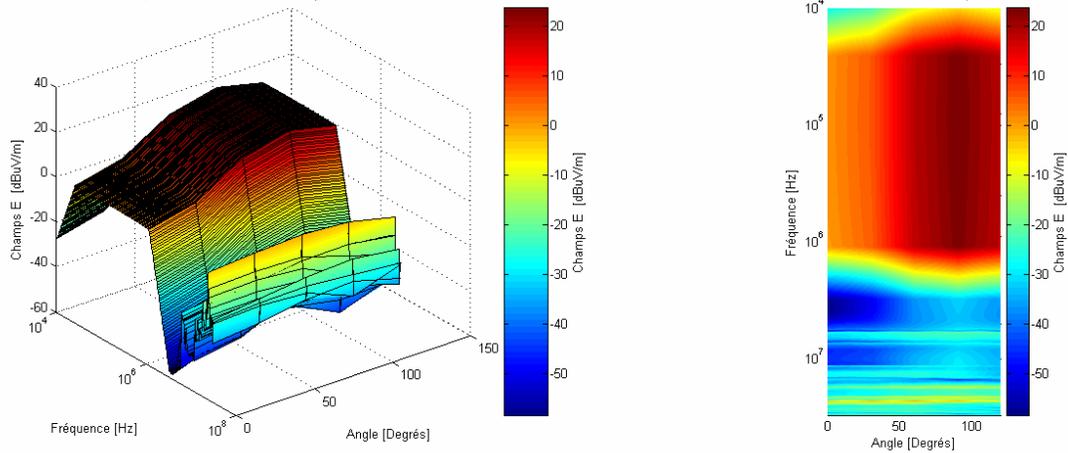


Figure IV-18 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié

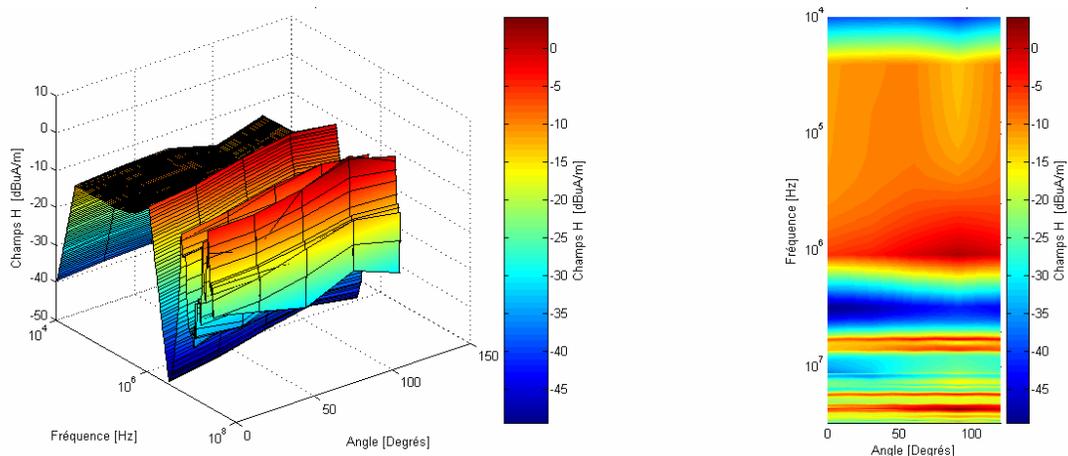


Figure IV-19 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran non-relié

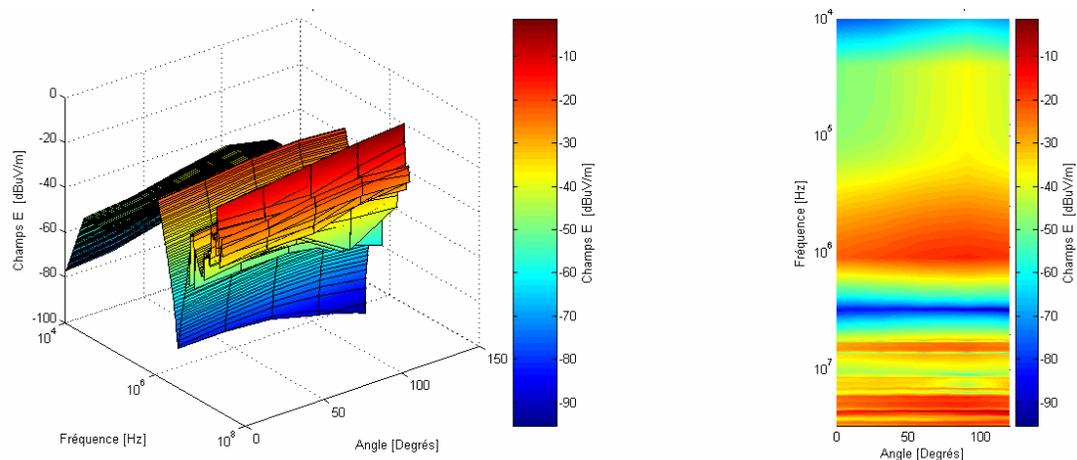


Figure IV-20 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran relié

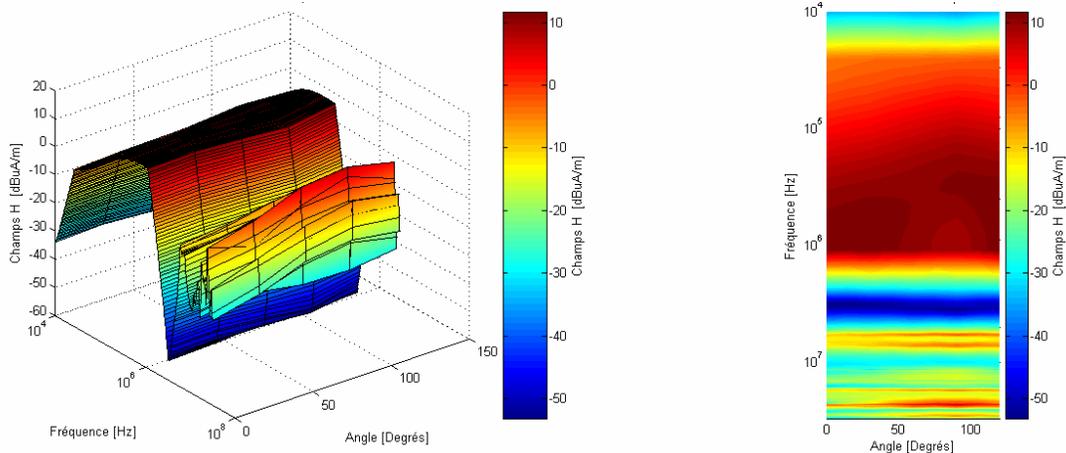


Figure IV-21 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle ϕ , câble d'ITC de catégorie 5 écranté, écran relié

L'analyse de l'ensemble des résultats fait apparaître que :

- Le niveau des champs rayonnés augmente avec la valeur de l'angle du coude ϕ . En effet, la présence d'un coude augmente le couplage entre les sections du câble ainsi que les phénomènes de réflexion. Un tel coude modifie les valeurs des tensions et des courants sur le fil et par conséquent les champs émis.
- L'amplitude des champs rayonnés dans le cas de l'écran non relié est très proche de celle des champs rayonnés par un câble d'ITC non écranté de même catégorie;
- La connexion de l'écran au plan de masse atténue les émissions rayonnées (~ 40 dB en moyenne pour le champ E).

IV.6. Influence de la présence d'un défaut sur le câble

Des éventuels défauts (pénétration d'eau, défauts d'isollements, mauvaise connexion) présents sur les câbles du réseau d'accès, peuvent avoir un impact important sur la qualité de la transmission xDSL.

En effet, si de tels défauts n'affectent pas de façon significative la téléphonie classique, la fourniture de hauts débits nécessite en revanche un support de bonne qualité.

Les défauts qui peuvent se produire sur le réseau d'accès sont dus à des mauvaises connexions au niveau, des jarretières dans les centraux, dans les sous répartiteurs ou encore dans les boites de raccordements. Une usure ou une pénétration d'eau dans le câble peut également engendrer un défaut d'isolement dans le câble.

Les défauts peuvent être classés en deux catégories :

- Défaut d'isolement caractérisé par la valeur de l'impédance entre le conducteur et la masse ou le blindage,
- Mauvaise connexion.

La modélisation de ces défauts se fait à l'aide d'impédances de nature résistive ou capacitive. Dans ce paragraphe, nous abordons l'influence de ces différents types de défaut sur les émissions rayonnées.

IV.6.1. Défaut d'isolement dans un câble multifilaire du réseau de distribution

La longueur du câble est de 15 mètres et se situe à une hauteur de 1 mètre au dessus de sol. La paire est terminée sur une résistance de charge (120Ω) et le diamètre des conducteurs de la paire est de $4/10$ de mm. Les champs électriques et magnétiques ont été simulés pour une distance d'observation "D" de 1 mètre.

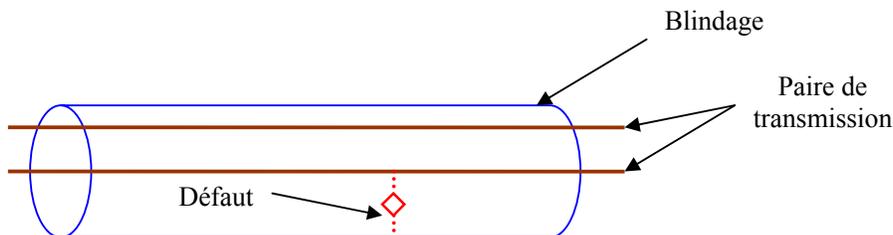


Figure IV-22 : Défaut d'isolement dans un câble

Les résultats présentés dans ce paragraphe illustrent l'impact d'un défaut capacitif sur un câble véhiculant une transmission ADSL. A titre d'exemple, la figure IV-23 indique les courbes des champs électriques et magnétiques avec/sans défaut (1 nF). Elles montrent que la présence d'un défaut a pour conséquence d'augmenter le niveau des champs rayonnés (en moyenne de 30 dB) et que ce phénomène s'accroît lorsque la fréquence augmente.

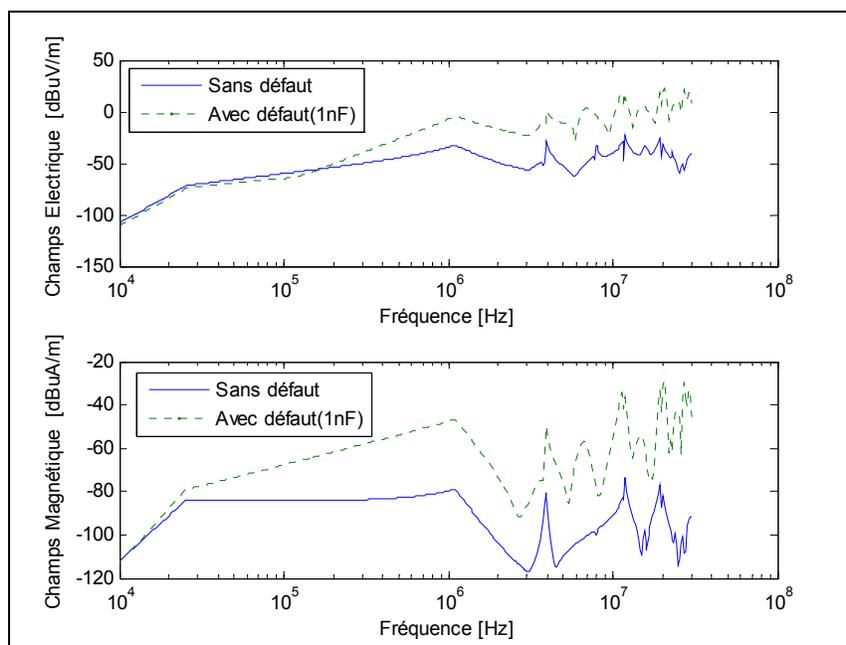


Figure IV-23 : Influence d'un défaut capacitif dans le câble sur les émissions rayonnées

D'autres résultats sont reportés dans l'annexe E, ils indiquent le niveau des champs rayonnés par réseau transmettant un signal ADSL, ADSL2+ ou VDSL et ce en fonction de différentes valeurs de défaut dans le câble.

Dans le cas d'un câble de distribution écranté possédant un défaut de type capacitif (entre 1 et 50 nF), les champs électriques et magnétiques dus à une transmission de type ADSL sont reportés sur les courbes des figures IV-24 et IV-25. Le diamètre des conducteurs des paires est de $4/10$ de mm.

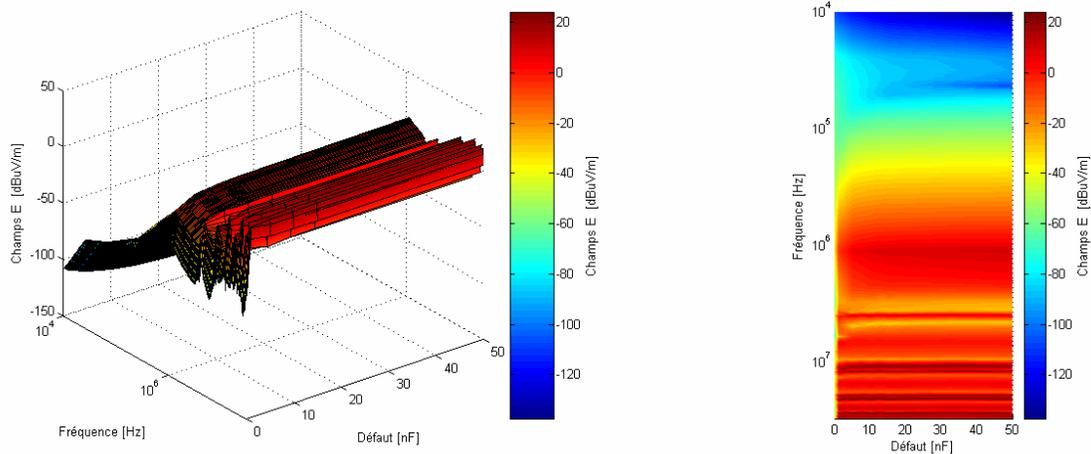


Figure IV-24 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact des défauts, câble de distribution, écran relié

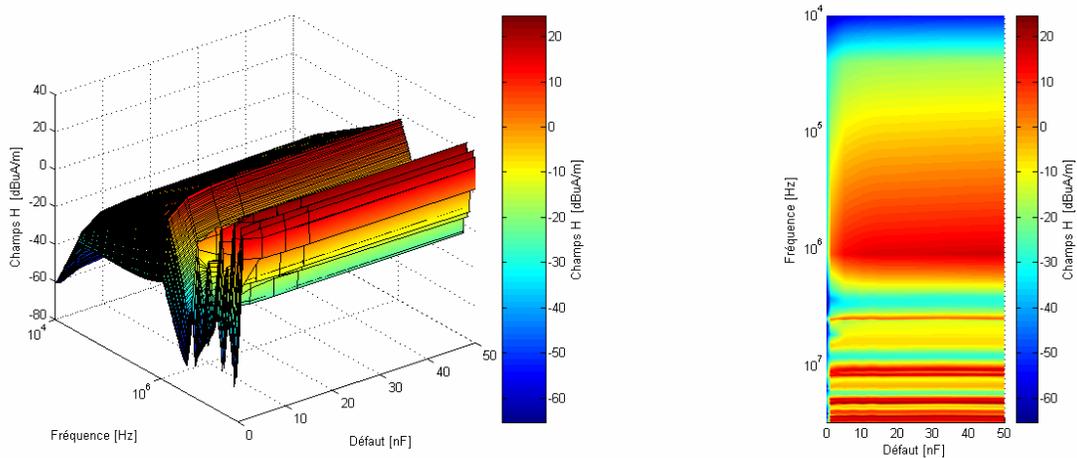


Figure IV-25 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact des défauts, câble de distribution écran relié

Les résultats présentés sur les figures IV-24 et IV-25 montrent l'accroissement des champs électrique et magnétique pour un défaut de valeur croissante. Cet impact est négligeable pour les basses fréquences, par contre la présence d'un défaut agit nettement sur le niveau des champs rayonnés en haute fréquence.

IV.6.2. Localisation d'un défaut dans un câble de distribution

Nous abordons dans ce paragraphe l'évolution du champ électromagnétique en fonction du point d'observation, afin d'étudier la possibilité de localiser un défaut dans un câble de distribution. Le câble étudié se situe à une hauteur de 1 mètre au dessus de sol, il est terminé sur une résistance de charge (120 Ω).

Les champs électriques et magnétiques ont été simulés pour une distance d'observation "D" de 1 mètre et D_z allant de 2 à 13 mètres (Figure IV-26). Un défaut capacitif de 5 nF est localisé au point milieu de câble.

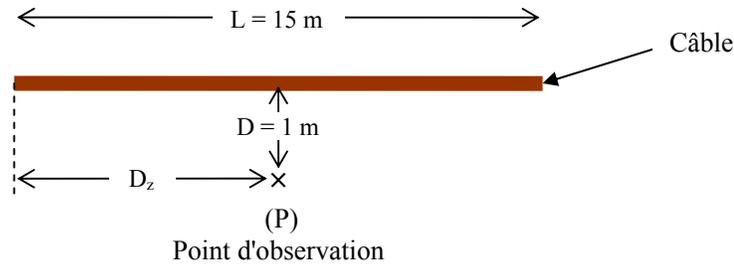


Figure IV-26 : Configuration en présence d'un défaut localisé au point milieu du câble

A titre d'exemple les courbes présentées sur la figure IV-27 représentent l'évolution du champ électrique en fonction de la distance D_z ($F = 1\text{MHz}$). Les résultats sont relatifs à la distribution des émissions rayonnées par une transmission ADSL en fonction de la distance où se trouve le défaut (Distance = 0).

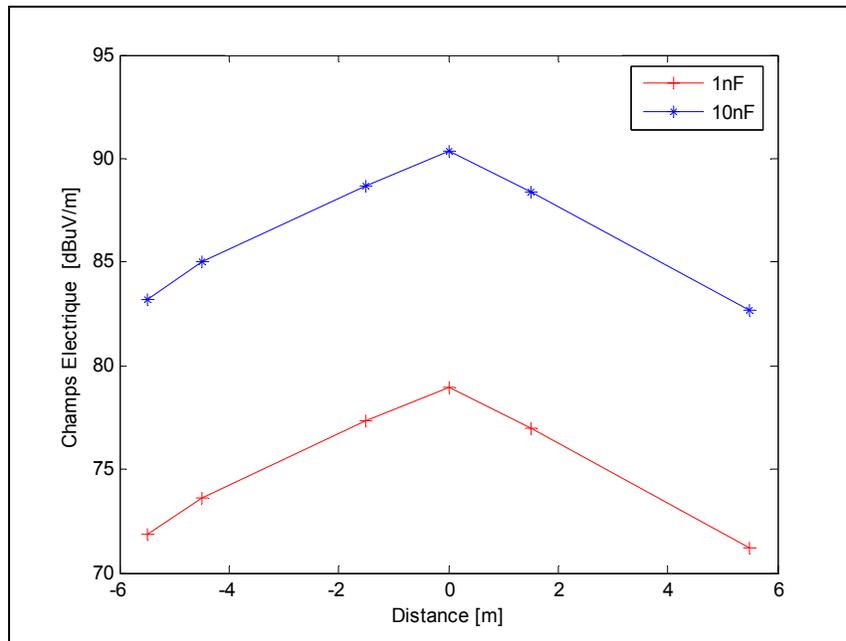


Figure IV-27 : Champ électrique, Défaut capacitif 5 et 10 nF, Transmission ADSL, $D_z = 2 \rightarrow 13$ m

Les résultats obtenus traduisent l'effet d'un défaut sur les émissions rayonnées. On constate en effet, que la présence d'un défaut augmente le rayonnement du câble, par ailleurs, le niveau du champ électrique est fonction du point d'observation et de la valeur du défaut capacitif. En se rapprochant du défaut, le rayonnement augmente et il est lié à la valeur de la distance D_z . On note également, que loin du défaut, les valeurs des émissions décroissent rapidement.

Dans le domaine de transmission téléphonique, il existe des techniques d'analyse fréquentielle permettant la détection et la localisation des défauts [BUC03] [MAR01] [FEL02]. Cependant, la précision de ces méthodes est limitée par de multiples aspects. La combinaison entre nos résultats (modèle du câble, formule corrélatrice concernant les émissions conduites) et ces techniques pourrait offrir la possibilité de localiser les défauts avec une bonne précision tout en limitant la zone d'intervention.

IV.7. Etude d'une technique de réduction des signaux de mode commun lors d'une transmission haut débit sur cuivre

Lors d'une transmission xDSL en mode différentiel sur une paire torsadée, les émissions rayonnées sont liées directement aux signaux de mode commun. Les champs créés par chaque fil, si la paire est parfaite, ont des intensités voisines et des sens opposés ; le champ électromagnétique résultant est par conséquent quasiment nul. Cependant, à des fréquences très élevées, la symétrie des câbles se dégrade et influe fortement sur le champ global rayonné.

Dans ce paragraphe, nous proposons une méthode permettant de réduire l'impact des signaux de mode commun d'une transmission xDSL véhiculée par une paire torsadée. Dans un premier temps, la technique consiste à quantifier le mode commun sur chaque conducteur à l'aide d'un algorithme LMS (Least Mean Square) [WID85] [STE96]. Ensuite, une adaptation sur chaque fil permet d'injecter le mode commun évalué précédemment [WOJ04] [TOM04], mais en opposition de phase, ce qui permet de réduire ce mode indésirable.

IV.7.1. Le filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif est basé sur la recherche de paramètres optimaux par minimisation d'un critère de performance. Fréquemment, cette minimisation se fait en recherchant les moindres carrés.

Dans de nombreuses applications, les signaux sont entachés d'une interférence ou d'un bruit non désirés. Il faut alors trouver une solution permettant de supprimer ou tout au moins réduire ces composantes perturbatrices [IFE93] [HAY91]. Dans le cas où le spectre du signal désiré et celui du signal perturbateur se superposent, il n'est pas possible de recourir au filtrage classique.

IV.7.1.1. Positionnement du problème

On considère ici le schéma de la figure IV-28 dans lequel on trouve :

- le signal d'excitation $x(n)$ connu ou mesuré,
- le signal de sortie du processus $y_p(n)$ inatteignable,
- le signal de sortie mesuré $y(n)$ atteint d'une perturbation inconnue $e(n)$,
- le signal modélisé $y_w(n)$ à l'aide des paramètres w_k ,
- le signal d'écart $\varepsilon(n)$ entre le modèle $y_w(n)$ et la mesure $y(n)$.

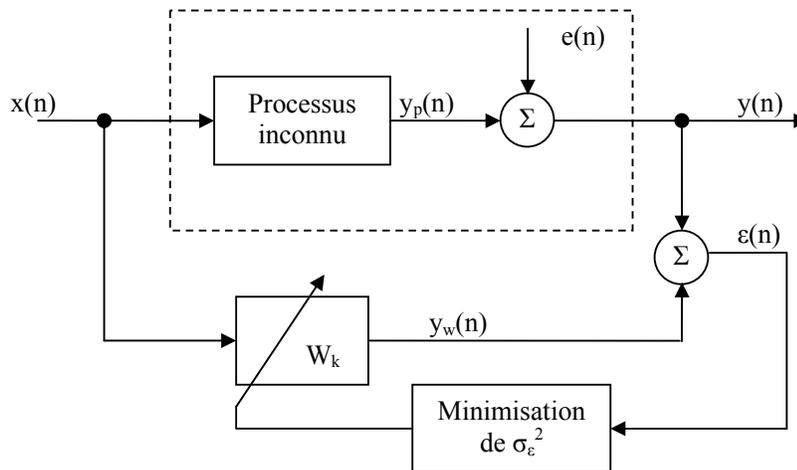


Figure IV-28 : Suppression de la perturbation

Un filtre adaptatif est un système numérique dont les coefficients se modifient eux-mêmes en fonction des signaux extérieurs. Il est utilisé chaque fois qu'un environnement est mal connu ou changeant ou pour supprimer des perturbations situées dans le domaine de fréquences du signal utile, ce que les filtres classiques ne peuvent pas faire.

Un filtre adaptatif est constitué de deux parties distinctes :

- un filtre numérique à coefficients ajustables,
- un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation.

IV.7.1.2. Algorithme récursif des moindres carrés (RLMS) :

Les paramètres optimaux du filtre sont obtenus en atteignant le minimum de l'erreur quadratique moyenne.

De manière heuristique, on imagine bien que cette solution peut être atteinte récursivement en corrigeant les valeurs des coefficients W_k en chaque instant n dans le sens opposé à l'évolution de l'erreur quadratique par rapport au vecteur des coefficients $W(n)$ (figure IV-29) :

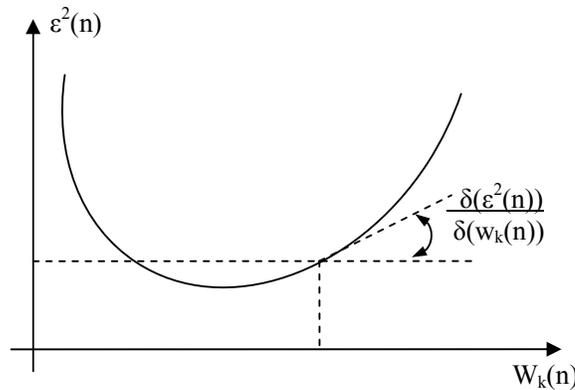


Figure IV-29 : Erreur quadratique $\varepsilon^2(n)$ à l'instant n et sa dérivée par rapport au coefficient $W_k(n)$

$$W(n) = W(n-1) - \frac{\gamma}{2} \left(\frac{\partial \varepsilon^2(n)}{\partial W} \right) \quad \text{EQ - IV-2}$$

où γ est un facteur de pondération du gradient. Comme l'erreur quadratique à l'instant n vaut :

$$\varepsilon^2(n) = \left(y(n) - \sum_{i=0}^{p-1} W_i x(n-i) \right)^2 = \left(y(n) - X(n)^T W \right)^2 \quad \text{EQ - IV-3}$$

Il vient :

$$\frac{\partial \varepsilon^2(n)}{\partial W} = 2\varepsilon(n) \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial W} = -2\varepsilon(n)X(n) \quad \text{EQ - IV-4}$$

On en déduit que la recherche de l'optimum peut se faire avec l'algorithme récursif suivant :

$$W(n) = W(n-1) + 2\gamma\varepsilon(n)X(n) \quad \text{EQ - IV-5}$$

Connu sous le nom d'algorithme LMS (Least Mean Square). Les grandeurs dont on a besoin sont :

- le vecteur des p coefficients à l'instant $n-1$:

$$W(n-1) = [w_0(n-1), w_1(n-1), \dots, w_{p-1}(n-1)]^T \quad \text{EQ - IV-6}$$

- les p dernières valeurs du signal d'entrée :

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p+1)]^T \quad \text{EQ - IV-7}$$

- la valeur du signal de sortie $y(n)$ pour calculer l'écart à l'instant n

$$\varepsilon(n) = y(n) - \sum_{i=0}^{p-1} W_i x(n-i) \quad \text{EQ - IV-8}$$

Le gain d'adaptation γ de l'algorithme récursif (généralement très inférieur à 1).

La valeur du gain d'adaptation γ est difficile à fixer : si on la choisit trop faible, la convergence vers la valeur optimum est très lente ; si on la choisit trop forte, la convergence se fait en oscillant longuement autour de la valeur optimum ; enfin, si le gain d'adaptation est trop élevé, le processus d'optimisation diverge.

Les avantages de cet algorithme résident dans sa simplicité de programmation et au peu de calculs à effectuer. Par contre, il présente l'inconvénient de converger lentement avec le risque de diverger lorsque le gain d'adaptation est trop grand.

IV.7.1.3. Gain d'adaptation normalisé

Pour la plupart des situations pratiques, on choisit un gain initial γ_0 (0.1) qui, après normalisation par le nombre de paramètres et par la variance du signal d'entrée, donne un gain d'adaptation qui évolue en fonction de la puissance du signal d'entrée :

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{p \cdot \sigma_x^2} \quad \text{EQ - IV-9}$$

De manière à éviter que le gain n'augmente indéfiniment lorsque la puissance du signal de référence tend vers zéro, on peut corriger le dénominateur du gain en y ajoutant un terme constant $a \ll 1$:

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{a + p \cdot \sigma_x^2} \quad \text{EQ - IV-10}$$

L'algorithme s'écrit alors :

$$W(n) = W(n-1) + \frac{\gamma_0}{a + p \cdot \sigma_x^2} \varepsilon(n)X(n) \quad \text{EQ - IV-11}$$

Comme cet algorithme utilise un gain normalisé par la puissance σ_x^2 du signal $x(n)$, il porte le nom d'algorithme NLMS (Normalised Least Mean Square). Dans le cas où le signal $x(n)$ n'est pas stationnaire, on doit évaluer la puissance moyenne du signal de référence $P_x \equiv \sigma_x^2$ en tout instant :

$$P_x(n) = \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^n x^2(k) \quad \text{EQ - IV-12}$$

IV.7.2. Application au cas de suppression de mode commun

Les perturbations conduites sont transmises par un câble (lignes d'alimentation, bus de transmission de données, câbles de masses, terre, capacités parasites, etc.).

IV.7.2.1. Les modes de propagation

Sur une liaison bifilaire, le signal peut se propager de deux façons : soit en mode différentiel, soit en mode commun.

IV.7.2.1.1. Mode différentiel

La propagation s'effectue en mode différentiel lorsque le signal est transmis à un seul des conducteurs actifs (Figure IV-30). Le courant de mode différentiel se propage sur le conducteur "aller", circule à travers l'équipement et revient par le conducteur "retour".

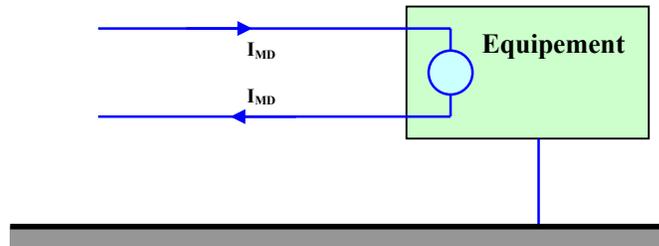


Figure IV-30 : Transmission en mode différentiel

IV.7.2.1.2. Mode commun

La propagation s'effectue en mode commun lorsque la perturbation est transmise à l'ensemble des conducteurs actifs (Figure IV-31). Le courant de mode commun se propage sur les deux conducteurs dans le même sens et se reboucle par la masse à travers les capacités parasites.

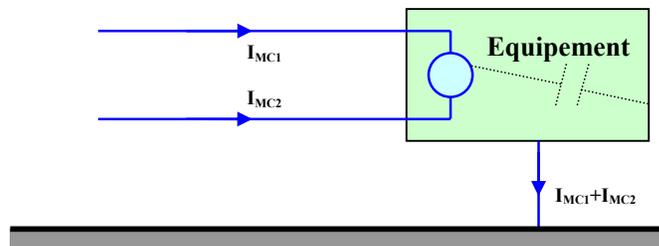


Figure IV-31 : Transmission en mode commun

IV.7.2.2. Relation entre le mode commun et le rayonnement

Le courant en mode commun I peut être relié, en première approximation, au champ électrique rayonné E par l'équation (EQ - IV-13) :

$$I = \frac{I_{MC1} + I_{MC2}}{2} \quad \text{EQ - IV-13-a}$$

$$E = \frac{f * L * I}{0.8 * r} \quad \text{EQ - IV-13-b}$$

avec I en (μA), E en ($\mu\text{V/m}$), f : est la fréquence en (MHz), r (en m) est la distance par rapport au câble, et L représente la longueur en (m).

La figure IV-32 illustre la relation qui lie le mode commun au champ électrique rayonné ($F=1\text{MHz}$, $r=1\text{m}$, $L=20\text{m}$).

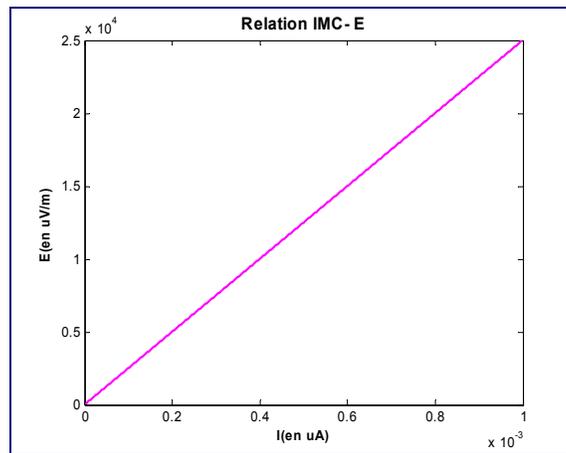


Figure IV-32: Relation entre le courant de mode commun et le champ rayonné

IV.7.2.3. Méthode de réduction des signaux de mode commun

Dans notre cas, on utilise l'algorithme pour tenter de supprimer ou de réduire les signaux de mode commun. Dans notre étude, nous considérons que le signal d'excitation $x(n)$ est le mode commun mesuré coté client, ce qui permet d'avoir une image complète de ce mode. Le signal de sortie mesuré $y(n)$ affecté d'une perturbation est constitué par l'un des courants mesurés sur chaque conducteur (I_1 et I_2).

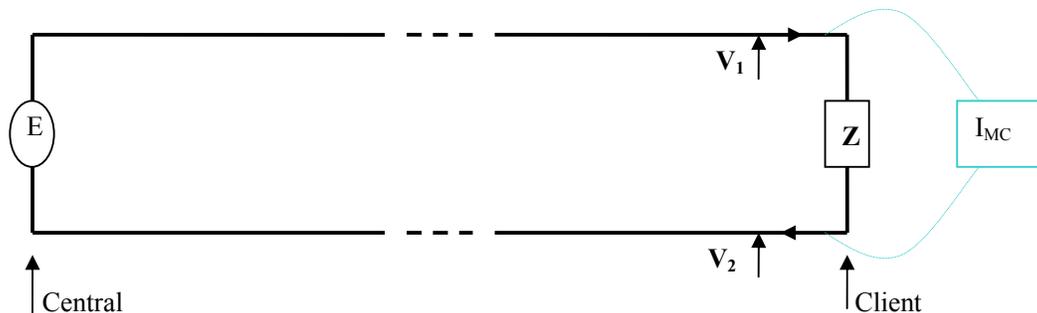


Figure IV-33: Le dispositif étudié

A la sortie de l'algorithme, nous disposons des courants de mode commun estimés sur les deux conducteurs I_{1MCest} et I_{2MCest} (figure IV-34).

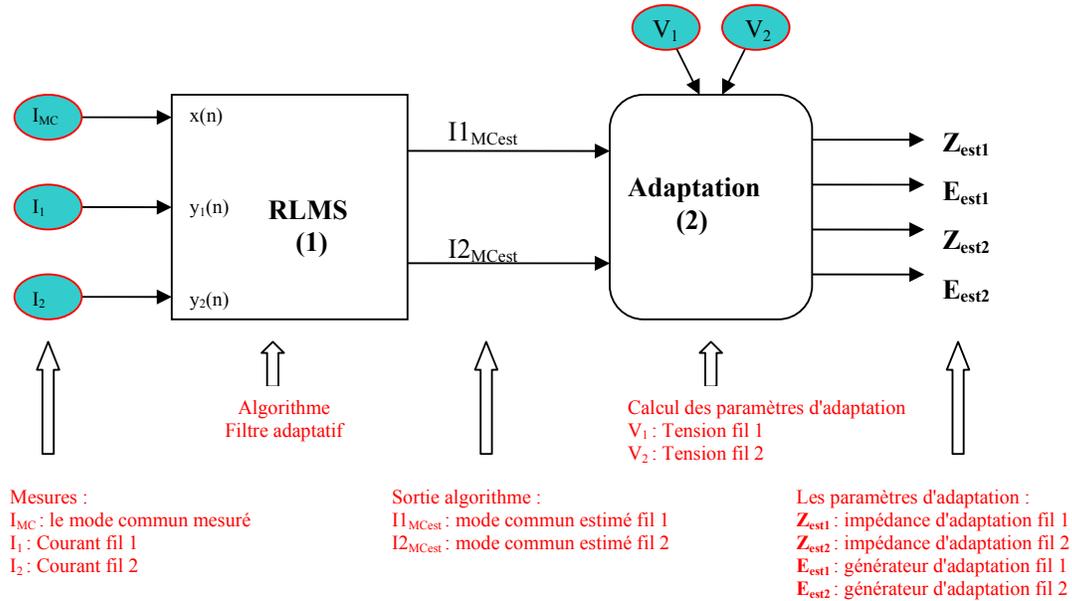


Figure IV-34: Organigramme de l'algorithme d'adaptation

IV.7.2.3.1. Filtre adaptatif RLMS

Le filtrage adaptatif utilisé est de type RLMS à entrée vectorielle. Nous utilisons un filtre pour chaque conducteur (RLMS1, RLMS2), ils fonctionnent indépendamment l'un de l'autre. Chaque filtre a comme entrée d'excitation $x(n)$ un vecteur fréquentiel du courant de mode commun, et un vecteur de sortie $y(n)$ contenant la variation fréquentielle des courants circulants sur le fil concerné de la paire.

$$[x_1(n) = I_{MC}, y_1(n) = I_1] \Rightarrow \text{RLMS1} \quad \text{EQ - IV-14-a}$$

$$[x_2(n) = I_{MC}, y_2(n) = I_2] \Rightarrow \text{RLMS2} \quad \text{EQ - IV-14-b}$$

A la sortie de chaque filtre, nous disposons des vecteurs de courant de mode commun estimés sur chacun de deux conducteurs :

$$\text{RLMS1} \Rightarrow I_{1MCest} \quad \text{EQ - IV-15-a}$$

$$\text{RLMS2} \Rightarrow I_{2MCest} \quad \text{EQ - IV-15-b}$$

IV.7.2.3.2. Adaptation

L'étape après estimation consiste, à trouver l'adaptation qui tient compte des tensions de mode commun V_1 et V_2 , et, qui permet de réinjecter les courants estimés, mais en opposition de phase, tout en maintenant l'information utile intacte, à savoir ne pas impacter la tension de mode différentiel ($V_{MD}=V_1 - V_2$).

Dans un premier temps, on estime les sources E_{est} qui permettent d'injecter en opposition de phase le mode commun estimé I_{MCest} sur chaque fil. Dans un deuxième temps, les impédances d'adaptation Z_{est1} et Z_{est2} sont estimées pour imposer les mêmes tensions de mode commun mesurées avant adaptation (V_1, V_2).

Le critère à respecter dans le calcul des paramètres d'estimation est donc : $V_1 - V_2 = V_{MD}$. Le calcul des sources d'adaptation (E_{est1}, E_{est2}) permet d'injecter le mode commun quantifié précédemment, mais en opposition de phase, ce qui permet de réduire ce mode indésirable. Par ailleurs, ces impédances d'adaptation (Z_{est1}, Z_{est2}) auront pour conséquence d'améliorer la symétrie de la transmission.

$$[RLMS1 + V_1] \Rightarrow (E_{est1}, Z_{est1}) \quad \text{EQ - IV-16-a}$$

$$[RLMS2 + V_2] \Rightarrow (E_{est2}, Z_{est2}) \quad \text{EQ - IV-16-b}$$

L'adaptation physique consiste à intervenir aux bornes d'entrée du modem de réception [WOJ04] [TOM04]. Le dispositif d'adaptation est présenté sur la figure IV-35, l'impédance du modem est notée Z .

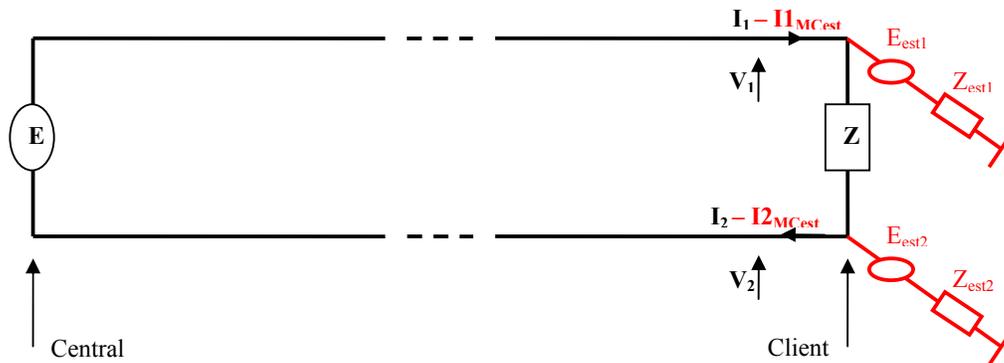


Figure IV-35 : Le dispositif étudié adapté

IV.7.3. Résultats de simulation

Afin de simuler le système réel avec les deux modes qui se propagent en même temps ; d'un côté, le mode différentiel qui contient l'information utile, de l'autre, le mode commun que l'on cherche à supprimer, nous utilisons notre code de calcul basé sur la théorie des lignes de transmission.

Le dispositif de la figure IV-36 représente le système simulé et correspond à une transmission réelle constituée d'une liaison à paire torsadée partant du central et desservant un client. Les résistances $Z/2$ (60 ohms) représentent le modem. L'impédance de mode commun Z_{MC} varie entre 10 et 100 KOhms. L'exemple traité dans ce paragraphe concerne une ligne de 50 m de long.

La valeur moyenne de Z_{est} est de l'ordre de 10 kOhms et les sources estimées ont une valeur moyenne de l'ordre de quelques volts et sont fortement liées aux valeurs de la symétrie et des grandeurs de mode commun.

La validation du système proposé a été effectuée par une série de simulations numériques.

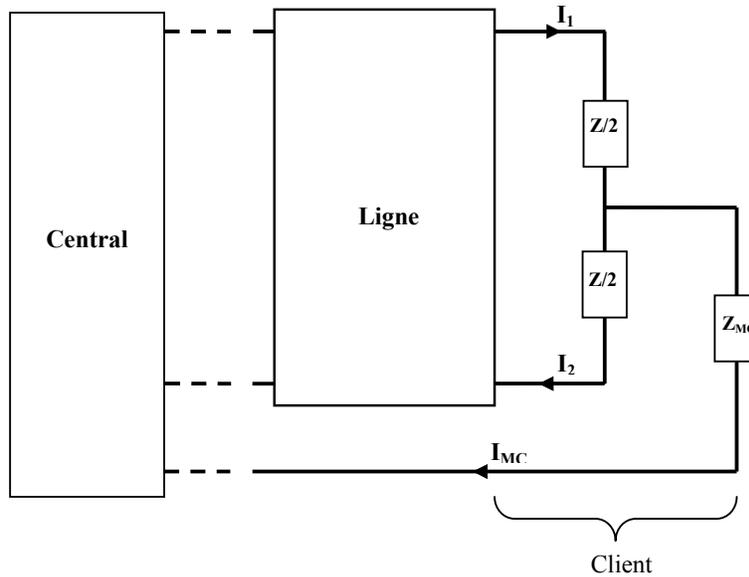


Figure IV-36: Schéma du dispositif d'adaptation simulé

Nous utilisons la théorie des lignes de transmission pour modéliser le dispositif précédent, la ligne est modélisée par ses paramètres linéiques ($R \Omega/m$, $L H/m$, $C F/m$, $G S/m$) qui ont été mesurés. Les conditions limites nous permettent de modéliser le système d'injection (Central) et le modem (Client).

Les courbes de la figure IV-37 représentent les tensions et les courants pour une transmission respectivement adaptée (noté : AA) et non adaptée (noté : SA). Ces valeurs sont calculées à l'entrée et à la sortie de chaque câble. La première série de courbes représente le mode différentiel et la seconde correspond aux résultats de mode commun. Enfin, la symétrie du câble est représentée sur les dernières courbes (Voir Tableau IV-2).

Tableau IV-2 : Notation de différents paramètres

	Mode commun		Mode différentiel	
	Entrée	Sortie	Entrée	Sortie
Tension	VMC0	VMCL	VMD0	VMDL
Courant	IMC0	IMCL	IMD0	IMDL
Symétrie	bv0 / bi0	bvL / biL		

On constate que la méthode proposée agit sur le mode commun, tout en n'affectant pas le mode différentiel qui véhicule l'information utile.

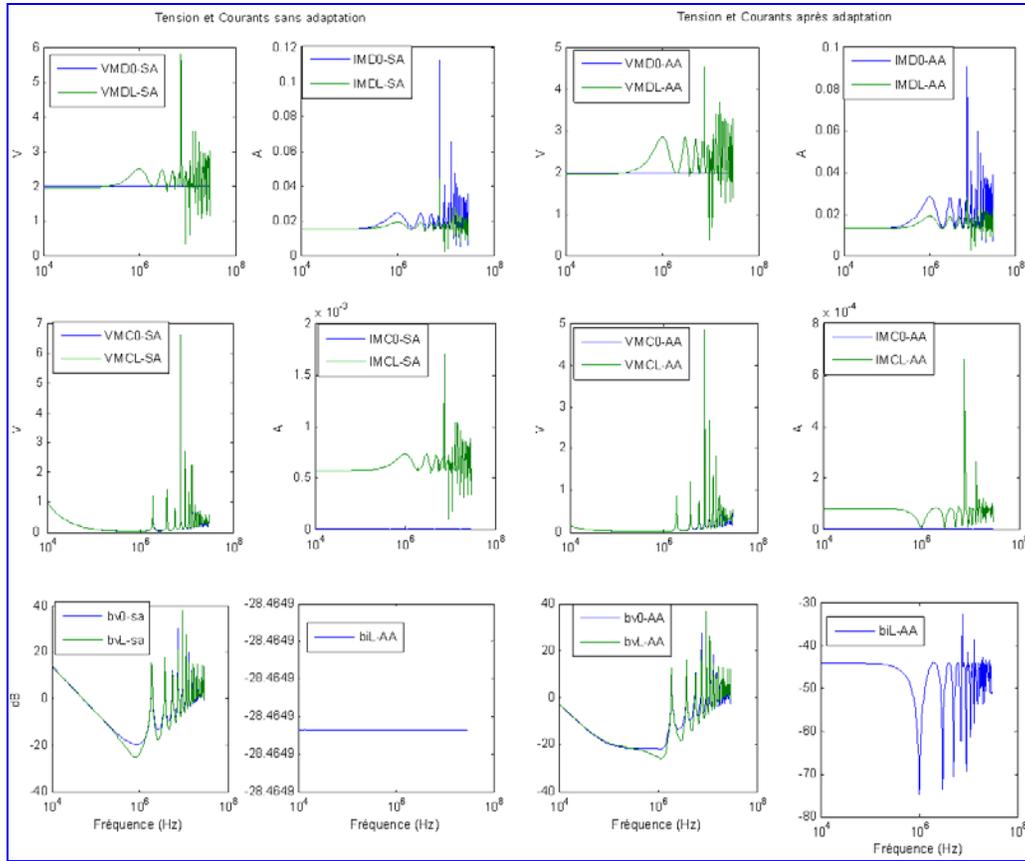


Figure IV-37: Mode commun / Mode différentiel, Adapté / Non-adapté

L'évolution du mode commun dans la bande de fréquence ADSL est représentée sur les courbes de la figure IV-38. Les résultats en bleu correspondent au cas non-adapté et celles en vert sont obtenus après adaptation.

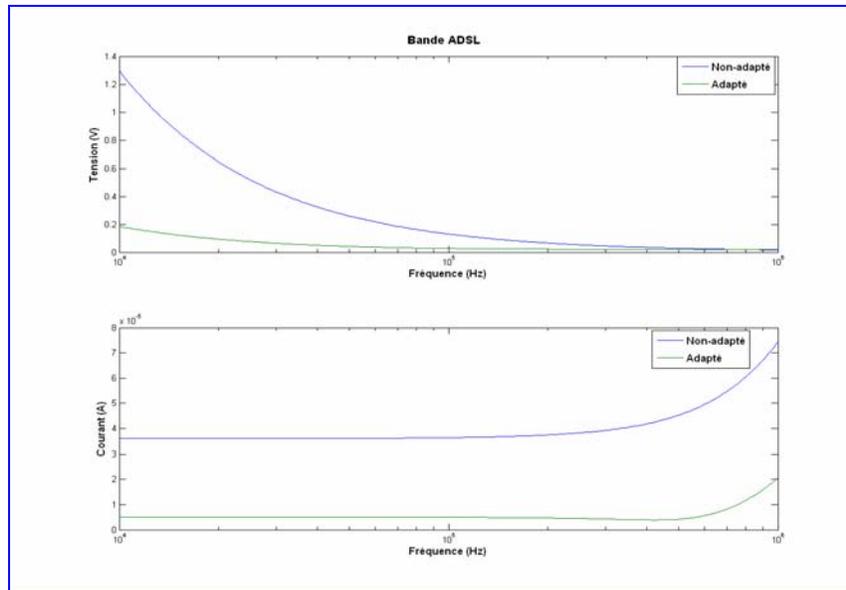


Figure IV-38: Bande ADSL : Mode commun, Adapté / Non-adapté

La figure IV-39 illustre l'évolution du mode commun pour la bande VDSL. Les tensions et les courants sont représentés dans les deux cas : avec et sans adaptation. Ces résultats montrent le gain obtenu dans le mode commun pour les deux bandes de transmission ADSL et VDSL.

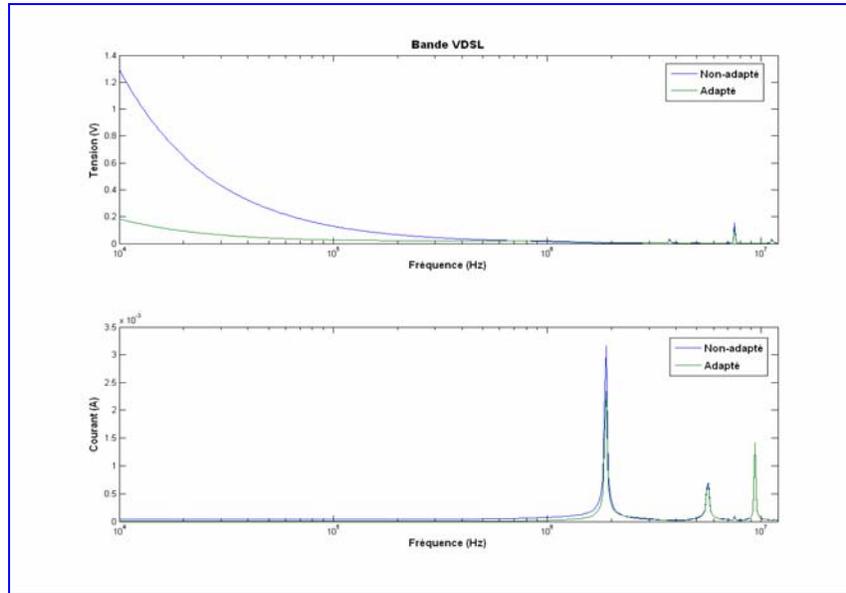


Figure IV-39: Bande VDSL : Mode commun, Adapté / Non-adapté

Afin de quantifier le gain obtenu après adaptation, nous avons calculé le rapport du mode commun adapté / non adapté :

$$Gain(dB) = \frac{\text{Mode commun avec adaptation}}{\text{Mode commun sans adaptation}} \quad \text{EQ - IV-17}$$

Les courbes de la figure IV-40 représentent le gain obtenu en dB pour plusieurs points de calcul ; à l'entrée, à la sortie et au point milieu d'un câble de 50 mètres de longueur.

Les courbes de gauche correspondent aux tensions de mode commun et celles de droite illustrent les courants de mode commun (Tableau IV-3).

Tableau IV-3 : Notation de différents paramètres

	Longueur		
	Entrée	Milieu	Sortie
Gain (Tension)	VMC1	VMC25	VMD50
Gain (Courant)	IMC1	IMC25	IMD50

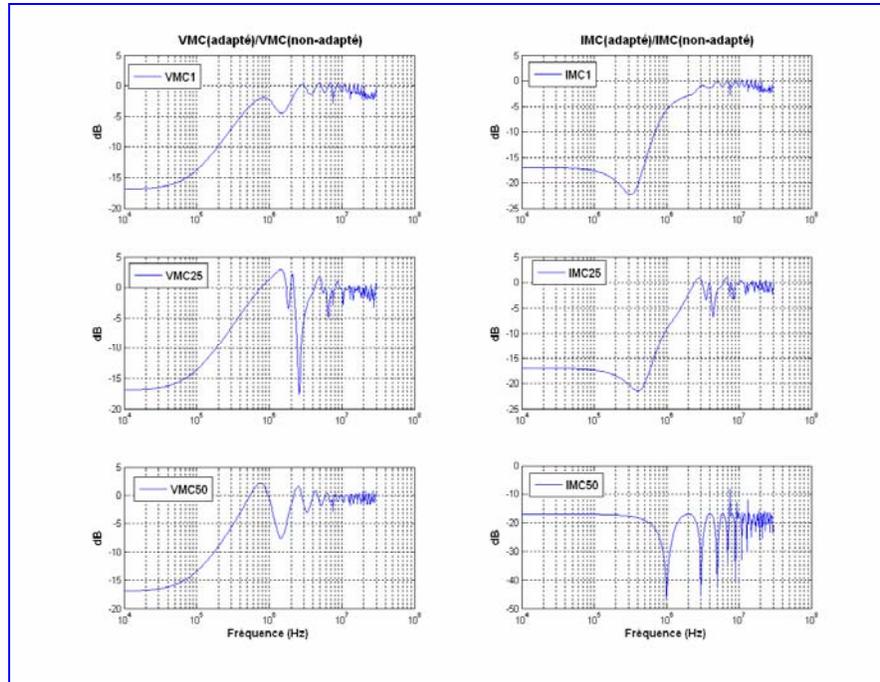


Figure IV-40: Gain mode commun, Adapté / Non-adapté

On constate que le gain obtenu pour les trois points d'observation est significatif, tant pour la tension de mode commun que pour le courant de mode commun.

IV.7.4. Synthèse des résultats

Le filtrage adaptatif est basé sur la recherche de paramètres optimaux par minimisation d'un critère de performance. Ces filtres sont utilisés dans de nombreuses applications pour supprimer des erreurs et des perturbations indésirables. Dans notre application, nous avons considéré le mode commun comme une perturbation à minimiser. Le but est de quantifier ce mode inclus dans les courants qui circule sur chaque fil, ensuite, de le supprimer mais sans affecter l'information utile circulant en mode différentiel.

Les résultats obtenus à l'aide de la méthode proposée dans cette étude, montrent que le mode commun a été significativement réduit, et que l'information utile reste intacte. Avec cette technique la symétrie de l'installation est passée de -28.5 dB sans adaptation, à une valeur moyenne centrée autour de -55 dB.

Notons que le gain obtenu en déployant cette technique est variable :

Le courant de mode commun :

- Le courant de mode commun côté client est atténué de 20 dB,
- En s'approchant du central on retrouve les 20 dB d'atténuation pour les basses fréquences, par contre pour les hautes fréquences le gain est centré autour de -3 dB.

La tension de mode commun :

- La tension de mode commun est réduite de 20 dB pour les basses fréquences et d'une valeur centrée autour de 2.5 dB pour les hautes fréquences.

IV.8. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons effectué une étude paramétrique complète afin d'analyser l'influence de l'ensemble des paramètres d'une liaison xDSL qui agissent sur le niveau des émissions rayonnées.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés aux émissions rayonnées produites par des structures filaires constituées de différents types de câble d'ITC et de branchement. L'évolution des champs rayonnés par une transmission ADSL, ADSL2+ et VDSL en fonction de la longueur de la liaison a été comparée aux niveaux spécifiés dans les documents normatifs. Le niveau de dépassement a été illustré pour chaque câble étudié. Les champs électriques et magnétiques rayonnés ont été calculés, dans un second temps, pour une distance d'observation variable et pour deux types de câble d'ITC véhiculant une transmission xDSL. Les résultats obtenus ont montré une décroissance du champ magnétique lorsque la distance d'observation augmente, confirmant ainsi la loi de proportionnalité en $\sim 1/D^3$ et $\sim 1/D^2$.

Afin de caractériser l'influence d'une discontinuité dans le média de transmission sur les émissions rayonnées, nous avons également modélisé un câble de catégorie 5 écranté ou non et formant un coude en son milieu. Le signal injecté correspond au gabarit de systèmes ADSL, ADSL2+ ou VDSL. Nous avons montré que le niveau des champs rayonnés s'intensifie lorsque l'angle du coude augmente. Par ailleurs, la connexion de l'écran atténue les émissions rayonnées et les résultats de calcul ont montré que le champ rayonné, dans le cas où l'écran est non relié, est très proche de celui rayonné par un câble non écranté.

De manière générale, il a été constaté que les systèmes haut débit actuellement déployés avaient des niveaux d'émission électromagnétique en dessous des limites autorisées.

Nous avons ensuite étudié, l'impact sur les émissions rayonnées d'éventuels défauts présents sur un câble du réseau d'accès. En effet, si de tels défauts n'affectent pas de façon significative la téléphonie classique, la fourniture de hauts débits nécessite en revanche un support de bonne qualité. A titre d'exemple, les résultats obtenus dans le cas d'un défaut capacitif, ont montré que la présence de ce type de défaut a pour conséquence d'augmenter le niveau des champs rayonnés (en moyenne de 30 dB) et que ce phénomène s'accroît lorsque la fréquence augmente. Par ailleurs, le niveau du champ électrique est fonction du point d'observation et de la valeur du défaut capacitif. En s'éloignant du défaut, les valeurs des émissions décroissent rapidement.

Nous avons ainsi montré qu'une combinaison des techniques d'analyse fréquentielle de la localisation des défauts avec nos résultats de simulation pouvait offrir la possibilité de localiser les défauts avec une bonne précision tout en limitant la zone d'intervention.

Dans la seconde partie du chapitre, nous avons proposé une méthode permettant de réduire le courant de mode commun et par voie de conséquence, les émissions rayonnées qu'il génère dans le cas d'une transmission xDSL sur une paire torsadée.

Cette technique, basée sur le principe du filtrage adaptatif, consiste à intervenir côté client au niveau du modem afin d'y implémenter des modules de quantification par l'algorithme LMS associés à une adaptation de la ligne. Nous avons montré que le gain obtenu par cette technique est important aussi bien du point de vue symétrie qu'émissions conduites.

CHAPITRE V

**ETUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT D'UN RESEAU
PLC ET ETUDE DE LA COHABITATION AVEC DES
SYSTEMES xDSL DANS UN RESEAU LOCAL DOMESTIQUE**

V.1. Introduction

Dans le premier chapitre nous avons vu que l'application "indoor" de la technologie PLC permettait de créer un réseau LAN (Local Area network) en utilisant le réseau électrique "domestique" comme support de transmission.

Les caractéristiques non idéales de ce réseau associée à la présence de nombreuses sources de perturbations électromagnétiques dans l'environnement domestique, imposent de bien maîtriser les aspects CEM des systèmes PLC de manière à offrir les nouveaux services haut débit avec une bonne qualité de service d'une part, et sans perturber l'environnement, d'autre part.

Dans ce chapitre, nous abordons l'étude du canal de transmission d'un réseau local domestique en nous intéressant, dans un premier temps, à la modélisation de la chaîne de transmission d'un réseau électrique du point de vue :

- De la fonction de transfert du canal,
- Des impédances des terminaux connectés.

En second lieu, nous abordons les phénomènes de compatibilité électromagnétique pouvant être associés au déploiement de la technologie PLC :

- Emissions rayonnées,
- Cohabitation entre plusieurs systèmes de transmission à haut débit.

Le traitement de ces aspects, nécessite une maîtrise parfaite de la méthode de calcul des variations des courants et des tensions le long des conducteurs. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser la théorie des lignes de transmission multiconducteur 'MTL' décrite dans les chapitres précédents.

V.2. Modélisation d'une chaîne de transmission d'un réseau électrique

Dans cette partie, nous étudions un réseau électrique comportant plusieurs dérivations et sur lequel différents équipements sont reliés (Figure V-1). La chaîne de transmission électrique a été modélisée par une cascade de lignes de transmission bifilaires (phase et neutre). Elle est composée d'une ligne rectiligne "L" et des branches "Br" qui viennent relier les équipements et les terminaux au réseau [TSU01].

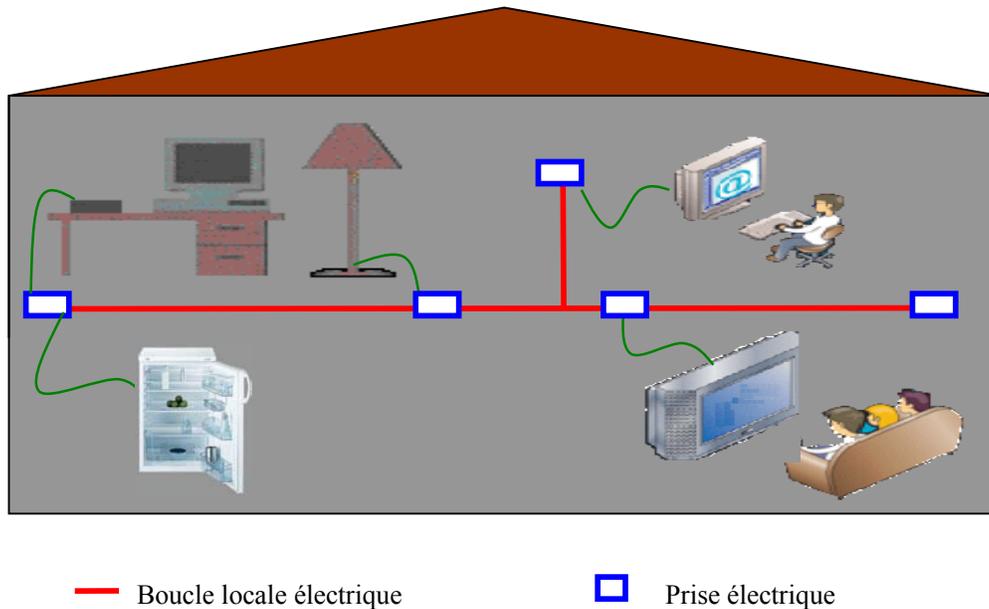


Figure V-1 : Exemple d'une installation PLC "Indoor"

La modélisation du réseau global consiste à découper la ligne "L" en n parties (L_i , Br_i , $i=0, \dots, n$), où n est le nombre de nœud qui relie les branches à la ligne principale (Figure V-2).

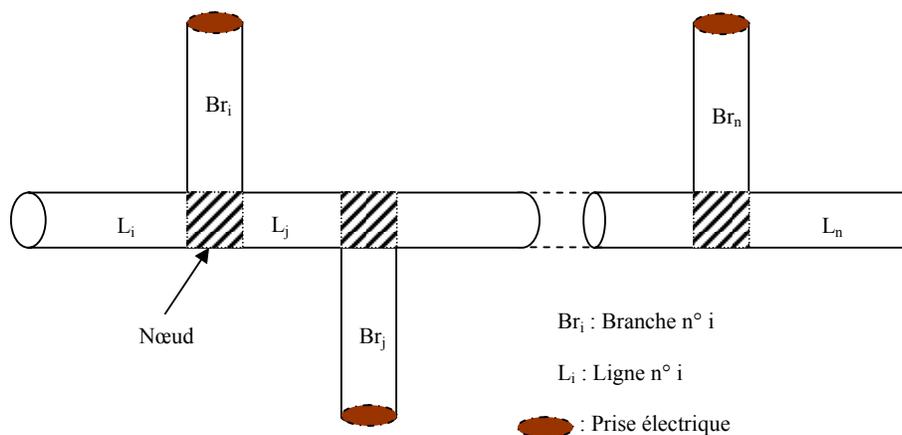


Figure V-2 : Réseau électrique de n branches

V.2.1. Théorie des lignes de transmission multiconducteur 'MTL'

La théorie MTL [CLA94] permet d'exprimer la tension et le courant pour chaque nœud d'un réseau donné. Par ailleurs, à chaque fréquence, une supermatrice de chaîne permet d'obtenir les tensions et les courants aux deux extrémités '0' et 'L' de chaque conducteur et ce pour chacune des lignes du réseau (Voir EQ - II-21).

V.2.1.1. Cas d'une ligne bifilaire rectiligne "Quadripôle équivalent"

L'équation reliant les valeurs d'entrée et de sortie de chaque ligne peut être obtenue à partir d'une matrice de paramètres ABCD, les coefficients A, B, C et D caractérisent les propriétés électriques d'un quadripôle [STA99].

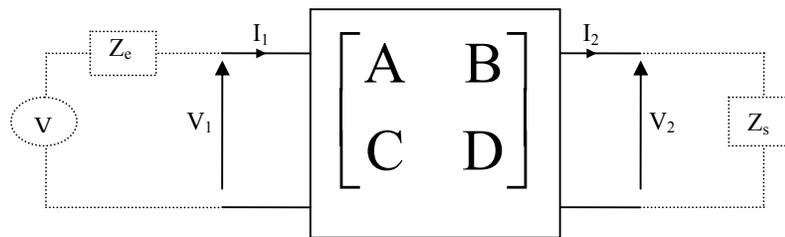


Figure V-3 : Quadripôle électrique équivalent

$$\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \\ \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \end{bmatrix} \quad \text{EQ - V-1}$$

$$= \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l_i) & Z_0 \sinh(\gamma l_i) \\ Z_0^{-1} \sinh(\gamma l_i) & \cosh(\gamma l_i) \end{bmatrix}$$

Où γ est la constante de propagation, Z_0 est l'impédance caractéristique et l_i est la longueur de la ligne.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad \text{EQ - V-2}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

G et C sont respectivement les conductances et capacités linéiques, R, L sont respectivement la résistance et l'inductance linéique. L'impédance d'entrée est calculée à partir de la relation :

$$Z_{in} = \frac{A \cdot Z_s + B}{C \cdot Z_s + D} \quad \text{EQ - V-3}$$

La fonction de transfert du quadripôle a pour expression suivante :

$$H_Q(f) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{A} \quad \text{EQ - V-4}$$

Et la fonction de transfert totale s'écrit :

$$H_{tot}(f) = \frac{V_2}{V_e} = \frac{Z_s}{A \cdot Z_s + B + C \cdot Z_e \cdot Z_s + D \cdot Z_e} \quad \text{EQ - V-5}$$

V.2.1.2. Chaîne de transmission avec multi-branches

Les branches dans une chaîne de transmission d'un réseau électrique seront modélisées par leurs impédances d'entrées, afin de pouvoir modéliser les différents équipements branchés sur le réseau. Dans ce cas nous avons des matrices ABCD dites "spéciales" :

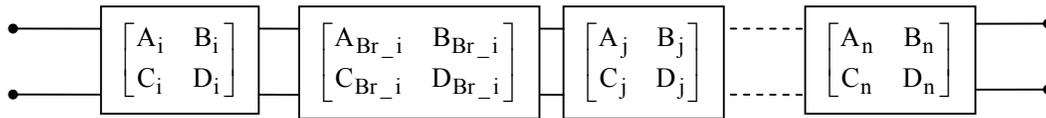


Figure V-4 : Chaîne de transmission électrique

V.2.1.2.1. Impédance d'entrée en parallèle

Dans cette configuration, l'impédance d'entrée de la branche est en parallèle comme le montre la figure V-5.

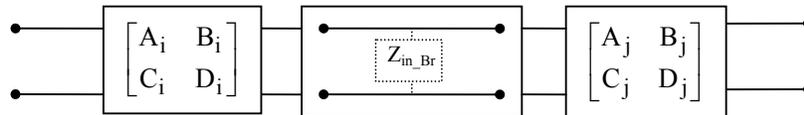


Figure V-5 : Impédance d'entrée en parallèle

La matrice ABCD prend la forme suivante :

$$ABCD_{Br} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{in_Br}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{EQ - V-6}$$

Dans le cas où la branche est en circuit ouvert ($\lim_{Z_s \rightarrow \infty} Z_{in}$), $ABCD_{Br}$ a pour expression :

$$ABCD_{Br} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{C_{BR}}{A_{BR}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{EQ - V-7}$$

V.2.1.2.2. Impédance d'entrée en série

La figure V-6 montre le cas où l'impédance d'entrée de la branche est en série avec le premier conducteur.

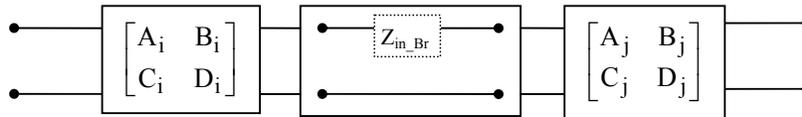


Figure V-6 : Impédance d'entrée en série

La matrice équivalente $ABCD_{Br}$ prend la forme suivante :

$$ABCD_{Br} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{in_Br} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{EQ - V-8}$$

V.2.1.2.3. Transformateur en parallèle

Dans le cas où un transformateur électrique est placé en parallèle comme le montre la configuration sur la figure V-7.

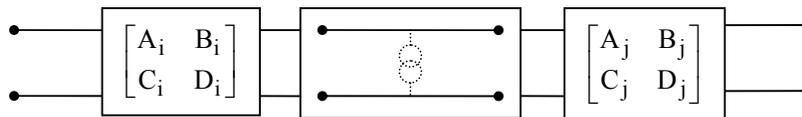


Figure V-7 : Transformateur électrique en parallèle

La matrice $ABCD_{Br}$ a pour expression :

$$ABCD_{Br} = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & \frac{1}{k} \end{bmatrix} \quad \text{EQ - V-9}$$

Où k est le facteur de transformation.

V.2.1.2.4. Fonction de transfert équivalente

La fonction de transfert d'une chaîne de transmission constituée de n nœuds est donnée par la multiplication de n matrices correspondantes :

$$H_{chaîne}(f) = \prod_{i=1}^n ABCD_{(i)} \cdot ABCD_{Br(i)} \quad \text{EQ - V-10}$$

Avec cette approche, chaque ligne est représentée par un quadripôle avec sa matrice de transfert respective. Cette méthode nécessite une connaissance et une maîtrise de la théorie de circuits et de la théorie de ligne de transmission.

Afin de valider cette approche, nous avons effectué une comparaison entre les résultats fournis par notre code de calcul et ceux obtenus expérimentalement [TSU02].

A titre d'exemple, un réseau composé de trois lignes (L_1 , L_2 , L_3) et de deux branches (Br_1 , Br_2) a été étudié (Figure V-8) afin de calculer la fonction de transfert totale.

Z_{Br_1} et Z_{Br_2} sont respectivement les impédances de sortie Br_1 et Br_2 .

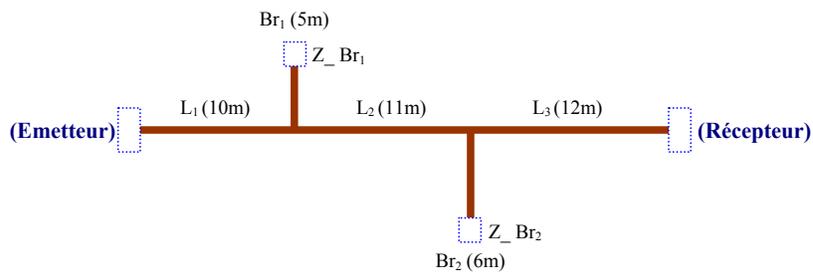
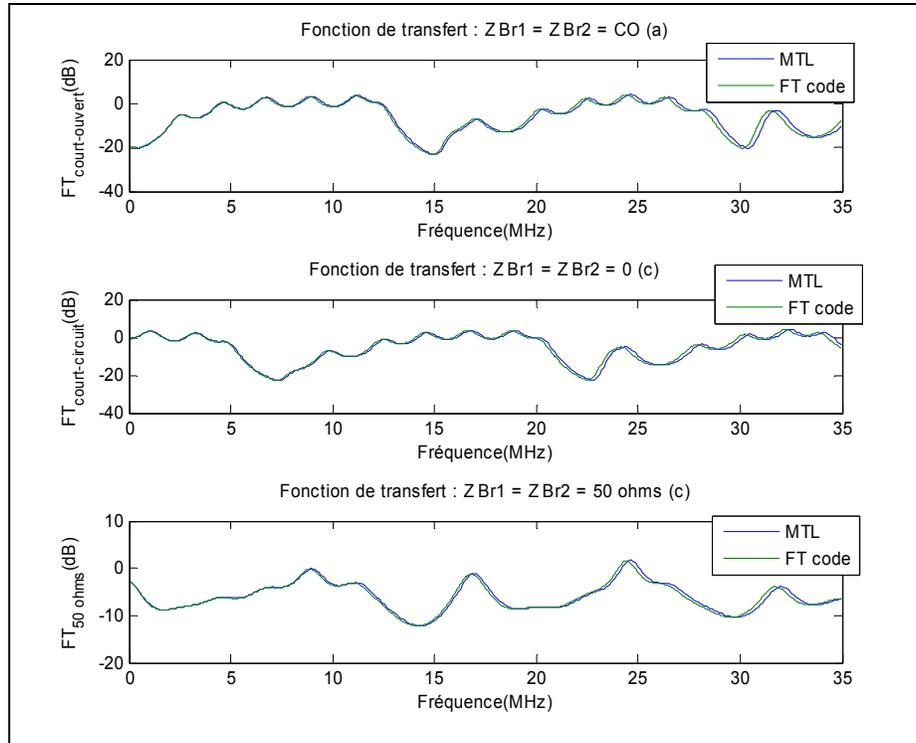


Figure V-8 : Configuration du réseau électrique étudié

Les résultats présentés sur la figure V-9 sont relatifs à la fonction de transfert obtenue à la fois par la l'approche MTL et notre code de calcul noté "FT code" pour les trois configurations suivantes: circuit-ouvert ($Z_{Br_1} = Z_{Br_2} = \infty$), court-circuit ($Z_{Br_1} = Z_{Br_2} = 0$) et chargé par une impédance résistive ($Z_{Br_1} = Z_{Br_2} = 50\Omega$). Dans le formalisme "MTL", les branches sont modélisées par leurs impédances d'entrées, tandis que dans notre code de calcul, une dérivation est traitée comme une ligne de transmission. On note un très bon accord entre les résultats fournis par les deux approches.



**Figure V-9 : Comparaison des fonctions de transfert calculées par les codes MTL et FT code
(a) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = \infty$, (b) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = 0$, (c) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = 50 \Omega$**

V.2.2. Modèle à multi-nœuds " Mpath "

Cette méthode est souvent utilisée pour modéliser les systèmes de télécommunications, tandis que la méthode MTL est plus appropriée pour l'étude des circuits et des systèmes filaires.

La réponse fréquentielle $H(f)$ d'une ligne de transmission peut être exprimée en fonction de la constante de propagation γ . La tension le long du câble calculée à une abscisse x ($x=0, \dots, L$, où L est la longueur du câble) a pour expression [CHE92]:

$$V(x) = H(f) \cdot V(0) \quad \text{EQ - V-11-a}$$

$$H(f) = e^{-\gamma(f)x} = e^{-\alpha(f)x} \cdot e^{-j\beta(f)x} \quad \text{EQ - V-11-b}$$

Avec, $V(0)$ la tension source, α la constante d'atténuation et β la constante de phase.

En connaissant la constante de propagation, la réponse fréquentielle d'une ligne électrique en un point quelconque peut donc être calculée à partir de l'équation EQ - V-11.

Dans une configuration telle que celle présentée sur la figure V-2, une partie du signal se réfléchit vers l'émetteur au niveau des nœuds (branches) en raison de la variation d'impédance et le reste de l'énergie se propage le long de la ligne L [CHA75].

Par la suite, le réseau étudié sera découpé en plusieurs sous réseaux au niveau de chaque nœud comme l'indique la figure V-10. Le coefficient de réflexion P est défini au niveau de chaque nœud (jonction) comme le rapport entre la puissance réfléchie du signal et la puissance incidente.

De la même manière, le coefficient de transmission r au niveau des nœuds est défini comme le rapport entre la puissance transmise et la puissance totale reçue. Notons que les coefficients de réflexion et de transmission sont des grandeurs comprises entre un et zéro et qu'au niveau de chaque nœud la somme de tous les coefficients de transmission et de réflexion est égale à 1.

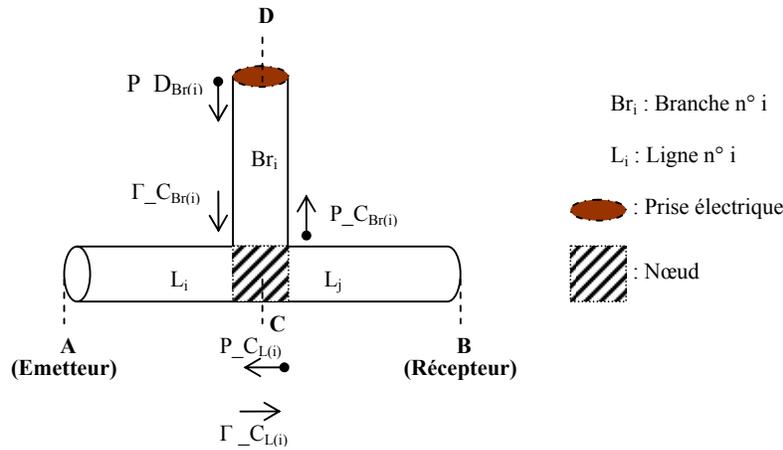


Figure V-10 : Propagation d'un signal dans une ligne comportant une branche

Lorsque le signal traverse une jonction, il est multiplié par le coefficient de transmission correspondant, et de même lorsqu'il se réfléchit au niveau d'un nœud, c'est le coefficient de réflexion relatif à cette jonction qui conditionne le niveau du signal de retour.

De manière générale, la propagation d'un signal de l'émetteur vers le récepteur sera conditionnée par un facteur g , obtenu à partir du produit des coefficients de réflexion et de transmission de tous les nœuds situés le long du parcours.

Dans le cas de la configuration de la figure V-10, les lignes L_i , L_j et Br_i ont respectivement les longueurs l_i , l_j et l_{Br_i} et les impédances caractéristiques Z_{l_i} , Z_{l_j} et $Z_{l_{Br_i}}$.

Pour simplifier le problème, nous considérons $Z_A = Z_{l_i}$ et $Z_B = Z_{l_j}$. Aux points C et D, les facteurs de réflexion correspondants sont notés : $P_{C_{L(i)}}$, $P_{C_{Br(i)}}$ et $P_{D_{Br(i)}}$, et, les facteurs de transmission sont notés $\Gamma_{C_{L(i)}}$, $\Gamma_{C_{Br(i)}}$.

Les facteurs de réflexion et de transmission sont calculés à partir des expressions suivantes :

$$P_{C_{L(i)}} = \frac{\frac{Z_{l_j} \cdot Z_{l_{Br_i}}}{Z_{l_j} + Z_{l_{Br_i}}} - Z_{l_i}}{\frac{Z_{l_j} \cdot Z_{l_{Br_i}}}{Z_{l_j} + Z_{l_{Br_i}}} + Z_{l_i}} \quad \text{EQ - V-12}$$

$$P_{-}C_{Br(i)} = \frac{\frac{Z_{lj} \cdot Z_{li}}{Z_{lj} + Z_{li}} - Z_{lj}}{\frac{Z_{lj} \cdot Z_{li}}{Z_{lj} + Z_{li}} + Z_{lj}} \quad \text{EQ - V-13}$$

$$P_{-}D_{Br(i)} = \frac{Z_D - Z_{lj}}{Z_D + Z_{lj}} \quad \text{EQ - V-14}$$

Où, Z_D est l'impédance du terminal branché au point D.

$$\Gamma_{-}C_{L(i)} = 1 - |P_{-}C_{L(i)}| \quad \text{EQ - V-15}$$

$$\Gamma_{-}C_{Br(i)} = 1 - |P_{-}C_{Br(i)}| \quad \text{EQ - V-16}$$

Avec ces différents paramètres relatifs à la configuration étudiée, la propagation du signal de l'émetteur vers le récepteur peut s'effectuer par un nombre infini de trajets possibles, dus aux réflexions multiples. Le tableau V-1 présente les différentes combinaisons possibles pour un nombre d'itération "It" (ou : $k=1, \dots, It$).

Tableau V-1 : Propagation du signal dans le réseau étudié

Itération	Parcours du signal	facteur d'atténuation "g _k "	Longueur "d _k "
1	A→C→B	$\Gamma_{-}C_{L(i)}$	$l_i + l_j$
2	A→C→D→C→B	$\Gamma_{-}C_{L(i)} \cdot P_{-}D_{Br(i)} \cdot \Gamma_{-}C_{Br(i)}$	$l_i + l_j + 2 \cdot l_{Bri}$
⋮			⋮
It	A→C→(D→C) ^{It-1} →B	$\Gamma_{-}C_{L(i)} \cdot P_{-}D_{Br(i)} \cdot (P_{-}D_{L(i)} \cdot P_{-}D_{Br(i)})^{It-2} \cdot \Gamma_{-}C_{Br(i)}$	$l_i + l_j + 2(It - 1)l_{Bri}$

A l'aide de ces coefficients de pondération, nous avons ensuite modélisé la fonction de transfert du réseau comme étant la somme des parcours multiples ayant des longueurs et des facteurs d'atténuation différents. En considérant l'équation EQ-V-11, la fonction du transfert du sous réseau de la figure V-10 peut ainsi s'exprimer par la relation suivante:

$$H(f) = \sum_{k=1}^{It} g_k e^{-\alpha(f)d_k} \cdot e^{-j\beta(f)d_k} \quad \text{EQ - V-17}$$

Où, It est le nombre maximum d'allers-retours parcourus dans la branche avant d'atteindre le récepteur, d_k et g_k sont respectivement la longueur et le facteur d'atténuation du parcours numéro k.

V.2.2.1. Détermination de la fonction de transfert totale

La fonction de transfert d'une chaîne de transmission constituée de N nœuds s'obtient en effectuant la multiplication des N fonctions de transfert correspondantes.

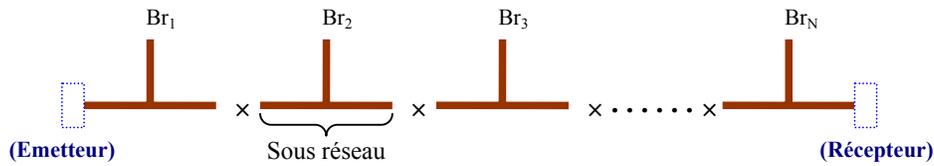


Figure V-11 : Approximation de la fonction de transfert du réseau global

Chaque sous réseau est représenté par sa fonction de transfert respective, et la fonction de transfert équivalente est obtenue par la multiplication des N fonctions de transfert relatives à chaque sous réseau.

$$H_{total}(f) = H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot \dots \cdot H_N(f) \quad \text{EQ - V-18}$$

Dans cette partie nous allons confronter les résultats obtenus avec la méthode présentée (notée Mpath) à ceux calculés par notre code (FT code). La première méthode (Mpath) utilise les coefficients de réflexion et de transmission au niveau de chaque nœud (jonction) pour modéliser le réseau alors que notre code est basé sur la théorie des lignes de transmission. La configuration représentée sur la figure V-12 a été considérée pour effectuer la comparaison entre les deux approches.

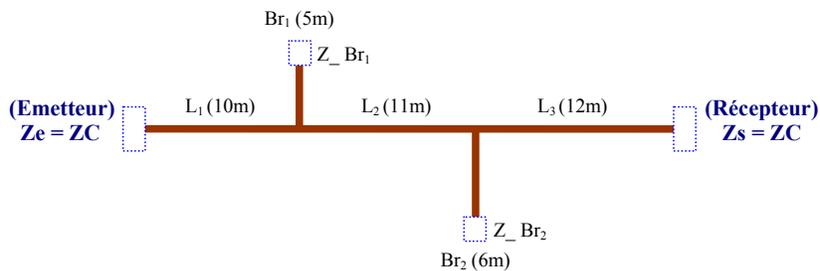


Figure V-12 : Schéma de la configuration du réseau étudié

En premier lieu, la comparaison a été effectuée pour les deux configurations suivantes : avec et sans charges au niveau des sorties des branches : $Z_{Br} = 0$ et $Z_{Br} = \infty$. En second lieu, nous avons considéré le cas où les branches sont terminées sur une impédance résistive de 50 ohms (Figure V-13).

Les résultats obtenus par l'approche "Mpath" ont, par ailleurs, été validés à l'aide de résultats expérimentaux donnés dans [MEN02]. Là encore, on note la validité de notre approche, le faible écart qu'on peut constater est dû aux simplifications faites dans l'équation EQ-V-17 relative au formalisme Mpath.

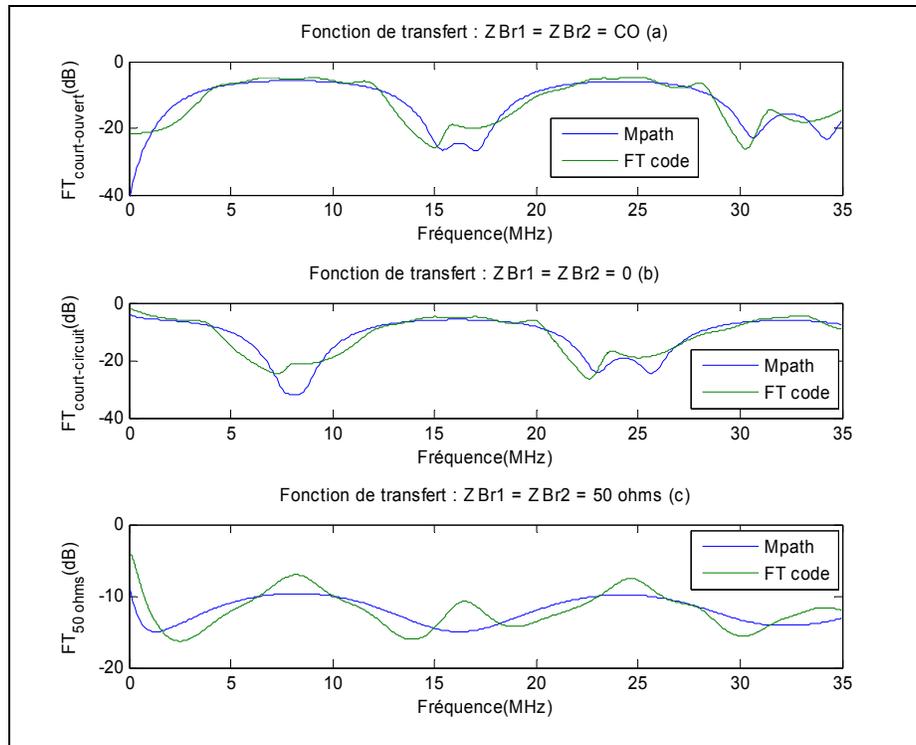


Figure V-13 : Comparaison des fonctions de transfert calculée par les codes Mpath et FT code
(a) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = \infty$, (b) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = 0$, (c) : $Z_{Br1} = Z_{Br2} = 50 \Omega$

V.2.3. Exemple de fonction de transfert pour un réseau domestique

La configuration représentée sur la figure V-14 a été modélisée à la fois par l'approche MTL (paragraphe VI.2.1) et par notre code de calcul noté "code FT" (Voir § VI.2.1.2.4), afin d'évaluer la fonction de transfert totale (V_s/V_e).

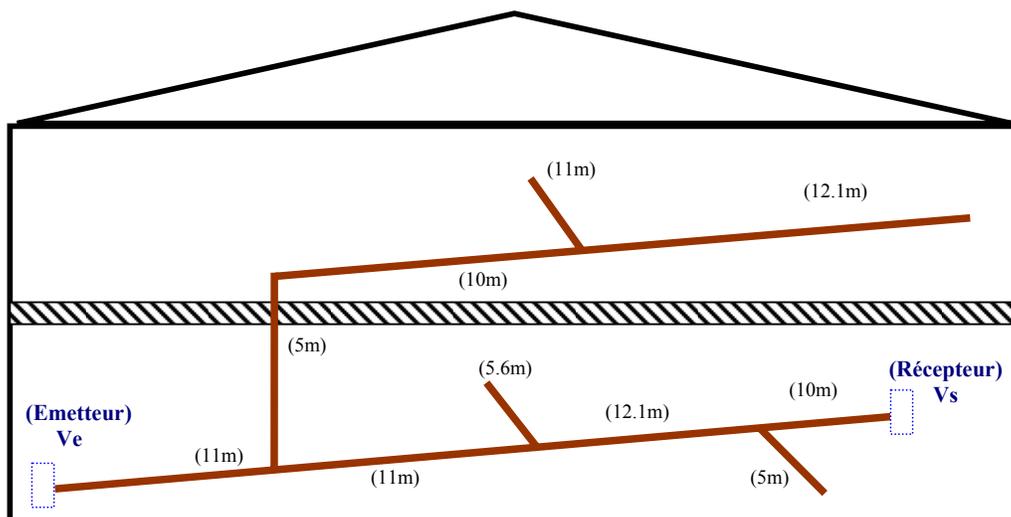


Figure V-14 : Configuration étudiée dans la cas d'un réseau domestique

Une comparaison entre les résultats obtenus à l'aide des deux approches est effectuée sur les courbes de la figure V-15. On constate que, pour la configuration étudiée, les deux approches donnent des résultats très proches.

Les faibles écarts constatés sont dus aux simplifications et aux hypothèses introduites dans le formalisme "MTL", qui modélise les branches par leurs impédances d'entrée. La longueur du câble étant liée à la fréquence par la relation $L(m) = \epsilon \cdot 10^{-8} / F(\text{MHz})$, on note, qu'à partir de 18 MHz, les pics de résonances sont légèrement décalés. Notons que cette fréquence correspond à une longueur ~11 mètres, distance à laquelle se situe la première dérivation.

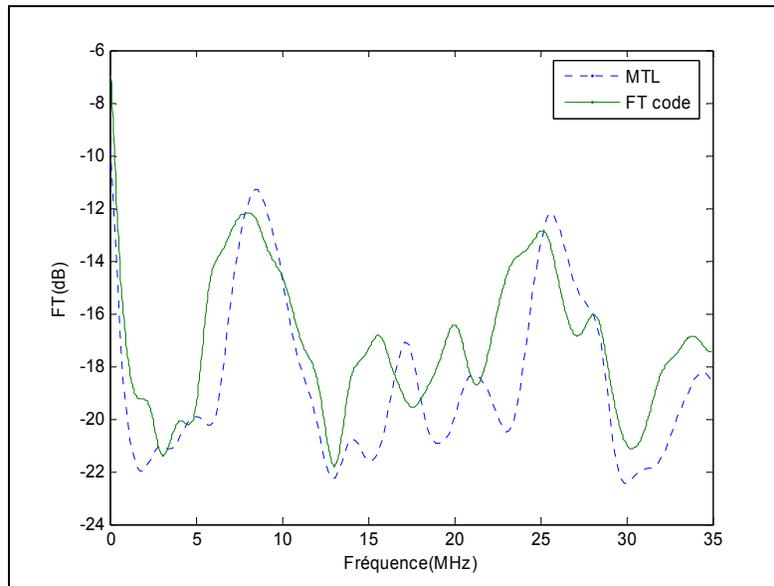


Figure V-15 : Comparaison des fonctions de transfert calculées par les codes MTL et FT code

V.3. Validation expérimentale du code de calcul développé

Dans ce paragraphe on se propose de valider notre code de simulation en effectuant une comparaison avec des résultats de mesures réalisées sur des câbles d'énergie utilisés dans un réseau domestique. Les mesures ont été effectuées sur un câble d'énergie comportant 3 conducteurs (Phase, neutre, terre) et ayant une longueur de 20 mètres. Il est situé à une hauteur de 80 cm au dessus d'un sol parfaitement conducteur.

V.3.1. Résultats concernant les émissions conduites

Dans ce cas, le niveau du signal injecté est identique à celui correspondant au gabarit des systèmes PLC afin de vérifier les limites d'émission conduite définies dans les normes. Les niveaux des émissions calculés sont comparés aux limites en conduction de la norme EN55022 extrapolées pour les classes A et B. La paire considérée est fermée sur une résistance de charge (50 Ω) correspondant à l'impédance d'entrée des modems.

La figure V-16 présente une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure concernant les émissions conduites. Le bon accord observé entre l'expérimentation et le calcul montre la validité de l'outil de simulation.

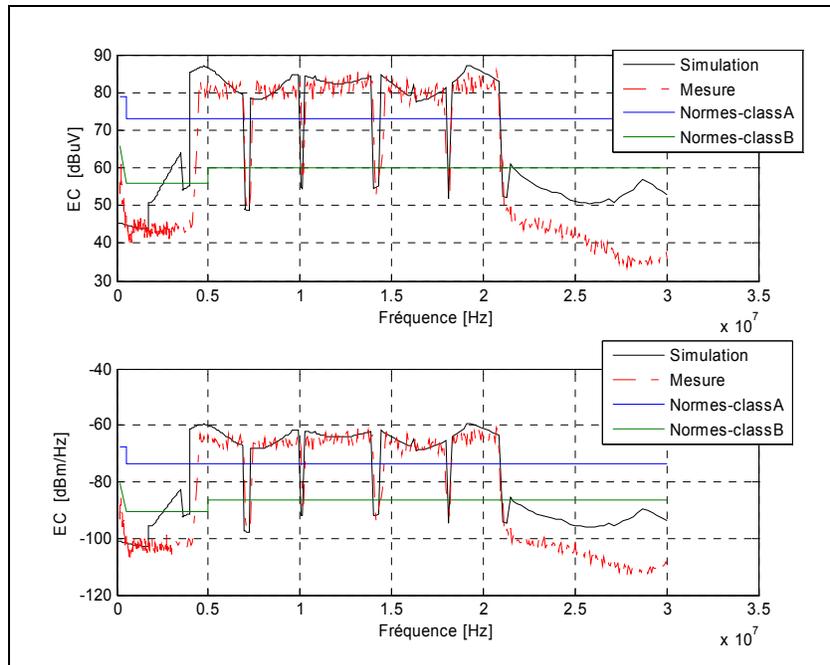


Figure V-16 : Comparaison des émissions conduites mesurées et simulées d'une transmission PLC

V.3.2. Résultats concernant les émissions rayonnées

Les mesures du rayonnement auxquelles vont être comparés les résultats de simulation ont été effectuées dans la bande de fréquence PLC. Le câble d'énergie de longueur 20 m est positionné sur des tréteaux à 80cm du plan de masse. Les valeurs du champ électromagnétique sont mesurées à une distance de 1m par rapport au milieu du câble. Les courbes de la figure V-17 représentent la comparaison des champs électriques.

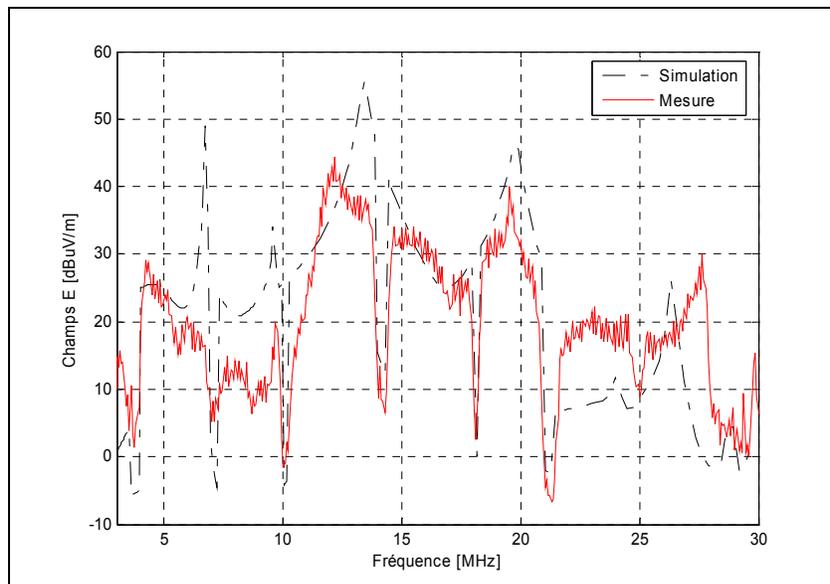


Figure V-17 : Comparaison des champs électriques simulés et mesurés

Les courbes de la figure V-18 correspondent au champ magnétique rayonné par un câble d'énergie dans la même configuration. Là encore, les émissions rayonnées calculées sont en accord avec les résultats de mesures.

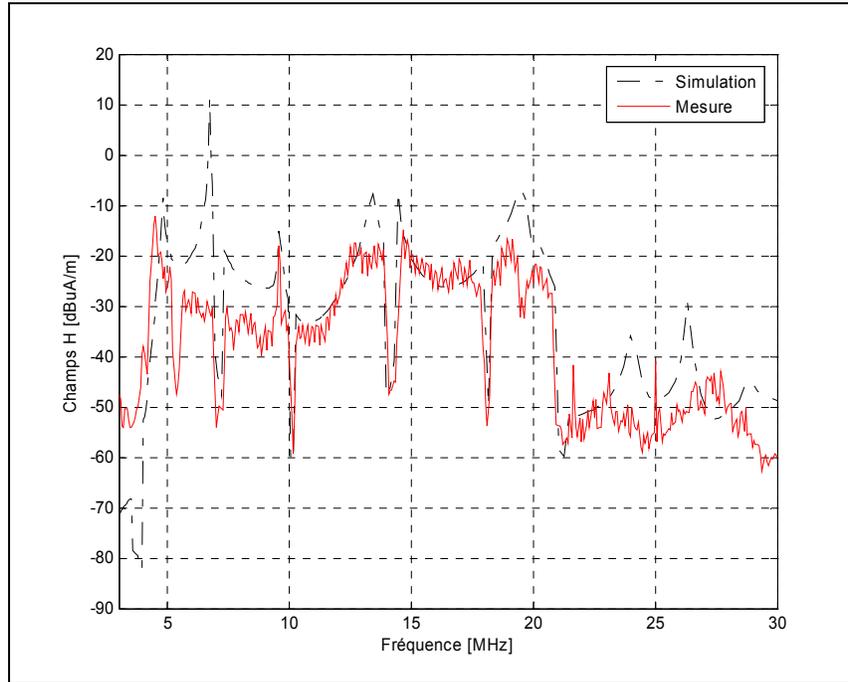


Figure V-18 : Comparaison des champs magnétiques simulés et mesurés

Les hypothèses faites dans l'approche théorique, et l'imprécision de la mesure liée à la bande passante des appareils de mesure expliquent les écarts constatés entre les résultats.

V.4. Etude paramétrique d'une transmission PLC

L'objectif de cette étude paramétrique, est d'analyser l'influence de l'ensemble des paramètres qui agissent, d'une part, sur la fonction de transfert et d'autre part, sur le niveau des émissions conduites d'une liaison de type PLC.

V.4.1. Influence d'une dérivation sur la fonction de transfert

Dans ce paragraphe on considère, la configuration représentée sur la figure V-19, constituée de deux lignes et d'une dérivation Br de longueurs respectives L_1 , L_2 et L_{Br} . La branche est terminée sur une résistance notée Z_{S_Br} .

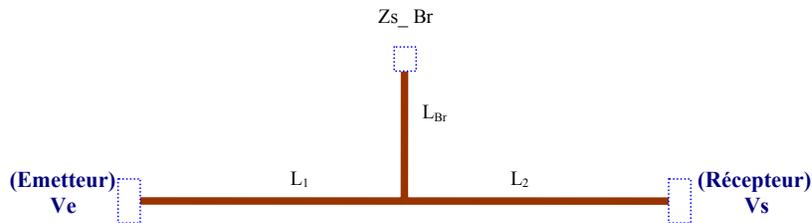


Figure V-19 : La configuration du réseau étudié

Nous avons développé la fonction de transfert équivalente qui tient compte des différents paramètres, son expression analytique est donnée par la relation suivante :

$$H(f, L_1, L_2, L_{Br}, Z_{s_Br}) = \frac{V_s}{V_e}$$

$$= \left[\left(\cosh(\gamma L_1) + \frac{Z_0 \sinh(\gamma L_1)}{\cosh(\gamma L_{Br}) \cdot Z_{s_Br} + Z_0 \sinh(\gamma L_{Br})} \right) \times \cosh(\gamma L_2) \right. \\ \left. + Z_0 \sinh(\gamma L_1) \cdot Z_0^{-1} \sinh(\gamma L_2) \right]^{-1} \quad \text{EQ - V-19}$$

Où γ est la constante de propagation, Z_0 est l'impédance caractéristique.

V.4.1.1. Variation de la longueur de la dérivation L_{Br}

Les résultats de simulation présentés sur la figure V-20 ont été obtenus pour un câble d'énergie, dont la longueur de la dérivation L_{Br} varie entre 1 et 100 mètres, les valeurs des autres paramètres de la simulation sont : $L_1 = 10$ m, $L_2 = 20$ m, $Z_{Br} = 50$ ohms.

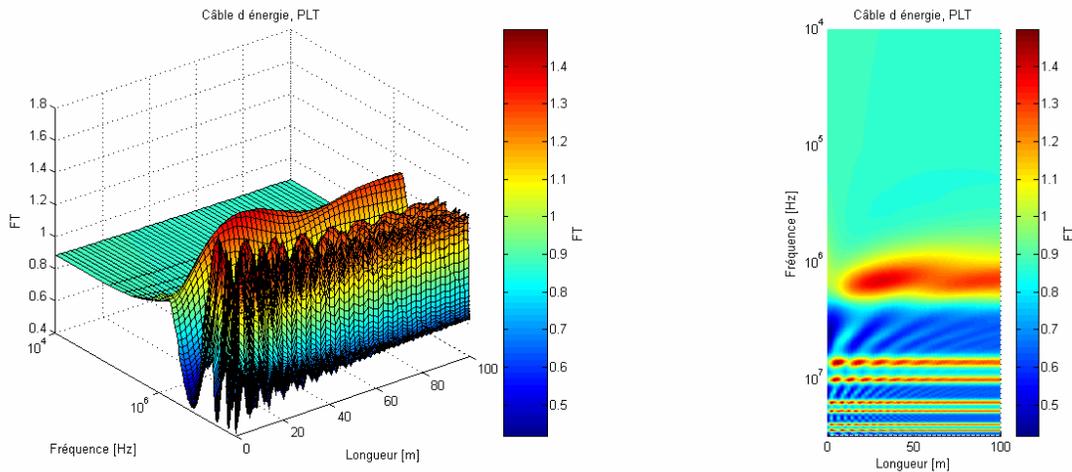


Figure V-20 : Fonction de transfert d'une transmission PLC : impact de la longueur de la dérivation

La variation de la longueur L_{Br} conduit à une variation des impédances d'entrée et de sortie, ce qui entraîne une modification des coefficients de réflexion et donc une modification des fréquences de résonance. Ce phénomène se manifeste nettement pour les petites longueurs et est masqué quand la longueur L_{Br} dépasse les 50 mètres.

V.4.1.2. Variation de la charge terminale Z_{Br}

Nous considérons toujours la même configuration représentée sur la figure V-19, les valeurs des autres paramètres de la simulation sont : $L_1 = 10\text{m}$, $L_2 = 20\text{ m}$, $L_{Br} = 30\text{ m}$. De manière générale, un réseau domestique est confronté à de multiples usages quotidiens se traduisant par le branchement de différents équipements à ce réseau.

L'évolution de la fonction de transfert en fonction de la valeur de la charge branchée sur le réseau est abordée dans ce paragraphe, la figure V-21 les variations de la fonction de transfert lorsque l'impédance Z_{Br} varie entre 0 et 600 ohms.

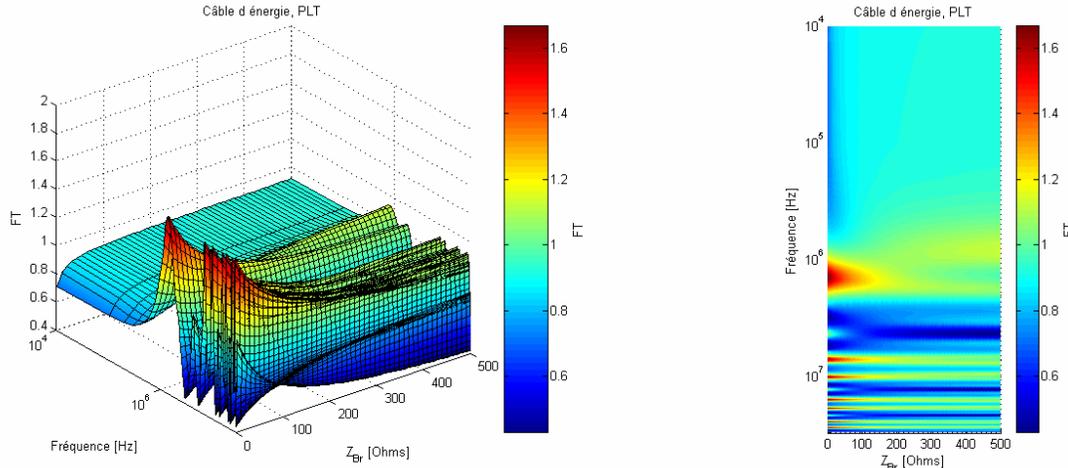


Figure V-21 : Fonction de transfert d'une transmission PLC : impact de la charge Z_{Br}

Les courbes de la figure V-21 montrent que l'impact des charges sur la fonction de transfert se manifeste pour des valeurs d'impédance Z_{Br} inférieures à 200 Ohms. Par contre, une valeur de Z_{Br} importante a pour conséquence d'influer fortement sur l'impédance équivalente de la branche et de ce fait, n'a plus d'effet majeur sur la fonction de transfert.

V.4.2. Influence de la longueur du canal sur les émissions conduites

L'évolution du niveau des émissions conduites en fonction de la longueur de la ligne est abordée dans ce paragraphe. Nous considérons un câble d'énergie constitué de trois conducteurs, situé à 1 mètre au dessus d'un sol parfaitement conducteur, la longueur varie entre 1 et 100 mètres. Le niveau de signal injecté est identique à celui correspondant au gabarit de systèmes PLC.

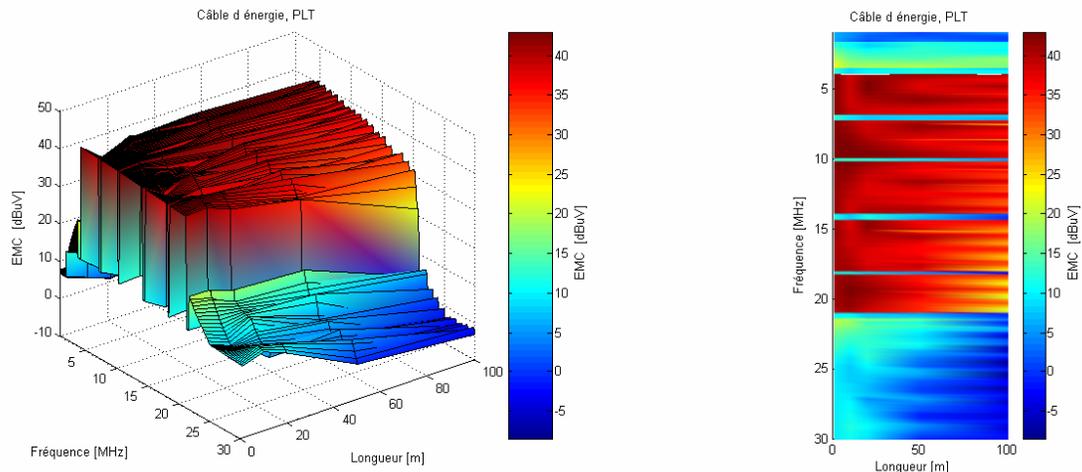


Figure V-22 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur

Les résultats de simulation représentés sur la figure V-22 font apparaître que le niveau de l'émission conduite commence à diminuer à partir d'une longueur voisine de 50 mètres pour laquelle l'impédance d'entrée devient importante et se traduit donc par une atténuation du signal transmis.

V.4.3. Influence de la dérivation sur les émissions conduites

Dans cette partie, on modélise un câble comportant une dérivation conformément à la configuration représentée sur la figure V-19. Le signal injecté entre la phase et le neutre correspond au spectre mis en œuvre par la technologie PLC. Nous nous intéressons à l'évolution des émissions conduites en fonction de la longueur (L_{Br}) et de la charge (Z_{Br}) de la dérivation.

V.4.3.1. Influence de la longueur L_{Br}

Les deux sorties sont fermées sur une résistance de 50Ω représentant l'impédance d'entrée des modems. Le câble est situé à 1 mètre au dessus du sol et de longueur totale égale à 40 mètres ($L_1+L_2 = 40$ m), L_{Br} varie entre 1 et 60 mètres.

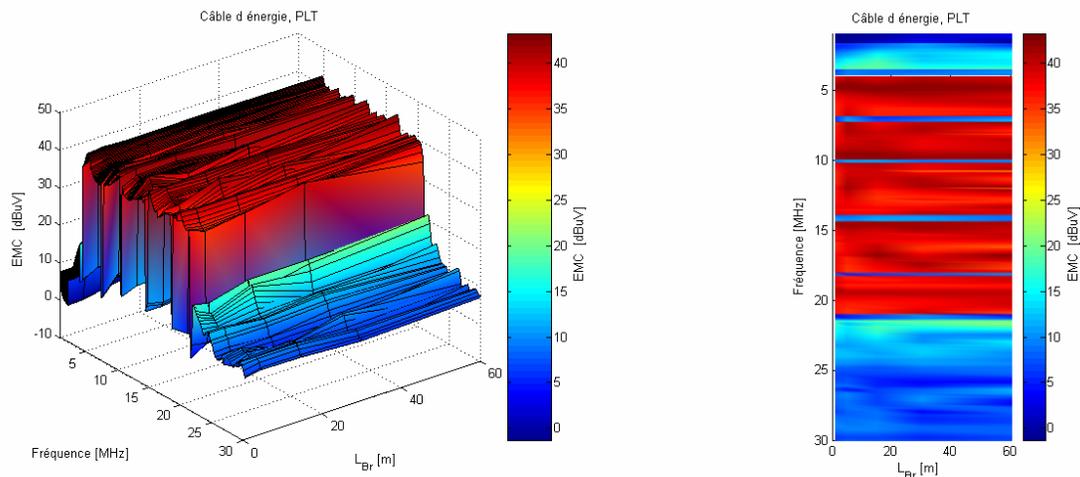


Figure V-23 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur L_{Br}

L'analyse des résultats obtenus fait apparaître : que le niveau des émissions conduites augmente avec la longueur L_{Br} . L'accroissement de la longueur L_{Br} conduit à une augmentation de l'impédance d'entrée de la dérivation ce qui a pour conséquence de multiplier les réflexions dans le câble générant ainsi une augmentation du niveau de l'émission conduite.

V.4.3.2. Influence de la charge terminale Z_{Br}

La figure V-24 montre l'évolution des émissions conduites lorsque l'impédance Z_{Br} varie entre 0 et $1 K\Omega$, les trois lignes ayant la même longueur ($L_1 = L_2 = L_{Br} = 20$ m).

L'analyse des résultats représentés sur la figure V-24 permet de faire les constatations suivantes :

- Croissance du niveau de l'émission lorsque la charge augmente;
- L'impact de la charge Z_{Br} sur les émissions conduites dépend de la longueur des différentes parties du réseau, les phénomènes de réflexion sont liés à la longueur totale et aux impédances équivalentes de chaque ligne.

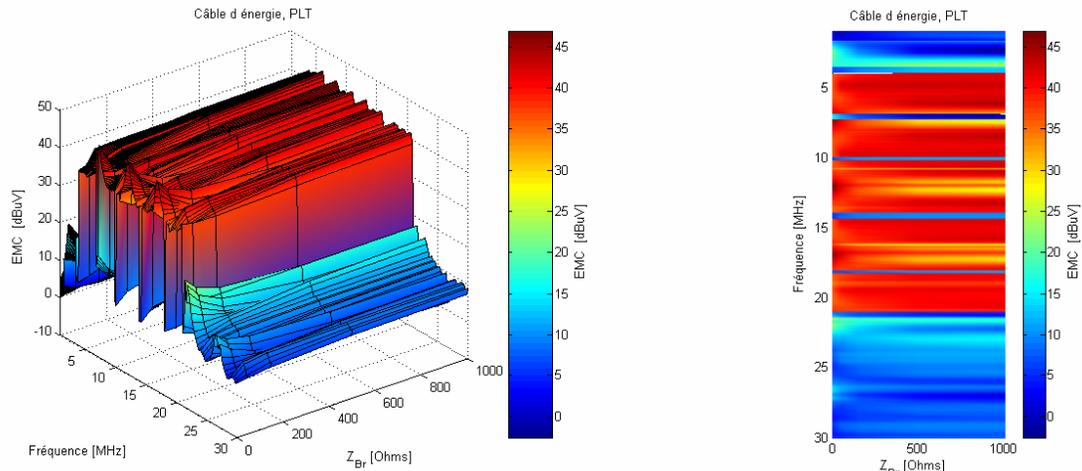


Figure V-24 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur Z_{Br}

V.5. Etude de la coexistence des systèmes PLC et xDSL

Les technologies xDSL et PLC permettent toutes les deux de transmettre de l'information à hauts débits : l'une via la paire de cuivre et l'autre via la ligne électrique. Ces deux systèmes peuvent être amenés à coexister dans les environnements collectifs tels que les immeubles, résidences étudiantes, hôtels. Dans la mesure où, ces deux technologies utilisent des bandes de fréquences qui se superposent, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent apparaître et conduire à une limitation des performances des systèmes de transmission en termes de débit, de portée ou de qualité de service.

Dans ce paragraphe, nous étudions les problèmes de cohabitation des ces deux types de transmission en modélisant globalement un réseau multifilaire réel constitué à la fois de la ligne PLC et de la ligne xDSL.

V.5.1. Modélisation de la configuration expérimentale

La configuration expérimentale étudiée est représentée sur la figure V-25.

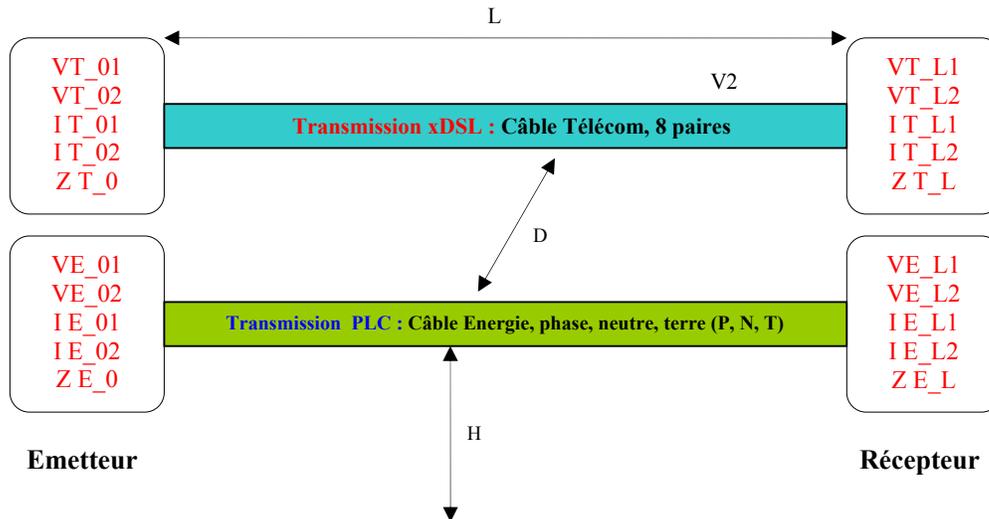


Figure V-25 : Schéma de la configuration expérimentale

Pour mener cette étude, les modems PLC ont été installés au niveau des points d'émission et de réception du câble d'énergie. La transmission xDSL effectuée sur la première paire est simulée par un analyseur de réseau associé à un amplificateur linéaire et un Balun, afin de transmettre un signal sur toute la bande de fréquence. A la réception la paire est terminée sur une résistance de 120Ω correspondant à l'impédance d'entrée des modems xDSL.

Pour caractériser le câble télécom on utilise les paramètres suivants :

- VT_01 et VT_02 sont respectivement les tensions de mode différentiel sur le conducteur 1 et 2 côté émetteur ;
- IT_01 et IT_02 sont respectivement les courants de mode différentiel sur le conducteur 1 et 2 côté émetteur ;
- ZT_0 est l'impédance en mode différentiel du côté émetteur ;
- VT_L1 et VT_L2 sont respectivement les tensions de mode différentiel sur le conducteur 1 et 2 côté récepteur ;
- IT_L1 et IT_L2 sont respectivement les courants de mode différentiel sur le conducteur 1 et 2 côté récepteur ;
- ZT_0 est l'impédance en mode différentiel du côté récepteur.

De même, pour le câble d'énergie les grandeurs suivantes sont utilisées :

- VE_01 et VE_02 sont respectivement les tensions sur la phase et neutre côté émetteur ;
- IE_01 et IE_02 sont respectivement les courants sur la phase et neutre côté émetteur ;
- ZE_0 est l'impédance en mode différentiel du côté émetteur ;
- VE_L1 et VE_L2 sont respectivement les tensions sur la phase et neutre côté récepteur ;
- IE_L1 et IE_L2 sont respectivement les courants sur la phase et neutre côté récepteur ;
- ZE_0 est l'impédance en mode différentiel du côté récepteur.

L'infrastructure complète est située à une hauteur H de 80 cm par rapport à un plan de masse parfaitement conducteur. La ligne électrique d'une longueur (L) de 20 mètres est constituée de trois conducteurs non torsadés placés aléatoirement dans une gaine souple annelée (ce type de câble est majoritairement utilisé dans les habitations). Le câble téléphonique 8 paires, d'une longueur (L) de 20 mètres, est placé à une distance D du câble électrique.

Le signal PLC a été caractérisé, afin de déterminer le couplage existant entre la ligne électrique et le câble téléphonique.

Les paramètres linéiques de l'ensemble câble Télécom et câble d'énergie, tous deux situés à une hauteur H du plan de masse, ont été déterminés. Ils ont été calculés en prenant en compte les données géométriques et les résultats de mesures de chacun des deux câbles (Voir Tableau V-2).

La mesure des résistances linéiques R (termes diagonaux) relatives aux conducteurs des deux câbles a été réalisée dans la bande de fréquence 10kHz – 30 MHz. Les valeurs finales sont obtenues à

l'aide de l'équation EQ-III-38 (Voir § III.6.1.2). La détermination des paramètres R_0 , a , b , c et d , permet ensuite d'évaluer l'évolution fréquentielle des pertes dans les câbles en insérant ces paramètres dans l'outil de calcul.

Tableau V-2 : Paramètres linéiques (câble Télécom + câble énergie)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9 (Phase)	10 (neutre)	11 (terre)							
1	Paramètres propres (Télécom)	Paramètres mutuels (Télécom)						Paramètres mutuels (Télécom - Energie)										
2																		
3													Paramètres propres (Télécom)	Paramètres mutuels (Télécom)				
4																		
5													Paramètres mutuels (Télécom)	Paramètres propres (Télécom)	Paramètres mutuels (Télécom - Energie)			
6																		
7													Paramètres mutuels (Télécom)		Paramètres propres (Télécom)	Paramètres mutuels (Télécom - Energie)		
8																		
9 (Phase)	Paramètres mutuels (Télécom - Energie)								Paramètres propres (Energie)	Paramètres mutuels (Energie)								
10 (neutre)									Paramètres mutuels (Energie)	Paramètres propres (Energie)	Paramètres mutuels (Energie)							
11 (terre)									Paramètres mutuels (Energie)	Paramètres mutuels (Energie)	Paramètres propres (Energie)							

V.5.1.1. Couplage entre les deux lignes : Comparaison théorie - expérience

Dans ce paragraphe on évalue les tensions de mode différentiel induites sur le câble téléphonique par le câble électrique véhiculant un signal PLC et situé à une distance $D = 10$ cm.

Les résultats de la figure V-26 montrent les signaux générés sur le câble de télécommunications, obtenus à la fois par la simulation numérique et par la mesure. La courbe verte correspond au bruit stationnaire mesuré sur la ligne xDSL en l'absence de signaux PLC.

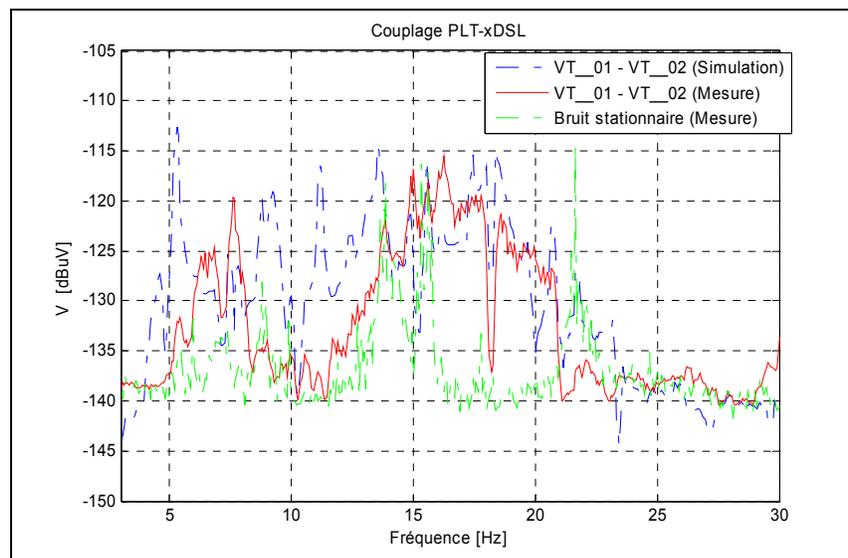


Figure V-26 : Couplage entre lignes électrique et téléphonique

Les courbes de la figure V-27 représentent la DSP du signal PLC injecté en mode différentiel sur le câble d'énergie (entre phase et neutre).

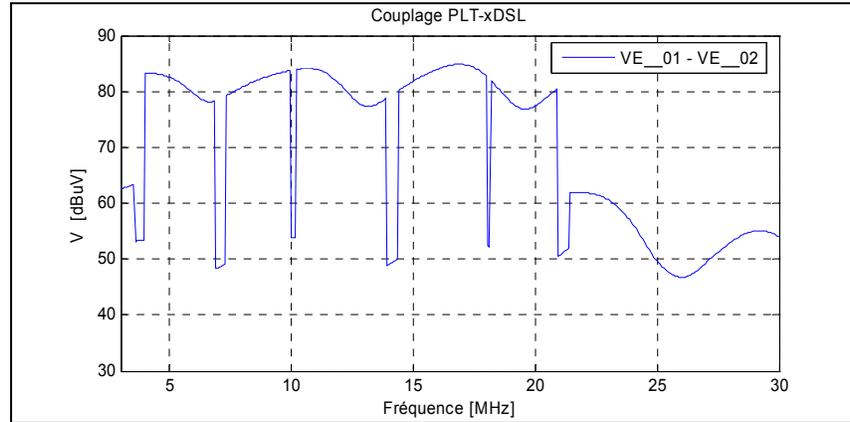


Figure V-27 : DSP du spectre PLC

On note que l'évolution du couplage en fonction de la fréquence est globalement bien reproduite par notre approche. Les écarts que l'on peut constater entre les résultats de simulation et de mesure sont dus en partie, aux imprécisions liées à la difficulté de mesurer un signal de faible niveau (noyé dans le bruit).

V.5.1.2. Influence de la Distance D

L'évolution du couplage en fonction de la distance D séparant le câble d'énergie et le câble de télécommunications est représentée sur la figure V-28.

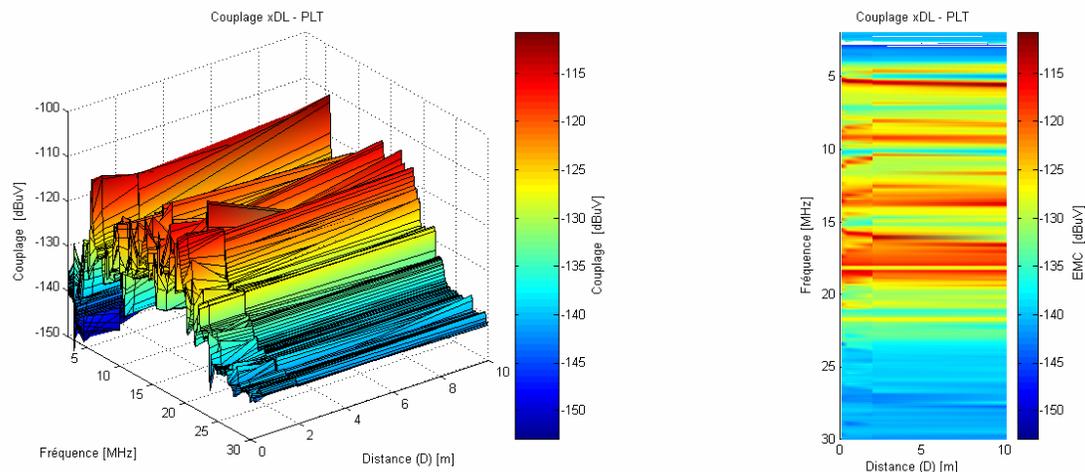


Figure V-28 : Couplage PLC – xDSL : impact de la distance entre les câbles

On note que le niveau du couplage diminue lorsque la distance D augmente pour tendre rapidement vers le niveau du bruit stationnaire. Le couplage est maximum quand les deux câbles sont collés et atteint $-95 \text{ dB}\mu\text{V} / \text{Hz}$.

V.5.1.3. Influence de la Distance D_x

Nous abordons dans ce paragraphe l'évolution du couplage PLC – xDSL en faisant varier la distance D_x relative au point d'évaluation de la tension induite (Figure V-29). En effet, le modem xDSL pouvant être installé sur différentes prises de l'ITC, il convient de voir comment évoluent les tensions induites en fonction de la distance D_x . Dans notre cas, les câbles se situent à une hauteur de 1 mètre au dessus de sol et ils sont à une distance de 10 cm l'un de l'autre. Les câbles de télécommunications et d'énergie sont respectivement terminés sur des charges de 120 et 50 Ω .

Le couplage a été évalué pour une distance d'observation D_x allant de 1 à 100 mètres (Figure V-29).

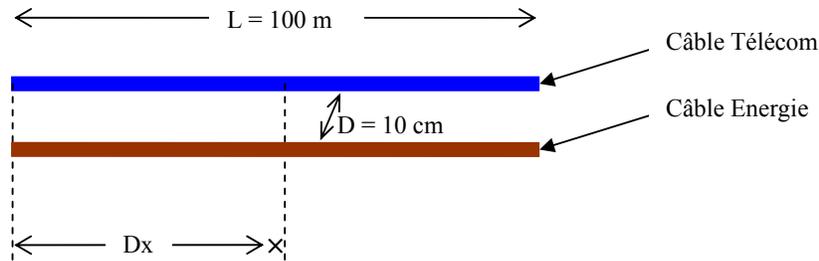


Figure V-29 : Configuration géométrique étudiée

Les courbes de la figure V-30 représentent l'évolution du couplage en fonction de la distance D_x .

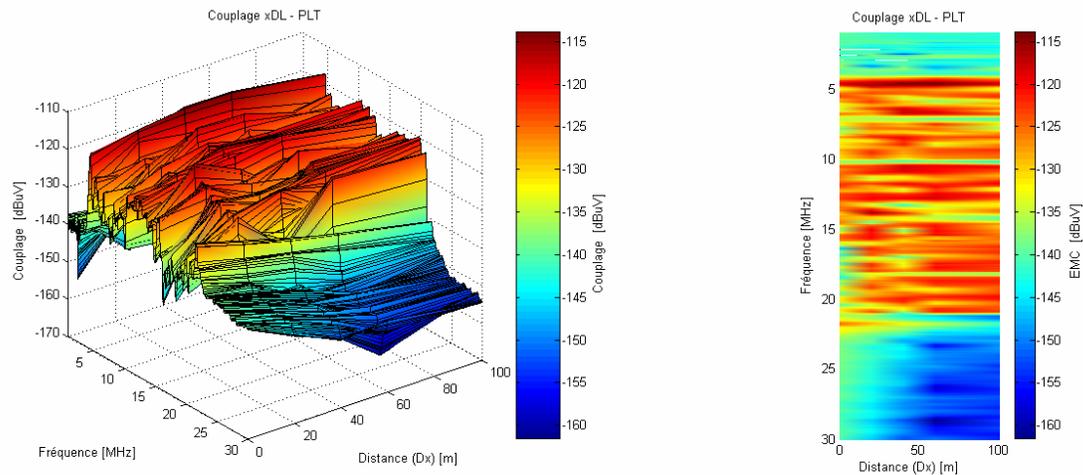


Figure V-30 : Couplage PLC – xDSL : impact de la distance D_x

On note que la distance D_x a un impact sur la position des pics de résonances et que globalement le niveau des tensions est atténué de ~ 10 dB environ. Les niveaux les plus importants étant obtenus pour une bande de fréquences allant de 5 à 20 MHz.

V.5.1.4. Influence de la longueur de cohabitation L_x

Dans les installations domestiques ou professionnelles, les câbles d'énergie et de télécommunications peuvent être amenés à cheminer ensemble uniquement sur une certaine longueur. Afin d'étudier l'impact de ce cheminement, on s'intéresse ici à l'évolution du couplage PLC – xDSL en fonction de la longueur L_x du câble d'énergie (Figure V-31).

Le couplage en termes de tension de mode différentiel induite à l'extrémité du câble de télécommunications a été simulé pour une longueur L_x variant de 5 à 100 mètres. Les câbles de télécommunications et d'énergie sont respectivement terminés sur des charges de 120 et 50 Ω .

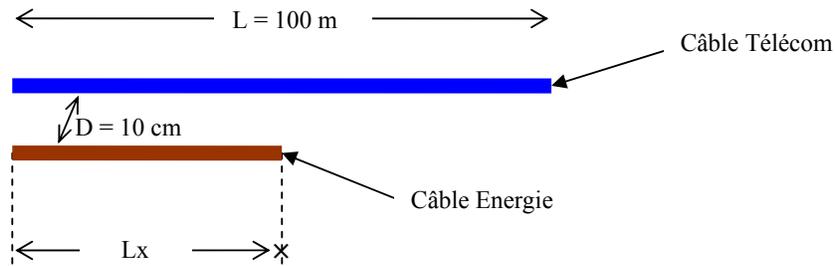


Figure V-31 : Influence de la longueur du câble d'énergie L_x

Les courbes de la figure V-32 représentent le couplage en fonction de la longueur L_x .

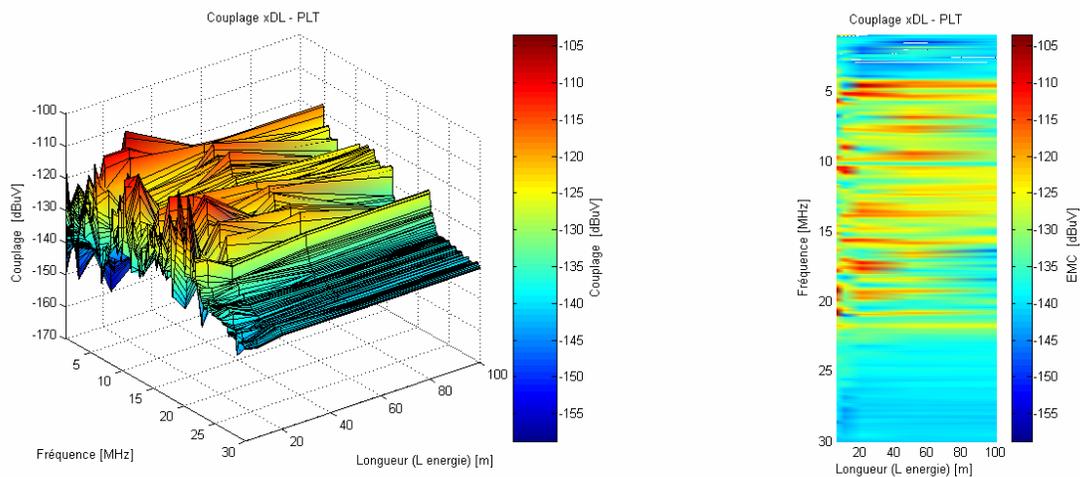


Figure V-31 : Couplage PLC - xDSL, Impact de la longueur L_x

On constate que la longueur L_x influe sur la position des résonances, le maximum du couplage étant obtenu dans la bande 5-20 MHz pour une longueur L_x voisine de 60 mètres.

V.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié un réseau local domestique en caractérisant en premier lieu la fonction de transfert d'un système de transmission PLC et en analysant en second lieu, les problèmes de compatibilité électromagnétique que cette liaison pouvait engendrer, en particulier lors de la cohabitation avec une autre transmission haut débit de type xDSL.

Nous avons présenté le calcul de la fonction de transfert du canal en faisant appel à trois méthodes différentes : la première notée M_{path} est basée sur le formalisme Multi-nœud, la seconde utilise la théorie des lignes de transmission simplifiée (MTL) et enfin, notre approche basée sur la théorie des lignes de transmission. Afin de valider notre outil de simulation, nous avons effectué, dans un premier temps, une comparaison entre les résultats fournis par ces trois approches : les faibles écarts constatés ont été attribués aux simplifications et aux hypothèses introduites dans le formalisme MTL et M_{path} , qui modélise les différentes branches du réseau par leurs impédances d'entrées.

Dans un second temps, Nous avons développé une équation analytique permettant le calcul de la fonction de transfert d'un réseau électrique constitué de trois ligne, et en tenant compte des différents paramètres de la liaison (Fréquence, longueur, charges, etc.). Un exemple de réseau domestique complexe a ensuite été modélisé d'une part, grâce à la théorie MTL et d'autre part, à l'aide de l'approche développée dans le cadre de ce travail, afin de déterminer la fonction de transfert totale. Les résultats obtenus présentent un bon accord, les faibles écarts constatés sont dus aux simplifications et aux hypothèses introduites dans le formalisme MTL.

Nous avons également mené une étude paramétrique afin d'analyser l'influence de l'ensemble des paramètres d'un canal PLC qui agissent sur la fonction de transfert.

Ainsi il a pu être montré que :

- Une variation de la longueur de la dérivation conduit à une modification des fréquences de résonance,
- L'impédance d'entrée de la charge reliée à la dérivation influe fortement sur la fonction de transfert.

Enfin, nous avons effectué une comparaison entre les résultats issus de mesures et de simulations, afin de valider l'outil de calcul développé. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés aux émissions électromagnétiques conduites par un réseau domestique de type PLC. Le bon accord observé entre l'expérimentation et le calcul nous a permis de juger de la validité de notre outil de simulation.

Dans la seconde partie du chapitre, nous nous sommes intéressé aux problèmes de coexistence entre deux systèmes haut débit dans un réseau domestique, le premier de type PLC et le second de type xDSL.

Nous avons étudié la cohabitation de ces deux systèmes dans un réseau domestique, afin d'analyser l'impact sur les performances de transmission en termes de débit, de portée ou de qualité de service. L'augmentation maximale du couplage entre un câble téléphonique et un système PLC fonctionnant à proximité est voisine de 43 dB, si les câbles électriques et de télécommunications sont collés, et de 27 dB s'ils sont distants. Selon les longueurs des lignes déployées et les bandes de fréquences mises en œuvre par les systèmes haut débit, le cheminement des deux câbles aura, dans certains cas, un impact sur les performances de transmission. A titre d'exemple, pour une transmission VDSL, dans le cas où la seconde bande est utilisée, les réductions de performance en termes de débit maximal transmissible peuvent atteindre 25% [MOU17].

CONCLUSION GENERALE

Les technologies xDSL et PLC, aujourd'hui largement déployées au niveau du réseau d'accès et de l'Installation Terminale du Client, tirent profit de l'infrastructure existante pour offrir une palette de services haut débit.

Pour ces systèmes, il convient de maîtriser parfaitement les problèmes de compatibilité électromagnétique pouvant avoir un impact non négligeable sur la qualité de service et l'environnement.

Pour optimiser le comportement électromagnétique d'une structure filaire véhiculant des signaux haut débit, il est nécessaire, d'une part, de modéliser avec précision le support physique (Câble télécom et/ou câble d'énergie) et, d'autre part, d'étudier les paramètres pouvant avoir une influence sur les phénomènes d'interférences électromagnétiques.

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse a permis d'aborder successivement ces différents aspects.

En premiers lieu, nous avons positionné les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en rappelant des généralités sur les notions d'interférences électromagnétiques et de compatibilité électromagnétique. Les principales caractéristiques des nouvelles technologies de transmission à haut débit ont été présentées en mettant en relief celles qui avaient un impact direct sur les objectifs de notre travail. S'agissant plus particulièrement de l'émission électromagnétique associée aux réseaux xDSL et PLC, nous avons dressé un état des lieux de la situation normative et indiqué les textes de référence sur lesquels nous pouvions nous appuyer pour comparer les résultats fournis par nos modèles de simulation.

En second lieu, notre travail a consisté à développer un code de calcul de l'émission électromagnétique produite par un signal large bande, transmis sur un réseau de télécommunications. Ce code de calcul, basé sur la théorie des lignes de transmission, nous a permis de modéliser différents types de câbles (câbles de transport et distribution écrantés, câble de branchement ou d'ITC non écrantés, câbles électrique) avec une géométrie complexe (réseau, en Y, angles, etc.).

La validation de l'outil de simulation a été effectuée, en comparant les résultats fournis à ceux issus de mesures réalisées sur des câbles utilisés dans le réseau de France Télécom. Outre la difficulté de mise en œuvre, un autre point critique pour ce type de simulation, concerne les temps de calcul. Nous avons ainsi montré que notre approche conduisait à une réduction importante des temps de calcul comparativement à la théorie des antennes.

Dans la mesure où la géométrie des conducteurs joue un rôle essentiel dans la génération des phénomènes électromagnétiques, et que par ailleurs, les câbles à paires torsadées sont majoritairement utilisés dans le réseau de télécommunications, il nous a semblé important de prendre en compte également ces éléments dans l'approche théorique. Ainsi, nous avons développé les expressions analytiques des paramètres linéiques pour une ligne de transmission à paires torsadées. Ces expressions ont pu être intégrées dans le code de calcul qui a notamment été testé pour des câbles écrantés et non écrantés. Une étude expérimentale intensive a ensuite permis de montrer l'applicabilité et la validité de ce formalisme pour modéliser les torsades dans les câbles.

Toujours avec le souci de représenter le plus fidèlement possible le réseau de télécommunications, nous avons ensuite envisagé de prendre en compte les discontinuités qui interviennent dans un système filaire, et qui sont à l'origine de nombreuses réflexions pouvant avoir un impact non négligeable sur les champs rayonnés.

L'approche adoptée repose sur le calcul des paramètres linéiques d'une ligne de transmission ayant une discontinuité géométrique. Nous avons ainsi développé un nouveau formalisme appelé "Théorie des Lignes Modifiée", permettant d'accéder à la distribution du champ électromagnétique, rayonné par un réseau de câbles multiconducteurs de géométrie complexe. Le recours au formalisme de la théorie des antennes, une fois de plus, nous a permis d'effectuer une étude comparative et de valider le code de calcul développé pour la modélisation des effets des discontinuités dans les câbles multipaires.

Cet outil simple à mettre en œuvre et peu coûteux en temps de calcul a été mis à profit pour étudier le rayonnement et la cohabitation des nouveaux systèmes haut débit, occupant la même bande de fréquences.

A ce stade, une étude paramétrique a été menée de façon exhaustive, de manière à analyser l'influence de l'ensemble des paramètres, liés à l'environnement électromagnétique et à la géométrie du support physique d'une liaison xDSL, qui agissent sur le niveau des champs rayonnés. Les calculs effectués ont permis de comprendre et d'évaluer l'impact de paramètres tels que la longueur des liaisons, la distance d'observation ou encore la présence d'une discontinuité géométrique ou d'un défaut d'isolement dans le câble. De manière générale, il a été constaté que les systèmes haut débit actuellement déployés avaient des niveaux d'émission électromagnétique en dessous des limites autorisées.

Un second axe de notre travail a été consacré à la recherche de méthodes permettant de diminuer les émissions électromagnétiques.

Dans ce contexte, nous avons proposé une méthode originale permettant de réduire les signaux de mode commun dus à une transmission xDSL. Cette technique est basée sur le principe du filtrage adaptatif et consiste à intervenir côté client au niveau du modem. Il a été ainsi montré que les modules de quantification par l'algorithme LMS, associés à une adaptation de la ligne, peuvent être implémentés dans le modem client, afin de réduire le mode commun total et par voie de conséquence, les émissions rayonnées qu'il génère. Le gain obtenu en déployant cette technique a été jugé important aussi bien du point de vue de la symétrie que des émissions électromagnétiques conduites.

Dans la dernière partie de ce mémoire, nous avons abordé la modélisation d'un réseau local domestique en nous intéressant, en premier lieu, à la caractérisation de la fonction de transfert d'un système de transmission PLC et en étudiant, en second lieu, les problèmes de coexistence entre deux systèmes haut débit colocalisés, le premier de type PLC et le second de type xDSL. S'agissant du premier point, la fonction de transfert du canal a été évaluée en faisant appel à trois méthodes différentes : la première, notée Mpath, repose sur le formalisme Multi-nœud, la seconde utilise la théorie des lignes de transmission simplifiée (MTL) et enfin, notre approche, est quant à elle basée sur la théorie des lignes de transmission. Une fois validé, l'outil de simulation a été utilisé pour réaliser une étude paramétrique, afin d'analyser l'influence de l'ensemble des paramètres d'un canal PLC qui agissent, d'une part, sur la fonction de transfert, et d'autre part, sur les émissions conduites.

S'agissant du second aspect, nous avons étudié l'impact de la cohabitation de deux systèmes haut débit colocalisés, sur les performances de transmission en termes de débit, de portée ou de qualité de service. Ainsi, à titre d'exemple, il a été montré que l'augmentation maximale du couplage sur un câble téléphonique, liée au fonctionnement d'un système PLC à proximité, était de 43 dB lorsque les câbles électriques et de télécommunications étaient collés. Les nombreuses simulations réalisées ont par ailleurs montré que, selon les longueurs des lignes déployées et les bandes de fréquences mises en œuvre par les systèmes haut débit, le cheminement des deux câbles pouvait avoir un impact sur les performances de transmission.

Les outils que nous avons développés dans le cadre de ce travail seront d'une grande utilité pour France Télécom et contribueront à l'optimisation des règles d'ingénierie nécessaires à tout déploiement de service haut débit. Dans le domaine des transmissions PLC, le formalisme proposé permettra également d'étudier, du point de vue des contraintes CEM, les limites du canal de transmission en termes de débits et de fréquences mis en jeu. Un axe d'étude complémentaire de cette étude serait la prise en compte des sources électromagnétiques connectées au réseau électrique afin de modéliser le bruit impulsif généré par couplage sur les câbles de l'ITC.

Enfin, notre travail peut également être mis à profit pour étudier les problèmes de compatibilité électromagnétique relatifs aux transmissions PLC de type Outdoor. Dans ce contexte, il pourrait être envisagé de traiter du point de vue émission électromagnétique les effets cumulatifs liés au fonctionnement simultané de plusieurs transmissions PLC.

ANNEXES

Annexe A

NORMES EMISSIONS CONDUTES ET RAYONNEES

Dans le but de répondre à la demande de la commission européenne et d'établir des normes harmonisées, il y a eu plusieurs propositions de normes, qui ont constitué par la suite une référence de comparaison dans des multiples travaux sur les émissions rayonnées.

Parmi ces normes on compte plusieurs propositions :

- **BBC** : une limite proposée par le BBC (SE35) et soutenue par des différents acteurs dans le domaine HF;
- **La proposition norvégiennes "Norway proposal"** : proposé par la Norvège (SE35) et soutenue par l'Irlande, elle forme par la suite une version de la norme anglaise MPT1570;
- **MPT1570** : une norme anglaise adoptée en août 2001;
- **NB30** : une réglementation allemande qui était adopté en mai 2001;
- **CSE class B** : une spécification de CEM proposé en France pour l'environnement résidentiel, commercial et industriel léger. Le champ est mesuré à 1m (BW = 10 KHz);
- **FCC Part 15** : c'est une limite qui est valable uniquement pour des distances supérieures ou égale à 3 mètres.

La figure 1 représente les limites proposées par les différentes normes pour une distance de 1 mètre par rapport à la source.

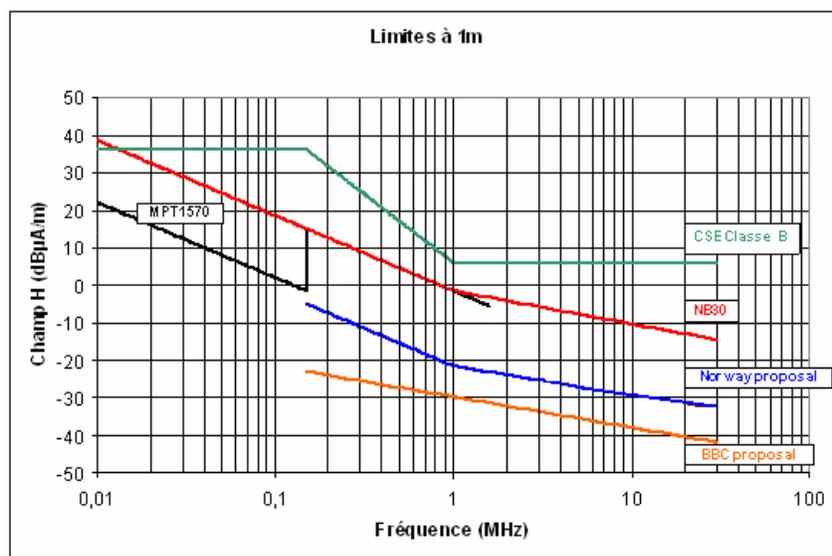


Figure 1 : Limites proposées à une distance de 1 mètre

Les limites proposées par les différents projets de normes pour une distance de 3 mètres sont illustrées sur la figure 2.

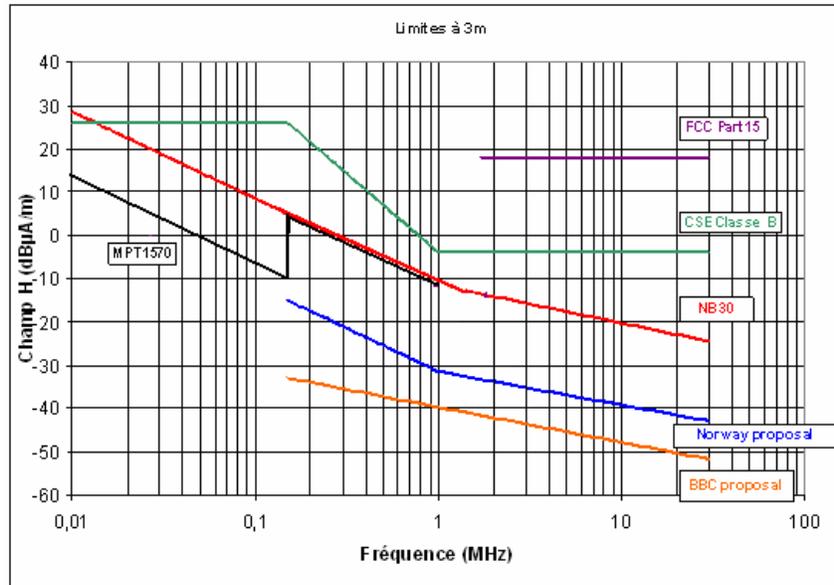


Figure 2 : Limites proposées à une distance de 3 mètre

Rayonnement – normes et propositions de normes

Les valeurs du champ sont ramenées à une distance de 1m par une loi en 1/d (d : distance de mesure) et les limites de la EN55022 au-dessous de 30 MHz correspondent aux valeurs de conduction ramenées en champ par la relation $E=60 \cdot I/d$, I étant le courant et d la distance de mesure.



Figure 3 : Normes et propositions de normes de rayonnement

Bandes de fréquences utilisées par les radioamateurs**Tableau 1 : Bandes de fréquences utilisées par les radioamateurs**

FREQUENCES AMATEURS HF (EUROPE)		
BANDE	Fmin MHz	Fmax MHz
LF	0.1357	0.1378
160 m	1.810	2.000
80 m	3.500	3.800
40 m	7.000	7.100
30 m	10.100	10.150
20 m	14.000	14.350
17 m	18.068	18.168
15 m	21.000	21.450
12 m	24.890	24.990
11 m (CB)	26.100	27.100
10 m	28.000	29.700

Bandes de fréquences utilisées par la radiodiffusion**Tableau 2 : Bandes de fréquences allouées à la radiodiffusion pour F<30MHz**

RADIODIFFUSION LF-MF-HF			
TYPE	BANDE	Fmin KHz	Fmax kHz
GRANDES ONDES	GO	151	281
ONDES MOYENNES	OM	531	1 602
ONDES COURTES	120m	2 340	2 400
ONDES COURTES	90m	3 200	3 400
ONDES COURTES	75m	3 900	4 000
ONDES COURTES	60m	4 750	5 060
ONDES COURTES	49m	5 950	6 200
ONDES COURTES	41m	7 100	7 300
ONDES COURTES	31m	9 500	9 900
ONDES COURTES	25m	11 650	12 050
ONDES COURTES	21m	13 600	13 800
ONDES COURTES	19m	15 100	15 450
ONDES COURTES	16m	17 550	17 900
ONDES COURTES	13m	21 450	21 850

Annexe B

EVALUATION DES INTEGRALES DE SOMMERFELD

Pour évaluer les intégrales de Sommerfeld nous utilisons la méthode appelée "quasi Monte Carlo". L'idée consiste à faire des changements de variables afin que l'intégration soit faite dans l'intervalle [0,1]. Les intégrales peuvent être calculées à l'aide de cette fonction dans cet intervalle.

$$\int_0^1 G(x)dx \cong \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N G(x_n) \quad \text{EQ - E-1}$$

Nous effectuons ensuite des changements de variables pour obtenir des intégrales bornées entre 0 et 1, nous posons $u = \frac{\lambda}{K_2}$ et $n = \frac{K_1}{K_2}$:

$$\begin{aligned} U^{22}(\vec{r}, \vec{r}') &= 2 \int_0^{+\infty} \frac{e^{-\gamma_2(z_m+z')}}{(\gamma_1 + \gamma_2)} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda \\ &= 2K_2 \int_0^{+\infty} \frac{e^{-K_2\sqrt{u^2-1}(z_m+z')}}{\sqrt{u^2-n^2} + \sqrt{u^2-1}} u J_0(uK_2\rho) du \\ &= I_{1u} + I_{2u} \end{aligned} \quad \text{EQ - E-2}$$

Où

$$I_{1u} = 2K_2 \int_0^1 \frac{e^{-K_2\sqrt{u^2-1}(z_m+z')}}{\sqrt{u^2-n^2} + \sqrt{u^2-1}} u J_0(uK_2\rho) du \quad \text{EQ - E-3-a}$$

$$I_{2u} = 2K_2 \int_1^{+\infty} \frac{e^{-K_2\sqrt{u^2-1}(z_m+z')}}{\sqrt{u^2-n^2} + \sqrt{u^2-1}} u J_0(uK_2\rho) du \quad \text{EQ - E-3-b}$$

Il reste ensuite à déterminer l'expression de l'intégrale I_{2u} . Un deuxième changement de variable est alors utilisé :

On pose $x = e^{-K_2\sqrt{u^2-1}(z_m+z')} \Rightarrow$ **EQ - E-4-a**

$$root_1 = \sqrt{u^2-1} = -\frac{Ln(x)}{K_2(z_m+z')} \quad \text{EQ - E-4-b}$$

$$root_2 = \sqrt{u^2-n^2} = \sqrt{root_1^2+1-n^2} \quad \text{EQ - E-4-c}$$

$$root_3 = u = \sqrt{root_1^2+1} \quad \text{EQ - E-4-d}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$I_{2u} = \frac{I}{(z_m+z')} \int_0^l \frac{root_1}{root_1+root_2} J_0(root_3 K_2 \rho) dx \quad \text{EQ - E-5}$$

De la même manière on déduit :

$$V^{22}(\vec{r}, \vec{r}') = 2 \int_0^{+\infty} \frac{e^{-\gamma_2(z_m+z')}}{(K_2^2 \gamma_1 + K_1^2 \gamma_2)} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda = I_{1v} + I_{2v} \quad \text{EQ - E-6}$$

Avec :

$$I_{1v} = 2K_2 \int_0^l \frac{e^{-K_2\sqrt{u^2-1}(z_m+z')}}{K_2^2 \sqrt{u^2-n^2} + K_1^2 \sqrt{u^2-1}} u J_0(u K_2 \rho) du \quad \text{EQ - E-7-a}$$

$$I_{2v} = \frac{2}{(z_m+z')} \int_0^l \frac{root_1}{K_1^2 root_1 + K_2^2 root_2} J_0(root_3 K_2 \rho) dx \quad \text{EQ - E-7-b}$$

Les mêmes changements de variables permettent d'écrire W^{22} sous la forme :

$$\begin{aligned} W^{22}(\vec{r}, \vec{r}') &= 2 \int_0^{+\infty} \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{(K_2^2 \gamma_1 + K_1^2 \gamma_2)} e^{-\gamma_2(z_m+z')} \lambda J_0(\lambda \rho) d\lambda \\ &= I_{1w} + I_{2w} \end{aligned} \quad \text{EQ - E-8}$$

Où

$$I_{1w} = 2K_2^2 \int_0^l F5(u) du \quad \text{EQ - E-9-a}$$

$$F5(u) = \frac{\sqrt{u^2 - l} - \sqrt{u^2 - n^2}}{K_2^2 \sqrt{u^2 - n^2} + K_1^2 \sqrt{u^2 - l}} e^{-K_2 \sqrt{u^2 - l} (z_m + z')} u J_0(u K_2 \rho) \quad \text{EQ - E-9-b}$$

$$I_{2w} = \frac{2K_2}{(z_m + z')} \int_0^l \frac{root_1 - root_2}{K_1^2 root_1 + K_2^2 root_2} root_1 J_0(root_3 K_2 \rho) dx \quad \text{EQ - E-10}$$

En intégrant les différentes relations détaillées dans les expressions (EQ - II-55-a) et (EQ - II-55-b), les valeurs de $I_{mn}(s)$ et $b_{mn}(s)$ peuvent être calculées le long du câble.

Annexe C

METHODES DE MESURE DES PARAMETRES LINEIQUES

Les méthodes permettant de mesurer les capacités et inductances propres (longitudinales) et mutuelles (transversales) sont :

- Par la mesure du couplage entre deux conducteurs en circuit ouvert et en court-circuit [DAG95],
- Par la mesure des paramètres S entre deux conducteurs en circuit ouvert et en court-circuit, cette méthode est présentée dans cette annexe.

Par la mesure des matrices S

Il s'agit dans cette méthode d'évaluer les matrices des inductances et des capacités à partir de la connaissance des matrices S_{CC} et S_{CO} mesurées respectivement pour les conducteurs en court-circuit et en circuit ouvert.

- Mesure des capacités linéiques

On place ici les extrémités positionnées en L du câble en circuit ouvert. On mesure alors la valeur de S_{21} pour chaque conducteur, puis pour chaque doublet de conducteurs (1-2, 1-3, .., n-n).

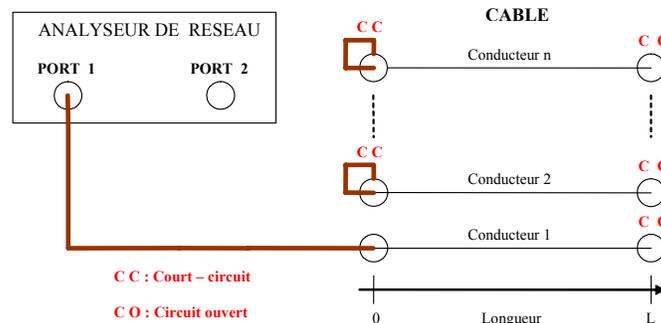


Figure 1 : Configuration pour la mesure de $S_{CO_{11}}$

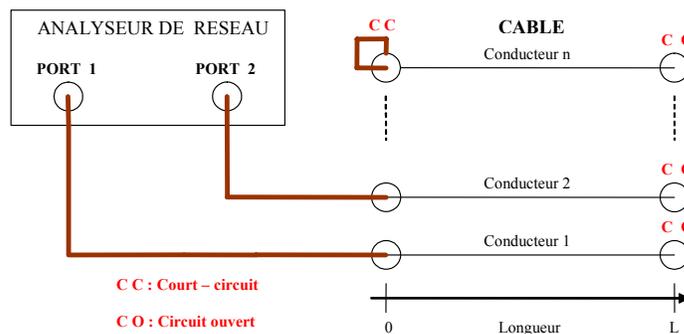


Figure 2 : Configuration pour la mesure de $S_{CO_{12}}$

En notant respectivement W_r et W_s les vecteurs ondes sortantes et ondes entrantes, on obtient les résultats suivants :

$$\left. \begin{array}{l} W_s = S_{CO} \cdot W_r \\ W_r = V_0 + 50 \cdot I_0 \\ W_s = V_0 - 50 \cdot I_0 \end{array} \right\} \Rightarrow I_0 = \frac{1}{50} \cdot (1 + S_{CO})^{-1} \cdot (1 - S_{CO}) V_0$$

On obtient ainsi une matrice admittance $Y = \frac{1}{50 \cdot L} \cdot (1 + S_{CO})^{-1} \cdot (1 - S_{CO})$,

$$Y = i \cdot \omega \cdot \left\{ \begin{array}{cccc} C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{22} & \dots & -C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{41} & \dots & \dots & C_{nm} \end{array} \right\}$$

On obtient finalement la matrice des capacités linéiques pour le câble mesuré en prenant la partie imaginaire divisée par ω de cette matrice.

- Mesure des inductances linéiques

On place ici les extrémités positionnées en L du câble en court-circuit. On mesure alors la valeur de S_{21} pour chaque conducteur, puis pour chaque doublet de conducteurs (1-2, 1-3, .., n-n).

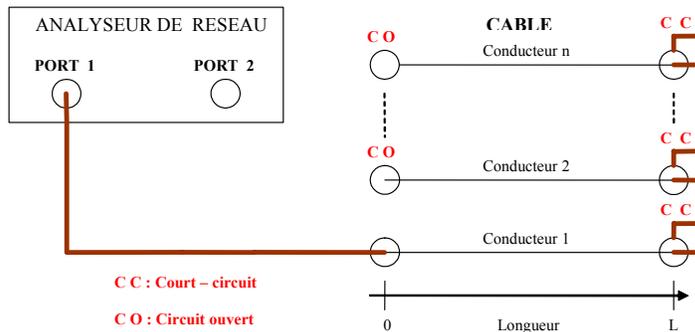


Figure 3 : Configuration pour la mesure de $S_{CC_{11}}$

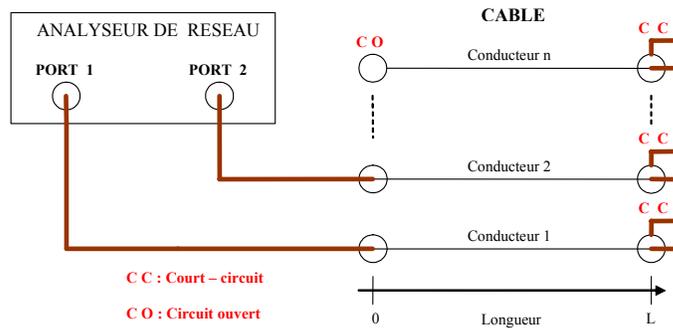


Figure 4 : Configuration pour la mesure de $S_{CC_{12}}$

En notant respectivement W_r et W_s les vecteurs ondes sortantes et ondes entrantes, on obtient les résultats suivants :

$$\left. \begin{array}{l} W_s = S_{CC}.W_r \\ W_r = V_0 + 50.I_0 \\ W_s = V_0 - 50.I_0 \end{array} \right\} \Rightarrow V_0 = 50.(1 - S_{CC})^{-1}.(1 + S_{CC}).I_0$$

D'où une matrice impédance $Z = \frac{50}{L}.(1 - S_{CC})^{-1}.(1 + S_{CC})$,

$$Z = \left\{ \begin{array}{cccc} r_1 + r_g + i.\omega.L_{11} & r_g + i.\omega.L_{12} & \dots & r_g + i.\omega.L_{1n} \\ r_g + i.\omega.L_{21} & r_2 + r_g + i.\omega.L_{22} & \dots & r_g + i.\omega.L_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_g + i.\omega.L_{n1} & \dots & \dots & r_n + r_g + i.\omega.L_{nn} \end{array} \right\}$$

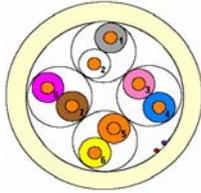
On obtient finalement la matrice des inductances linéiques pour le câble mesuré en relevant la partie imaginaire divisée par ω de cette matrice Z

Annexe D

PARAMETRES LINEIQUES MESURÉS

Câble catégorie 5 "CAT 5_1", 2m, 8 conducteurs (4 paires), non écranté

correspondance n° de référence / couleur conducteur :



- 1 gris
- 2 blanc
- 3 rose
- 4 bleu
- 5 orange
- 6 jaune
- 7 marron
- 8 violet

disposition géographique pour la mesure :

4 bleu	5 orange	3 rose
7 marron	1 gris	Blindage
2 blanc	6 jaune	8 violet

(vue côté analyseur)

Procédure de mesures : **Type Agrawal**

Matrice inductance (en uH)

1,931	1,684	1,557	1,556	1,493	1,496	1,563	1,562
1,684	1,941	1,552	1,555	1,488	1,494	1,564	1,557
1,557	1,552	1,942	1,684	1,568	1,560	1,497	1,498
1,556	1,555	1,684	1,939	1,565	1,560	1,503	1,493
1,493	1,488	1,568	1,565	1,932	1,682	1,560	1,557
1,496	1,494	1,560	1,560	1,682	1,932	1,561	1,565
1,563	1,564	1,497	1,503	1,560	1,561	1,935	1,682
1,562	1,557	1,498	1,493	1,557	1,565	1,682	1,937

Matrice capacité (en pF)

61,29	31,44	6,05	6,13	1,35	1,31	6,37	6,53
31,44	62,09	6,05	6,17	1,31	1,35	6,21	6,29
6,05	6,05	64,48	33,11	6,93	6,53	1,43	1,43
6,13	6,17	33,11	63,68	6,53	6,53	1,35	1,19
1,35	1,31	6,93	6,53	62,09	30,09	6,45	6,21
1,31	1,35	6,53	6,53	30,09	62,09	6,37	6,37
6,37	6,21	1,43	1,35	6,45	6,37	63,68	32,32
6,53	6,29	1,43	1,19	6,21	6,37	32,32	63,68

Résistance linéique

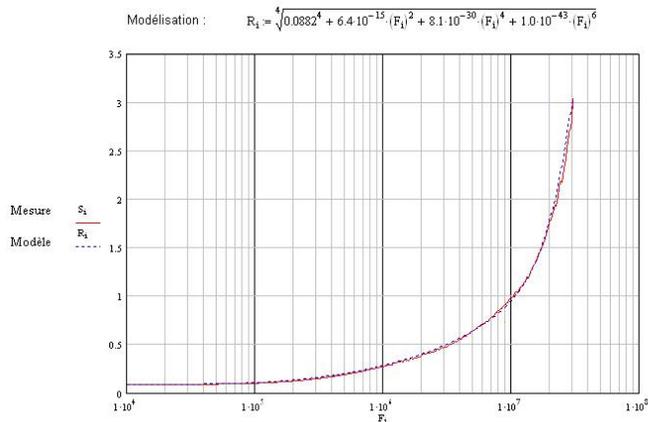
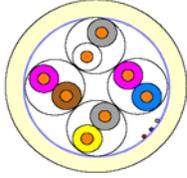


Tableau récapitulatif

Paramètre	Valeur
R_0	0.0882
a	$6,4 \cdot 10^{-15}$
b	$8,1 \cdot 10^{-30}$
c	$1 \cdot 10^{-43}$

Câble catégorie 5 "CAT 5_2", 2m, 8 conducteurs (4 paires), écranté

correspondance n° de référence / couleur conducteur (voir spécification cable de catégorie 6)



- | | |
|---|--------|
| 1 | gris |
| 2 | blanc |
| 3 | violet |
| 4 | bleu |
| 5 | gris |
| 6 | jaune |
| 7 | marron |
| 8 | violet |

disposition géographique :

1	2	3
gris	blanc	violet
4	5	6
bleu	gris	jaune
7	8	Blindage
marron	violet	

(vue côté analyseur)

Procédure de mesures : **Type matrices S**

Matrice inductance (en uH)

0.447	0.124	0.090	0.090	0.073	0.067	0.088	0.086
0.124	0.443	0.086	0.086	0.074	0.070	0.090	0.086
0.090	0.086	0.473	0.126	0.092	0.093	0.075	0.073
0.090	0.086	0.126	0.469	0.091	0.082	0.076	0.070
0.073	0.074	0.092	0.091	0.470	0.120	0.082	0.080
0.067	0.070	0.093	0.082	0.120	0.464	0.077	0.081
0.088	0.090	0.075	0.076	0.082	0.077	0.478	0.126
0.086	0.086	0.073	0.070	0.080	0.081	0.126	0.466

Matrice capacité (en pF)

62.89	13.60	2.97	3.08	0.54	0.50	3.41	3.50
13.60	62.16	2.93	2.88	0.55	0.54	3.28	3.37
2.97	2.93	62.09	18.09	3.51	3.53	1.08	1.02
3.08	2.88	18.09	62.16	3.48	3.40	1.11	1.09
0.54	0.55	3.51	3.48	59.72	14.63	3.41	3.38
0.50	0.54	3.53	3.40	14.63	60.51	3.35	3.42
3.41	3.28	1.08	1.11	3.41	3.35	60.51	17.05
3.50	3.37	1.02	1.09	3.51	3.42	17.05	60.51

Résistance linéique

Modélisation : $R_1 = \sqrt{0.09413^4 + 1 \cdot 10^{-14} \cdot |F_1|^2 + 5.5 \cdot 10^{-30} \cdot |F_1|^4 + 1.7 \cdot 10^{-43} \cdot |F_1|^6}$

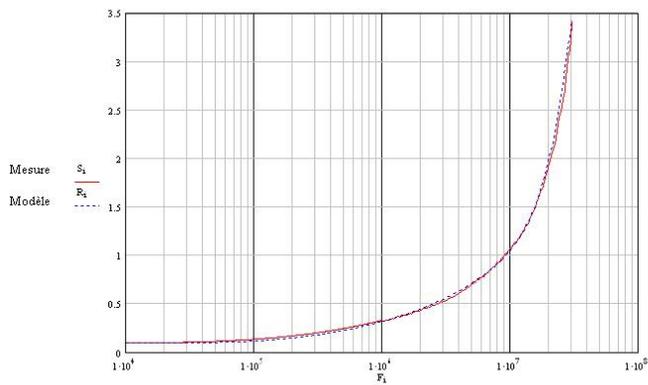
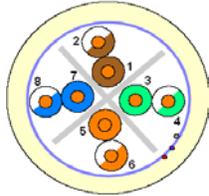


Tableau récapitulatif

Paramètre	Valeur
R_0	0.09413
a	$1 \cdot 10^{-14}$
b	$5.5 \cdot 10^{-30}$
c	$1.7 \cdot 10^{-43}$

Câble catégorie 6, 2m, 8 conducteurs (4 paires), blindé

correspondance n° de référence / couleur conducteur (voir spécification cable de catégorie 6)



- 1 marron
- 2 marron-blanc
- 3 vert
- 4 vert-blanc
- 5 orange
- 6 orange-blanc
- 7 bleu
- 8 bleu-blanc

disposition géographique :

3	2	1
vert	marron-blanc	marron
4	blindage	8
vert-blanc	6	bleu-blanc
5	orange-blanc	7
orange	orange-blanc	bleu

(vue côté analyseur)

Procédure de mesures : **Type matrices S**

Matrice inductance (en uH)

0.417	0.121	0.056	0.056	0.043	0.043	0.052	0.052
0.121	0.409	0.056	0.055	0.043	0.042	0.052	0.052
0.056	0.056	0.402	0.120	0.057	0.057	0.039	0.040
0.056	0.055	0.120	0.399	0.058	0.057	0.039	0.040
0.043	0.043	0.057	0.058	0.436	0.134	0.056	0.057
0.043	0.042	0.057	0.057	0.134	0.430	0.056	0.057
0.052	0.052	0.039	0.039	0.056	0.056	0.412	0.120
0.052	0.052	0.040	0.040	0.057	0.057	0.120	0.412

Matrice capacité (en pF)

77.633	21.715	2.349	2.325	0.731	0.730	2.149	2.165
21.715	77.553	2.325	2.349	0.739	0.729	2.157	2.165
2.349	2.325	78.375	19.513	2.284	2.292	0.581	0.593
2.325	2.349	19.513	78.789	2.340	2.348	0.598	0.587
0.731	0.739	2.284	2.340	76.647	23.319	2.380	2.419
0.730	0.729	2.292	2.348	23.319	76.540	2.380	2.411
2.149	2.157	0.581	0.597	2.380	2.380	75.765	20.561
2.165	2.165	0.593	0.587	2.419	2.411	20.561	75.756

Résistance linéique

Modélisation : $R_i = \sqrt{0.08082^4 + 0.9 \cdot 10^{-14} \cdot (F_i)^2 + 5.5 \cdot 10^{-30} \cdot (F_i)^4 + 0.65 \cdot 10^{-43} \cdot (F_i)^6}$

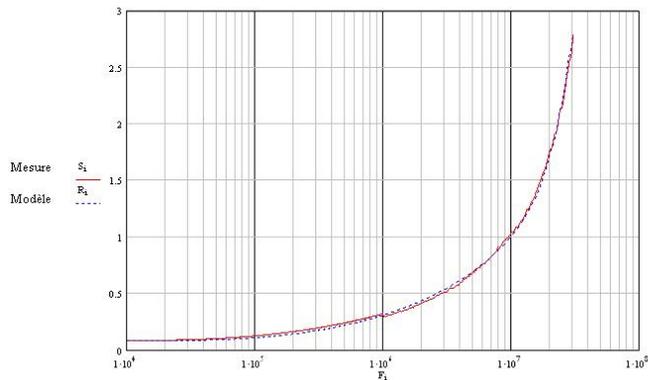
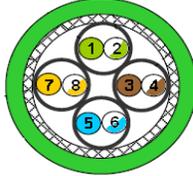


Tableau récapitulatif

Paramètre	Valeur
R_0	0.08082
a	$0.9 \cdot 10^{-14}$
b	$5.5 \cdot 10^{-30}$
c	$0.65 \cdot 10^{-43}$

Câble catégorie 7, 2m, 8 conducteurs (4 paires blindées)

correspondance n° de référence / couleur conducteur (voir spécification câble de catégorie 6)



- 1 vert
- 2 blanc (paire vert)
- 3 marron
- 4 blanc (paire marron)
- 5 bleu
- 6 blanc (paire bleu)
- 7 orange
- 8 blanc (paire orange)

disposition géographique :

3	2	1
marron	blanc (vert)	vert
4	blindage	8
blanc (marron)	(tresse de cuivre)	blc (orange)
5	6	7
bleu	blanc (bleu)	orange

(vue côté analyseur)

Procédure de mesures : **Type matrices S**

Matrice inductance (en uH)

0,323	0,063	0,023	0,022	0,020	0,020	0,023	0,026
0,063	0,319	0,023	0,022	0,020	0,020	0,022	0,023
0,023	0,023	0,324	0,064	0,025	0,024	0,021	0,020
0,022	0,022	0,064	0,316	0,026	0,024	0,020	0,020
0,020	0,020	0,025	0,026	0,319	0,064	0,022	0,021
0,020	0,020	0,024	0,024	0,064	0,317	0,023	0,021
0,023	0,022	0,021	0,020	0,022	0,023	0,319	0,061
0,026	0,023	0,020	0,020	0,021	0,021	0,061	0,317

Matrice capacité (en pF)

75,651	7,624	0,001	0,001	0,001	0,008	0,009	0,006
7,624	75,965	0,004	0,005	0,009	0,009	0,011	0,002
0,001	0,004	76,762	7,684	0,008	0,009	0,010	0,010
0,001	0,005	7,684	75,968	0,003	0,006	0,010	0,010
0,001	0,009	0,008	0,003	75,254	7,900	0,009	0,009
0,008	0,009	0,009	0,006	7,900	76,206	0,009	0,007
0,009	0,011	0,010	0,010	0,009	0,009	76,759	7,681
0,006	0,002	0,010	0,010	0,009	0,007	7,681	76,841

Résistance linéique

Modélisation :
$$R_i = \sqrt{0,07274^4 + 1,15 \cdot 10^{-14} \cdot (F_i)^2 + 5,6 \cdot 10^{-30} \cdot (F_i)^4 + 1,1 \cdot 10^{-44} \cdot (F_i)^6 + 3,5 \cdot 10^{-57} \cdot (F_i)^8}$$

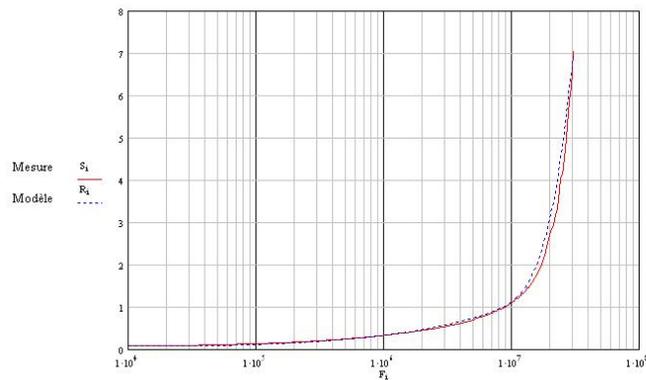


Tableau récapitulatif

Paramètre	Valeur
R_0	0.07274
a	$1.15 \cdot 10^{-14}$
b	$5.6 \cdot 10^{-30}$
c	$1.1 \cdot 10^{-44}$
d	$3.5 \cdot 10^{-57}$

Annexe E

ETUDE PARAMETRIQUE DE L'EMISSION ELECTROMAGNETIQUE D'UNE LIAISON HAUT DEBIT DE TYPE xDSL

Dans cet annexe, nous avons mené une étude paramétrique complète afin d'analyser l'influence de l'ensemble des paramètres d'une liaison xDSL qui agissent sur le niveau des émissions rayonnées.

Nous nous sommes intéressés aux émissions rayonnées par des structures filaires véhiculant une transmission ADSL, ADSL2+ ou VDSL, le travail a été mené pour étudier :

- L'influence de la longueur du câble d'ITC sur les émissions rayonnées "L(m) variable", le niveau de dépassement à été illustré pour les différents types de câbles,
- L'impact de la distance d'observation par rapport au câble d'ITC "D(m) variable",
- L'influence d'une discontinuité géométrique de la liaison " ϕ variable",
- L'impact d'un défaut sur le câble "défaut variable".

Les câbles modélisés dans ce travail sont indiqués le tableau 1 :

Tableau 1 : Câbles de transmission déployés dans le réseau de télécommunication

Câbles télécoms	
BR_1 :	Branchement type 1
BR_2 :	Branchement type 2
ITC :	Installation Terminale Client
CAT 5_1 :	Catégorie 5 non écranté
CAT 5_2 :	Catégorie 5 écranté
CAT 6 :	Catégorie 6
CAT 7 :	Catégorie 7

Le tableau 2 résume les résultats présentés dans l'annexe E, il montre les niveaux de dépassements de chaque type de câbles en fonction de la fréquence et de la longueur.

Tableau 2 : Dépassements NB30 - bande 10kHz-30MHz

Systèmes xDSL		Câble							
		BR_1	BR_2	ITC	CAT 5_1	CAT 5_2		CAT 6	
						Ecran [C]	Ecran [NC]	Ecran [C]	Ecran [NC]
ADSL	E MAX (dBµV/m)	10	12	14	27	x	1	x	3.2
	à F (MHz)	0.9	0.85	0.8	1	x	1	x	1
	à L (m)	5	20	1	5	x	5	x	12
ADSL	H MAX (dBµA/m)	x	9	x	12	11	12	x	17
	à F (MHz)	x	1	x	1	1.5	1.5	x	1.2
	à L (m)	x	20	x	30	45	40	x	40
ADSL2+	E MAX (dBµV/m)	12	13	14	28	x	1	0.5	3
	à F (MHz)	1	0.92	1	2	x	1	1.8	1
	à L (m)	2	11	3	8	x	5	45	10
	H MAX (dBµA/m)	x	9	x	13	21	26	0.6	27
	à F (MHz)	x	1	x	1	20	2	1.5	2
à L (m)	x	18	x	10	41	45	45	41	
VDSL	E MAX (dBµV/m)	27	25	18	36	22	22	25	21
	à F (MHz)	20	21	20	20	25	22	15	15
	à L (m)	1	2	5	5	10	5	5	7
	H MAX (dBµA/m)	20	25	17	30	30	30	12	30
	à F (MHz)	25	22	22	20	20	19	25	15
	à L (m)	5	1	3	5	5	4	10	5

Ecran [C] : écran Connecté

Ecran [NC] : écran Non Connecté

X : limite respectée

Câble catégorie 5 non écrané : CAT 5_1 "xDSL", L(m) variable

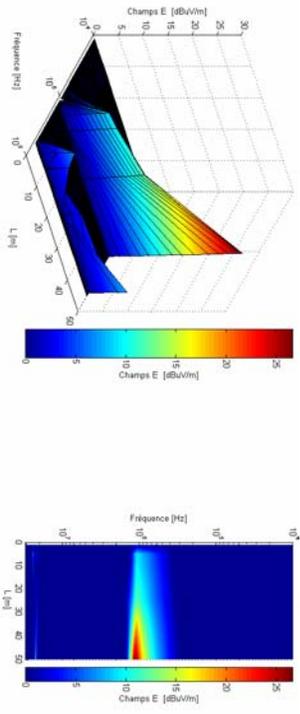


Figure 1 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble CAT 5_1

Câble catégorie 5 non écrané : CAT 5_1 "xDSL", L(m) variable

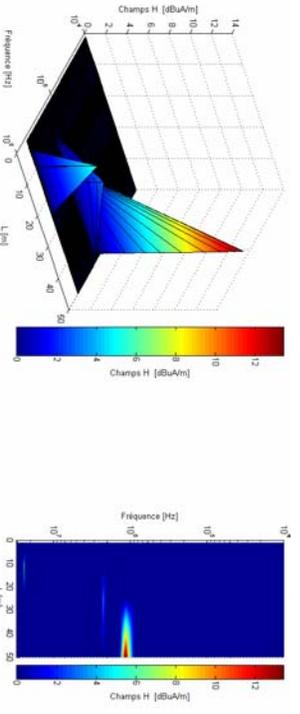


Figure 4 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_1

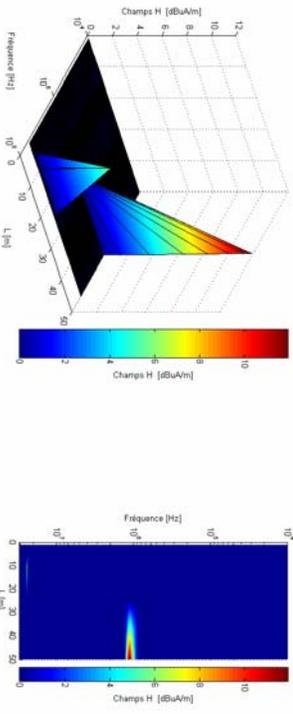


Figure 2 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL, câble CAT 5_1

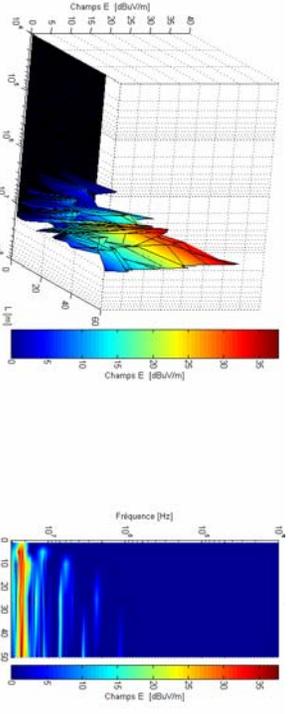


Figure 5 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 5_1

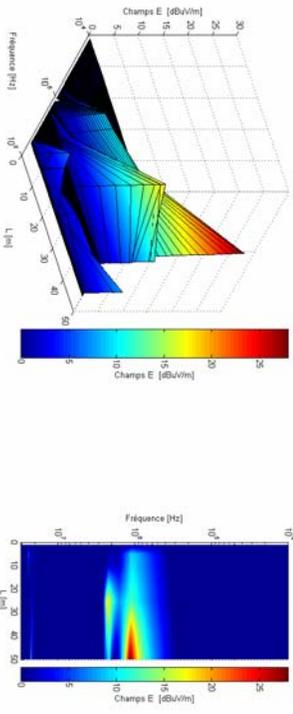


Figure 3 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_1

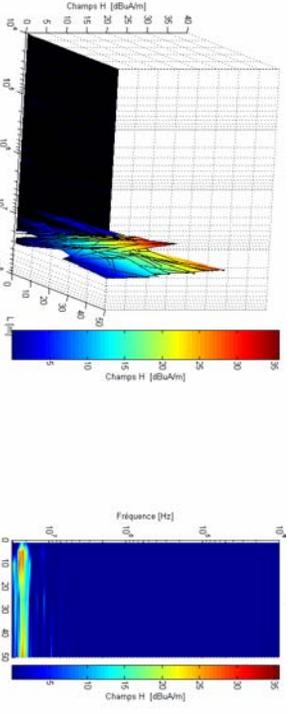


Figure 5 : Dépassement en champ H, Transmission VDSL, câble CAT 5_1

Câble de branchement type 1 : BR_1 "xDSL", L(m) variable

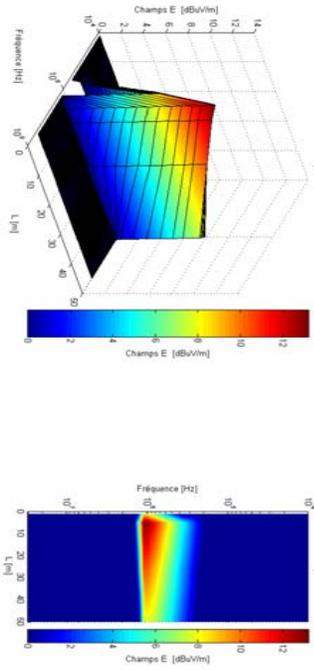


Figure 7 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL, câble BR_1

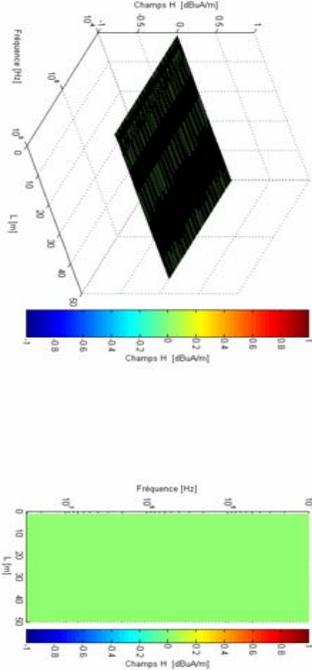


Figure 8 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL, câble BR_1

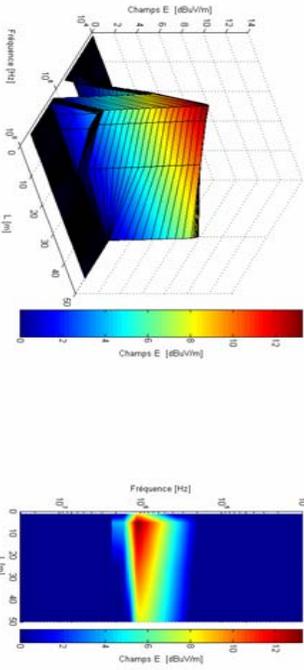


Figure 9 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL2+, câble BR_1

Câble de branchement type 1 : BR_1 "xDSL", L(m) variable

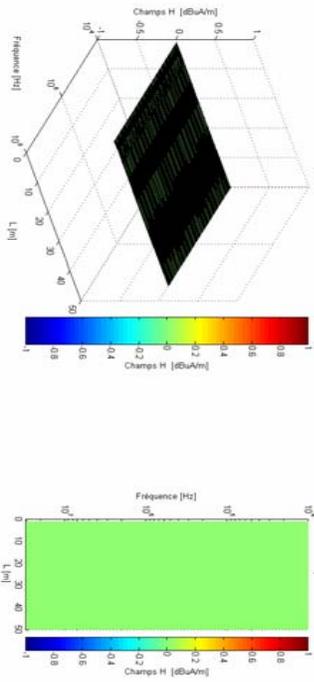


Figure 10 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL2+, câble BR_1

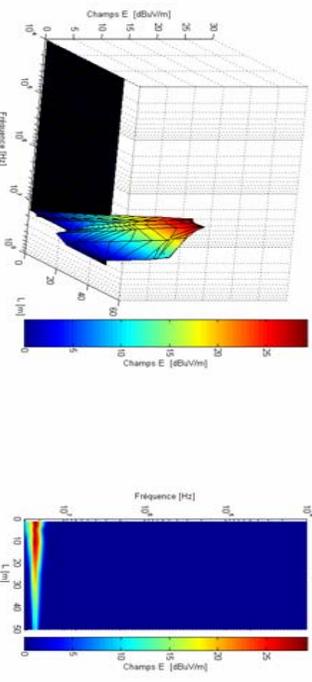


Figure 11 : Déphasement en champ E, Transmission VDSL, câble BR_1

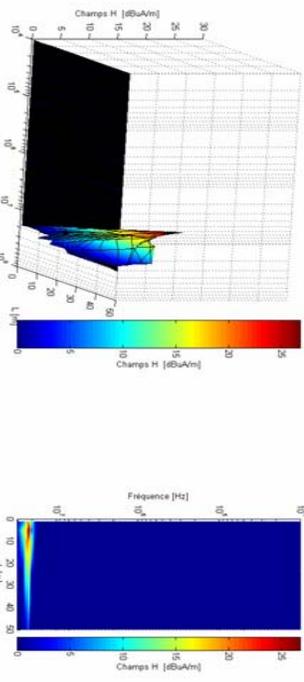


Figure 12 : Déphasement en champ H, Transmission VDSL, câble BR_1

Câble ITC "xDSL", L(m) variable

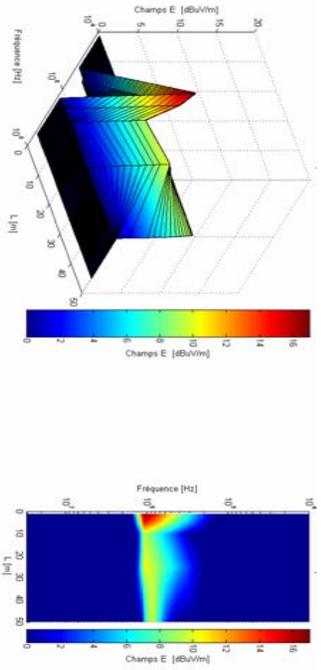


Figure 13 : Déplacement en champ E, Transmission ADSL, câble ITC

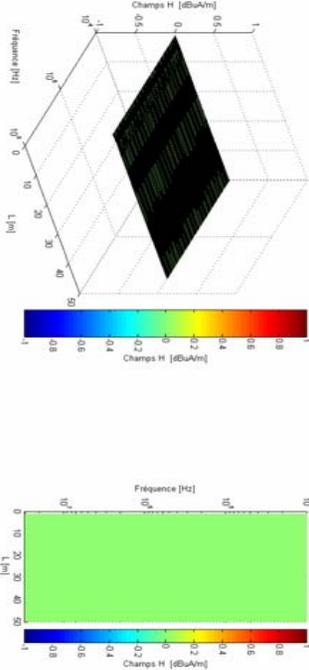


Figure 14 : Déplacement en champ H, Transmission ADSL, câble ITC

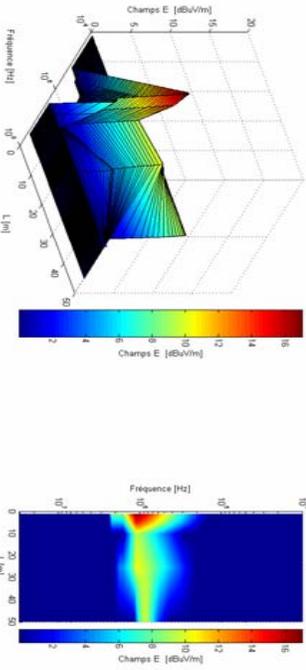


Figure 15 : Déplacement en champ E, Transmission ADSL2+, câble ITC

Câble ITC "xDSL", L(m) variable

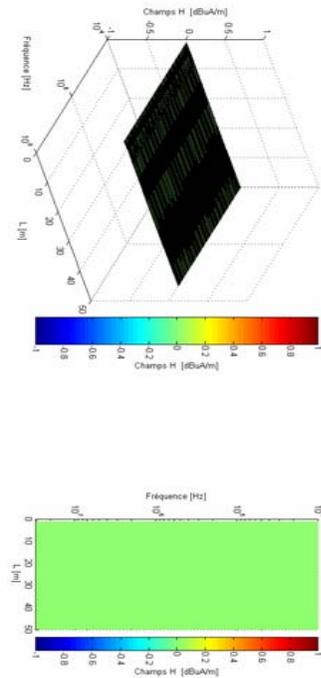


Figure 16 : Déplacement en champ H, Transmission ADSL2+, câble ITC

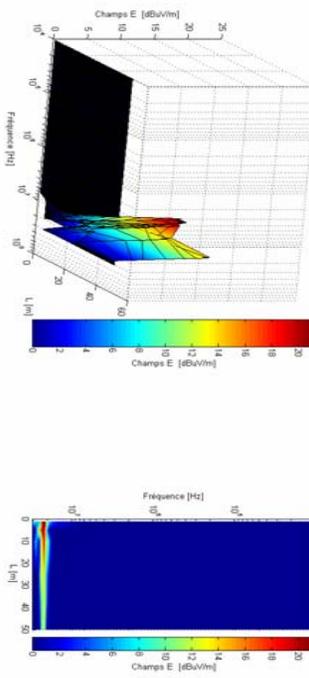


Figure 17 : Déplacement en champ E, Transmission VDSL, câble ITC

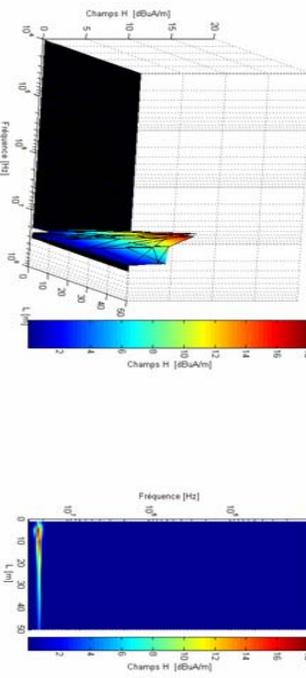


Figure 18 : Déplacement en champ H, Transmission VDSL, câble ITC

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", L(m) variable

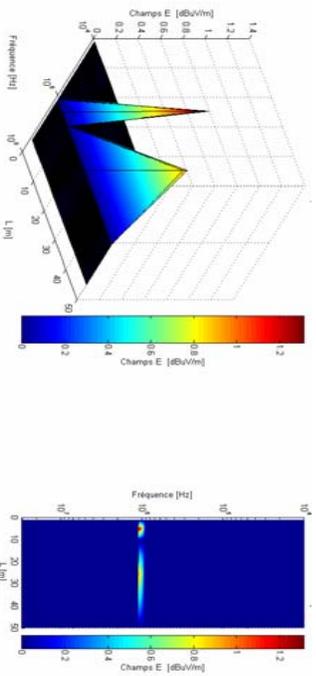


Figure 19 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble CAT 5_2, écran non-relié

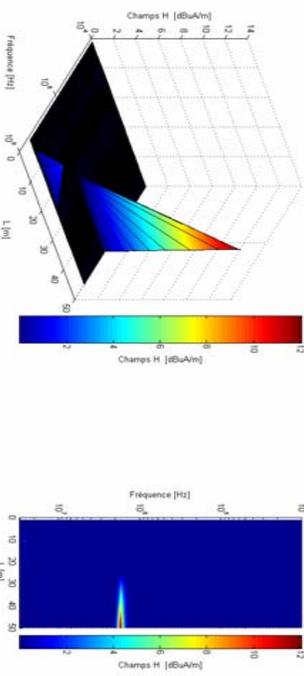


Figure 20 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL, câble CAT 5_2, écran non-relié

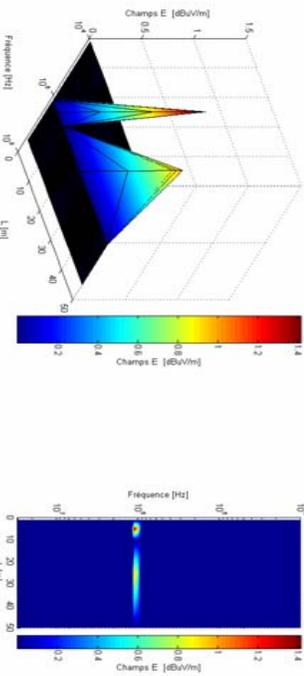


Figure 21 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_2, écran non-relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", L(m) variable

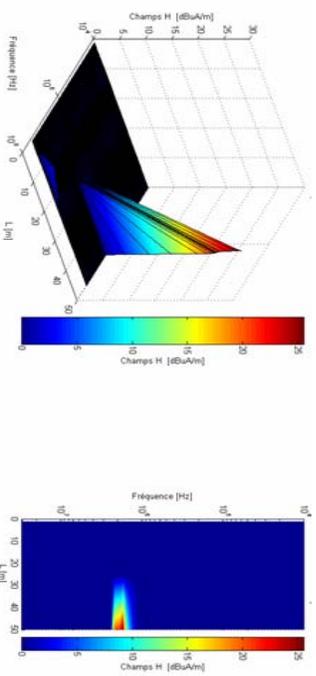


Figure 22 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_2, écran non-relié

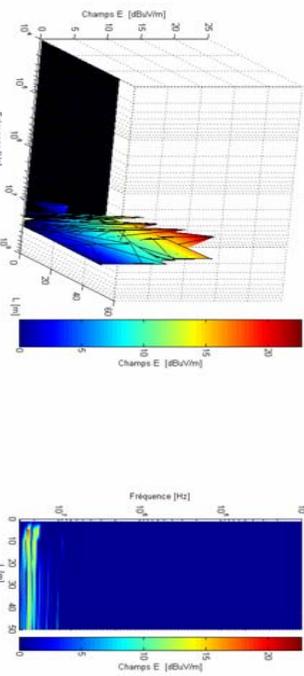


Figure 23 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 5_2, écran non-relié

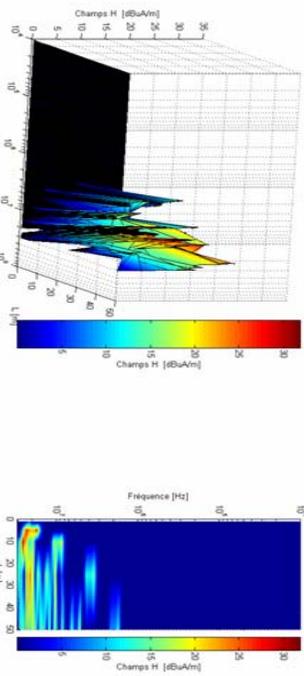


Figure 24 : Dépassement en champ H, Transmission VDSL, câble CAT 5_2, écran non-relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", L(m) variable

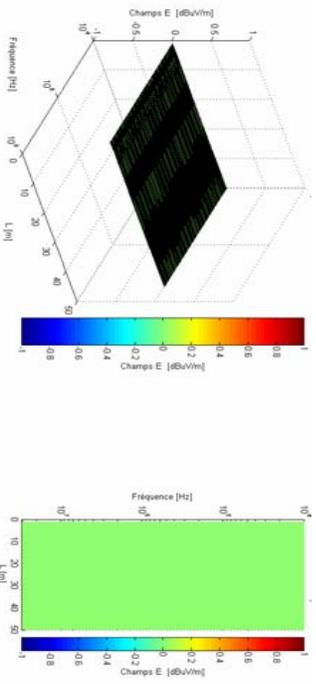


Figure 25 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble CAT 5_2, écran relié

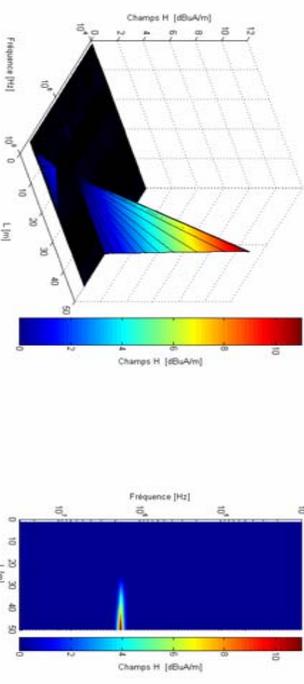


Figure 26 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL, câble CAT 5_2, écran relié

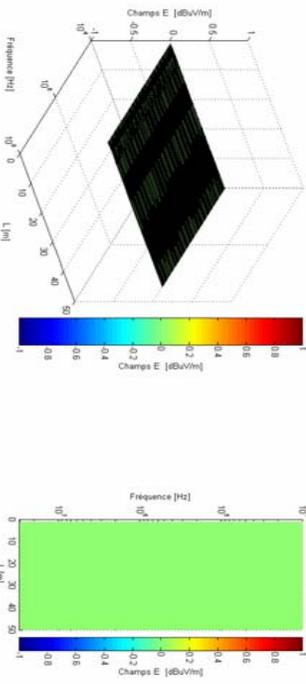


Figure 27 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", L(m) variable

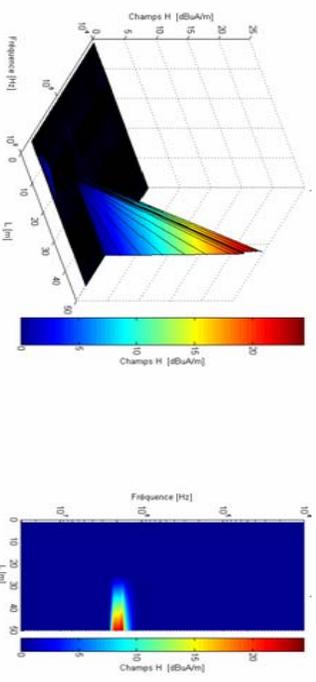


Figure 28 : Dépassement en champ H, Transmission ADSL2+, câble CAT 5_2, écran relié

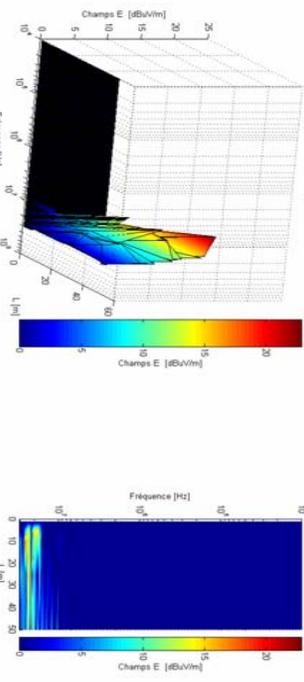


Figure 29 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 5_2, écran relié

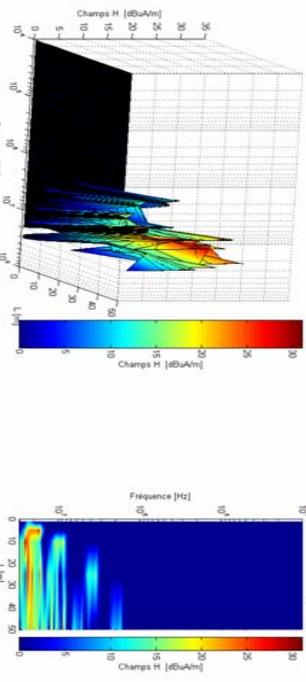


Figure 30 : Dépassement en champ H, Transmission VDSL, câble CAT 5_2, écran relié

Câble de branchement type 2 : BR_2 "xDSL", L(m) variable

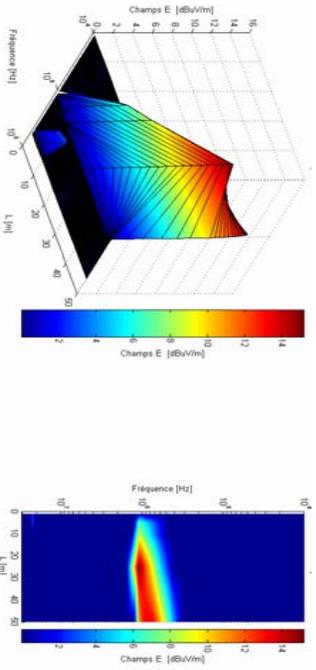


Figure 31 : Déplacement en champ E, Transmission ADSL, câble BR_2

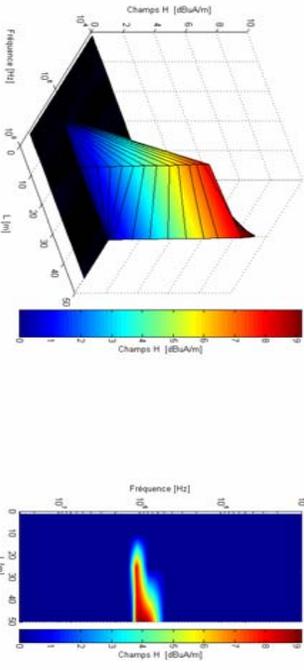


Figure 32 : Déplacement en champ H, Transmission ADSL, câble BR_2

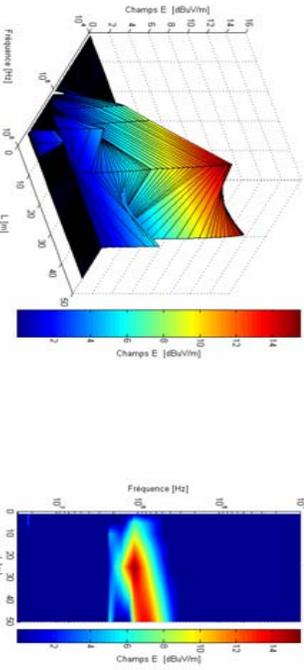


Figure 33 : Déplacement en champ E, Transmission ADSL2+, câble BR_2

Câble de branchement type 2 : BR_2 "xDSL", L(m) variable

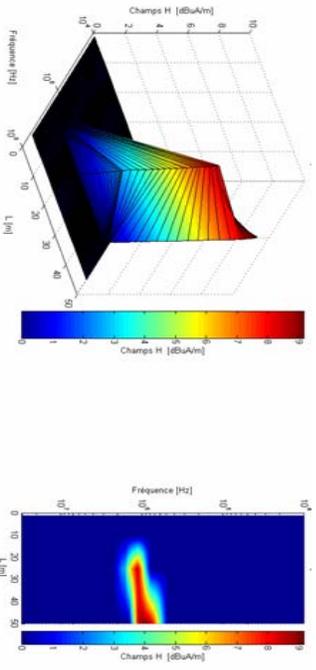


Figure 34 : Déplacement en champ H, Transmission ADSL2+, câble BR_2

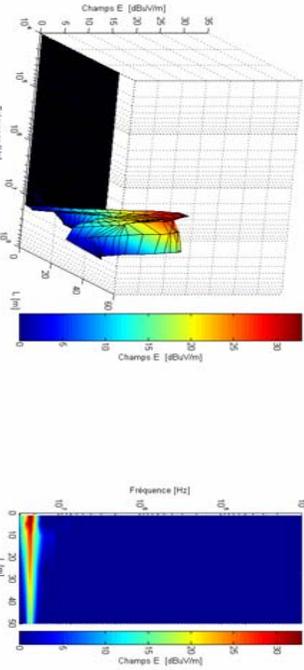


Figure 35 : Déplacement en champ E, Transmission VDSL, câble BR_2

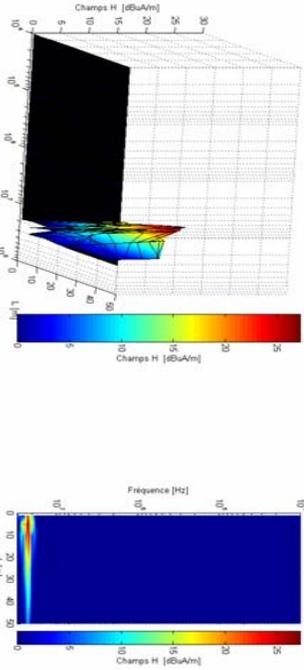


Figure 36 : Déplacement en champ H, Transmission VDSL, câble BR_2

Câble catégorie 6 "xDSL", L(m) variable

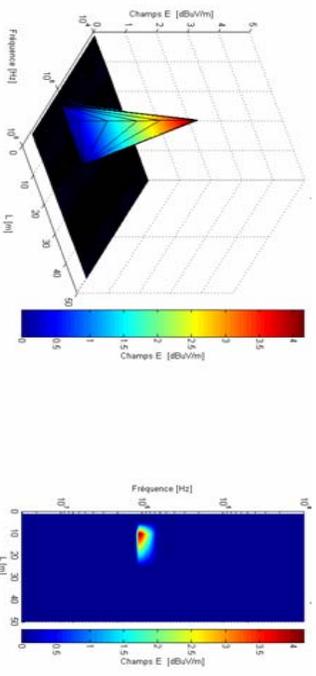


Figure 37 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL, câble CAT 6, écran non-relié

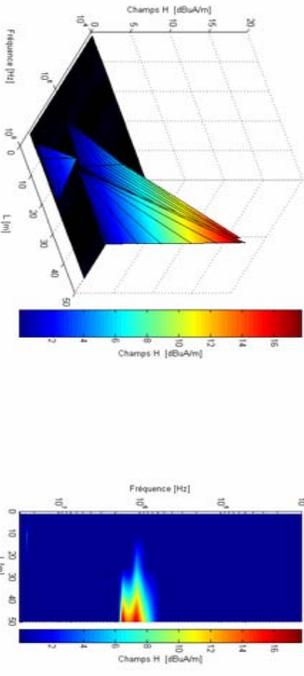


Figure 38 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL, câble CAT 6, écran non-relié

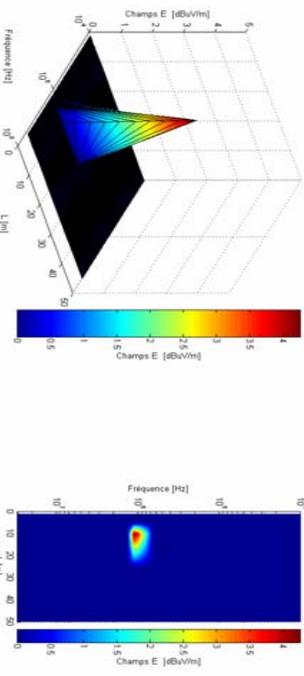


Figure 39 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL2+, câble CAT 6, écran non-relié

Câble Catégorie 6 "xDSL", L(m) variable

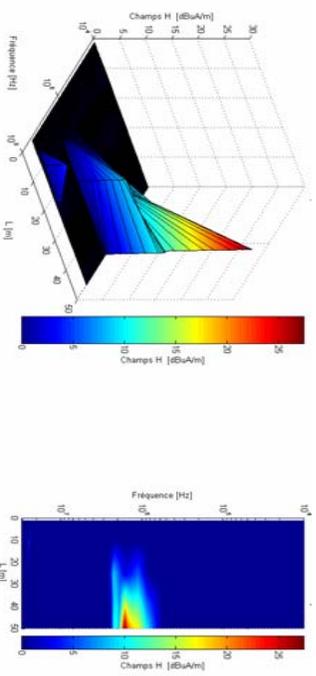


Figure 40 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL2+, câble CAT 6, écran non-relié

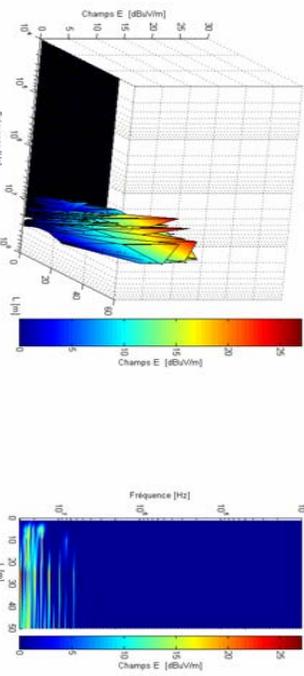


Figure 41 : Déphasement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 6, écran non-relié

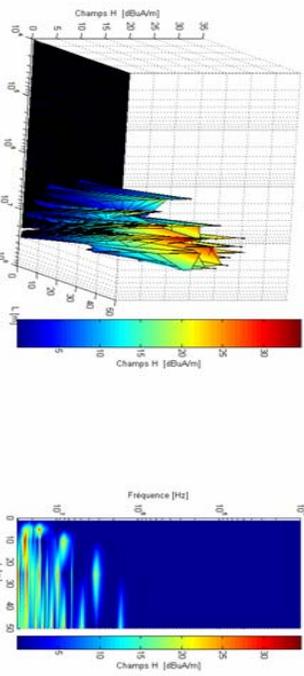


Figure 42 : Déphasement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 6, écran non-relié

Câble Catégorie 6 "xDDSL", L(m) variable

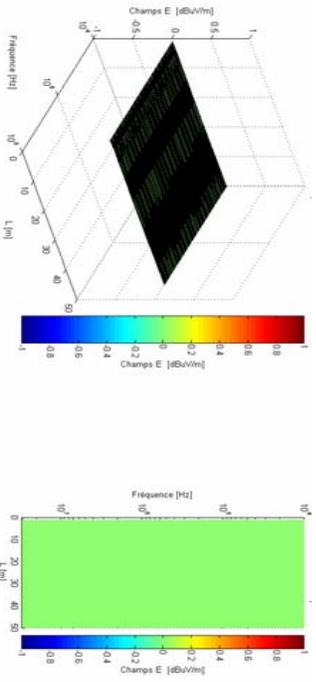


Figure 43 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL, câble CAT 6, écran relié

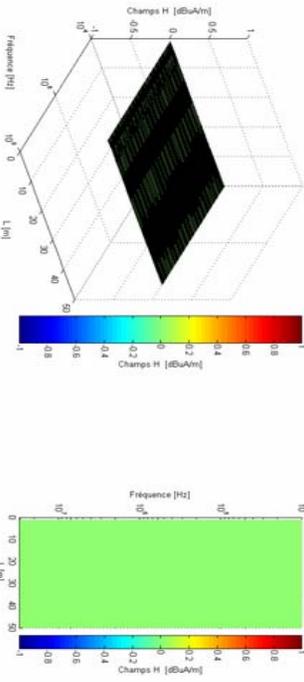


Figure 44 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL, câble CAT 6, écran relié

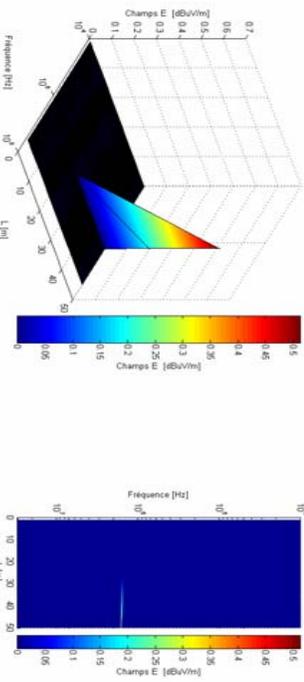


Figure 45 : Déphasement en champ E, Transmission ADSL2+, câble CAT 6, écran relié

Câble Catégorie 6 "xDDSL", L(m) variable

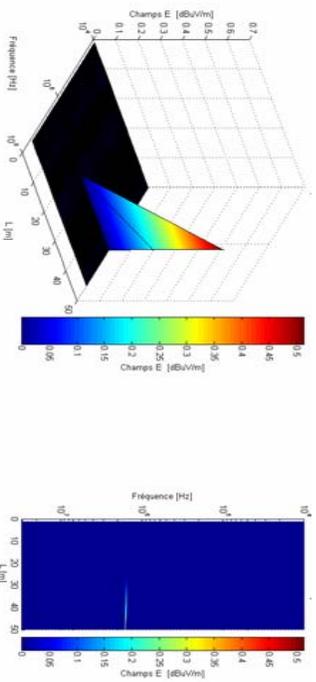


Figure 46 : Déphasement en champ H, Transmission ADSL2+, câble CAT 6, écran relié

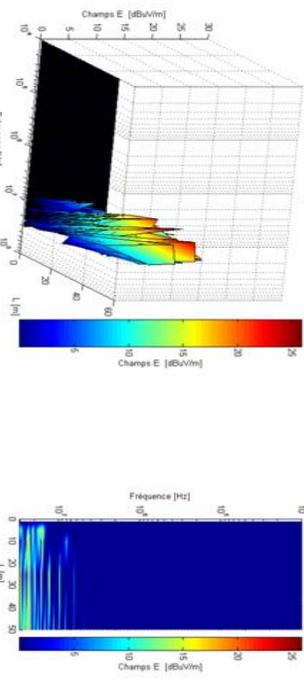


Figure 47 : Déphasement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 6, écran relié

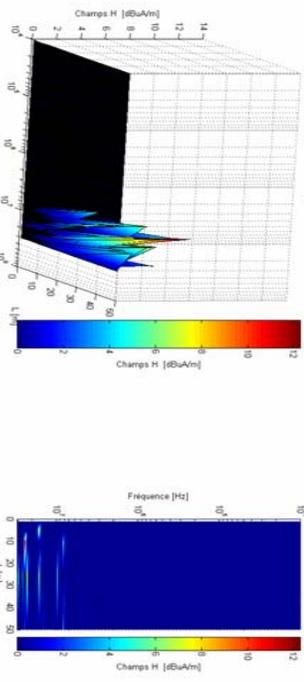


Figure 48 : Déphasement en champ E, Transmission VDSL, câble CAT 6, écran relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", D(m) variable

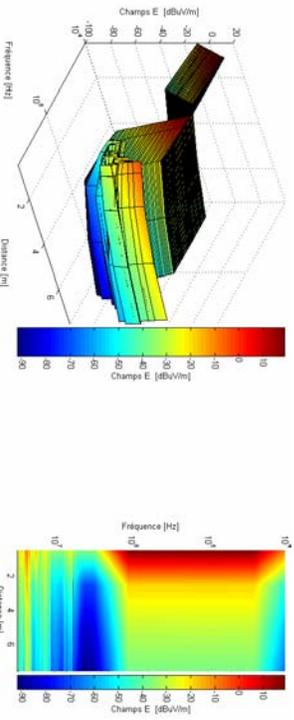


Figure 49 : Champ électrique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", D(m) variable

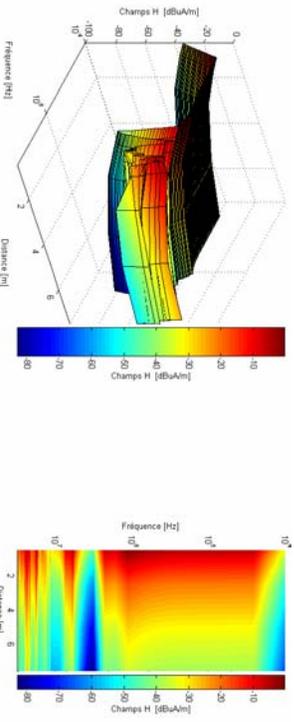


Figure 52 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+, D variable, câble CAT 5_2, écran non-relié

Figure 50 : Champ magnétique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

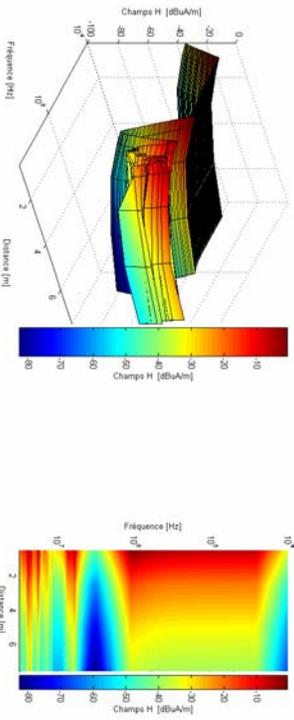


Figure 53 : Champ électrique, Transmission VDSL, D variable, câble CAT 5_2, écran non-relié

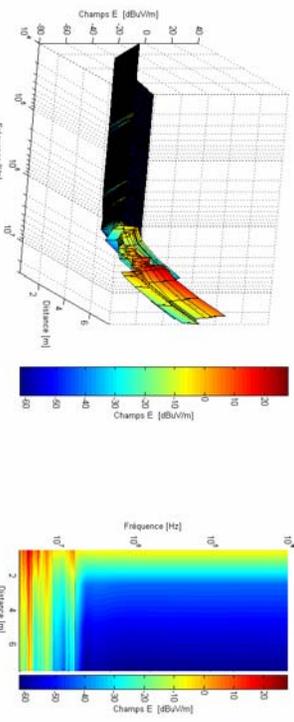


Figure 51 : Champ électrique, Transmission ADSL2+, "D variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

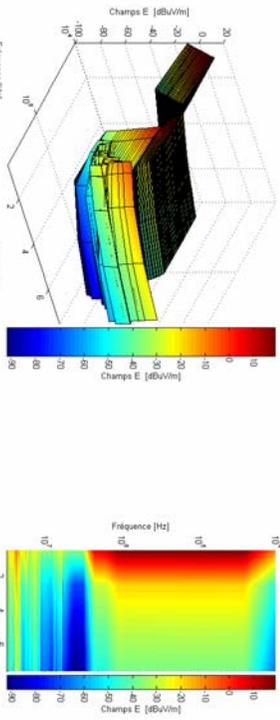
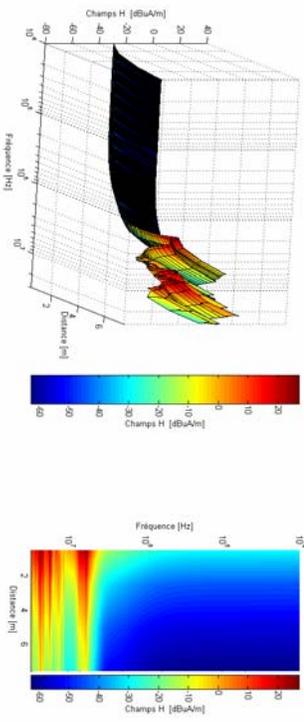


Figure 54 : Champ magnétique, Transmission VDSL, D variable, câble CAT 5_2, écran non-relié



Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", D(m) variable

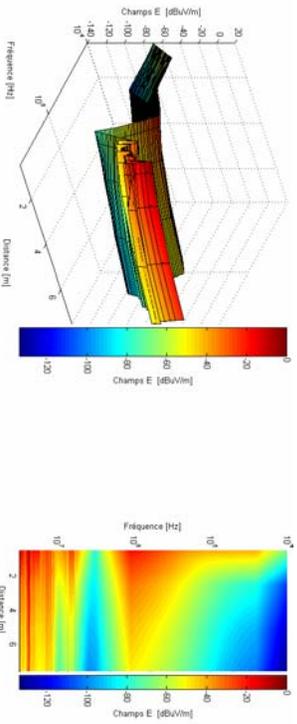


Figure 55 : Champ électrique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", D(m) variable

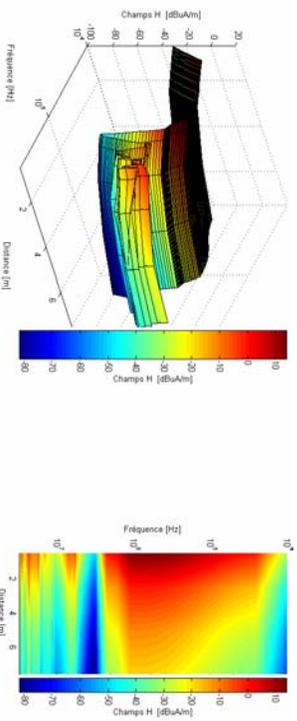


Figure 58 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

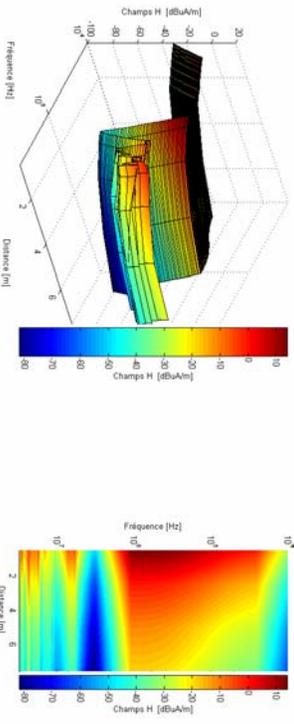


Figure 56 : Champ magnétique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

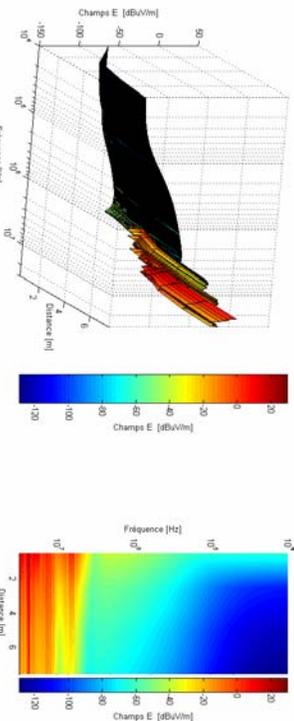


Figure 59 : Champ électrique, Transmission VDSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

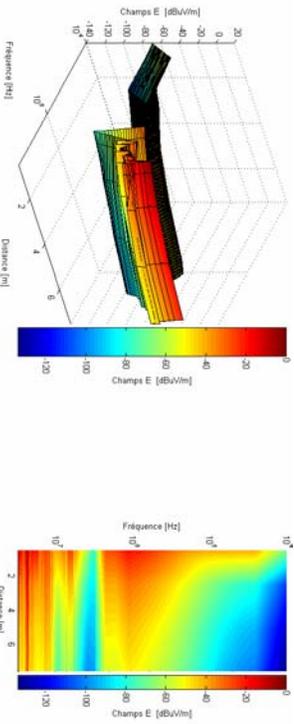


Figure 57 : Champ électrique, Transmission ADSL2+, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

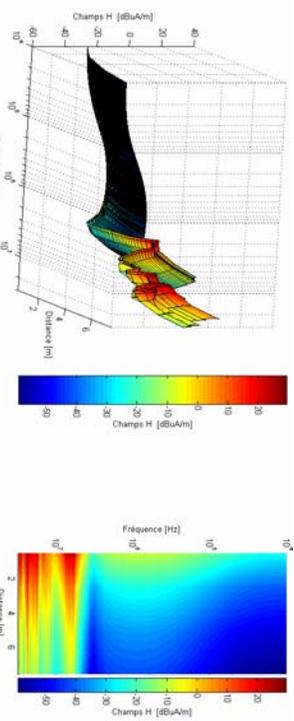


Figure 60 : Champ magnétique, Transmission VDSL, "D variable", câble CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 non écranté : CAT 5_1 "xDSL", D(m) variable

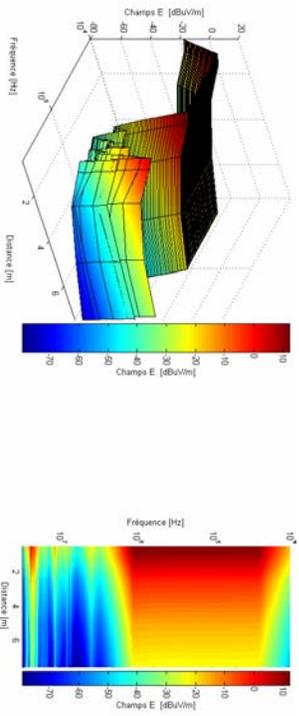


Figure 61 : Champ électrique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_1

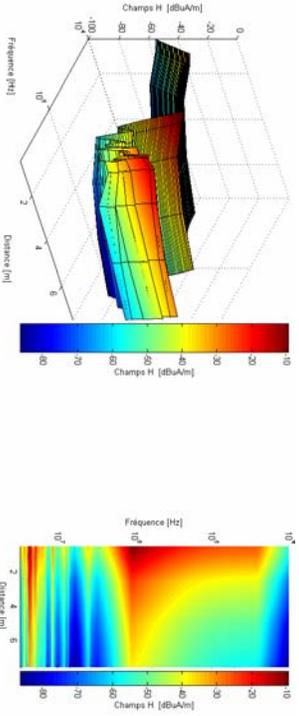


Figure 62 : Champ magnétique, Transmission ADSL, "D variable", câble CAT 5_1

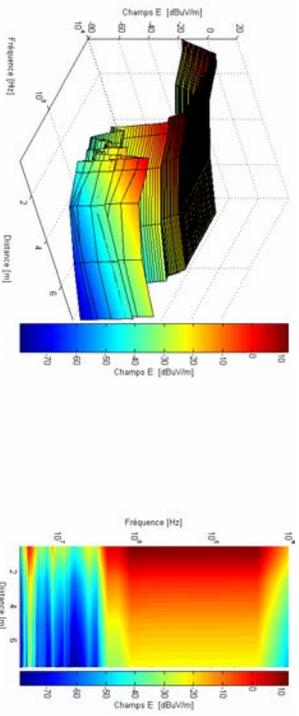


Figure 63 : Champ électrique, Transmission ADSL2+, "D variable", câble CAT 5_1

Câble catégorie 5 non écranté : CAT 5_1 "xDSL", D(m) variable

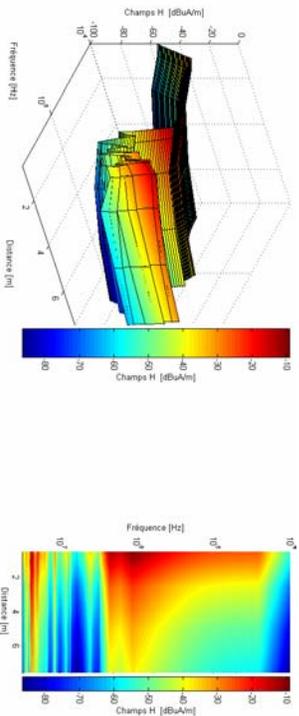


Figure 64 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+, "D variable", câble CAT 5_1

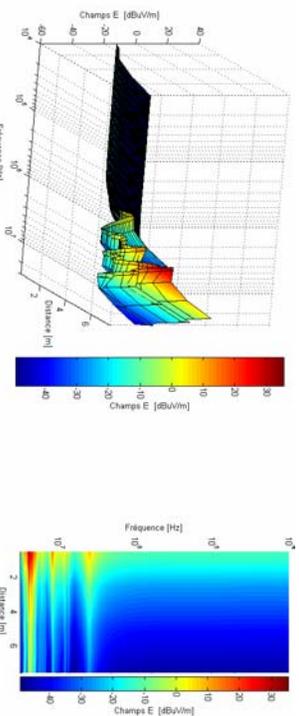


Figure 65 : Champ électrique, Transmission VDSL, "D variable", câble CAT 5_1

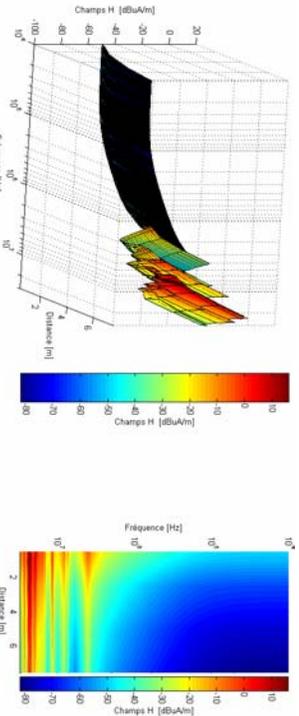


Figure 66 : Champ magnétique, Transmission VDSL, "D variable", câble CAT 5_1

Câble catégorie 5 écrané : CAT 5_2 "XDSL", ϕ variable

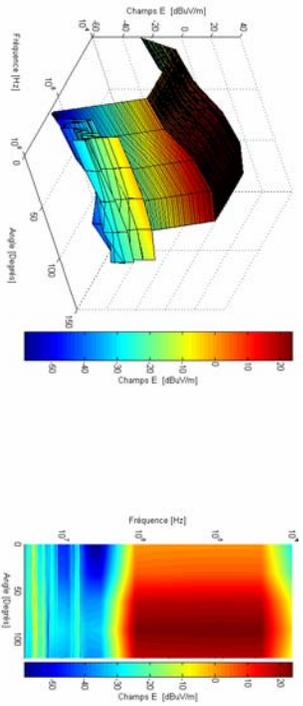


Figure 67 : Champ électrique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

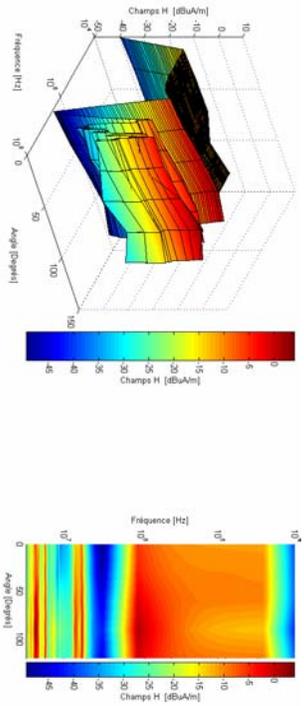


Figure 68 : Champ magnétique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

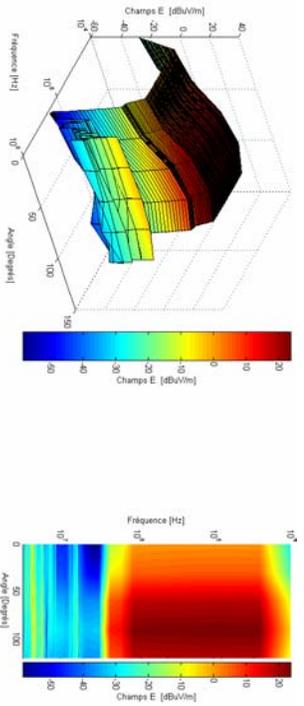


Figure 69 : Champ électrique, Transmission ADSL2+," ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

Câble catégorie 5 écrané : CAT 5_2 "XDSL", ϕ variable

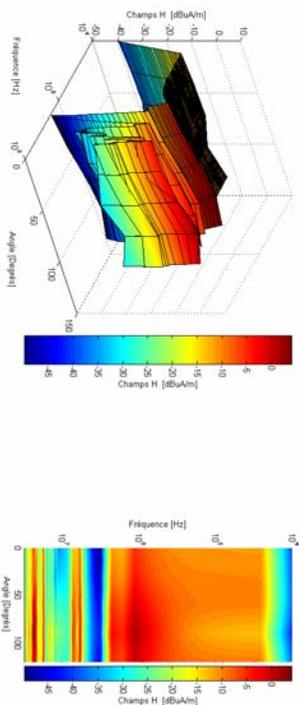


Figure 70 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+," ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

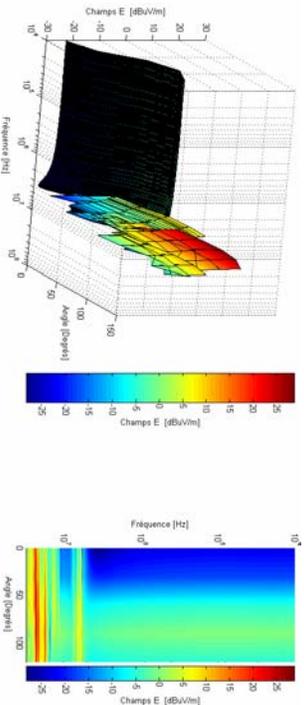


Figure 71 : Champ électrique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

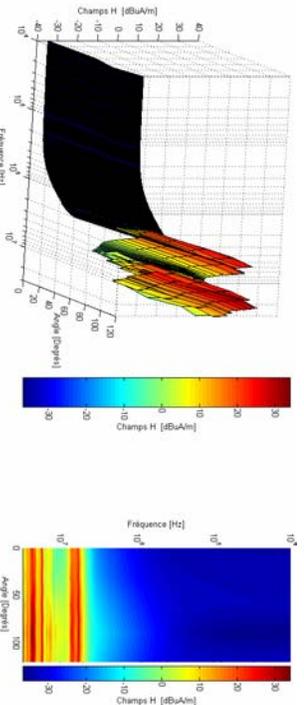


Figure 72 : Champ magnétique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran non-relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", ϕ variable

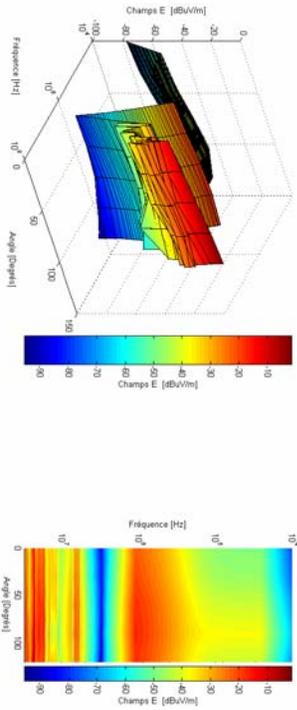


Figure 73 : Champ électrique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

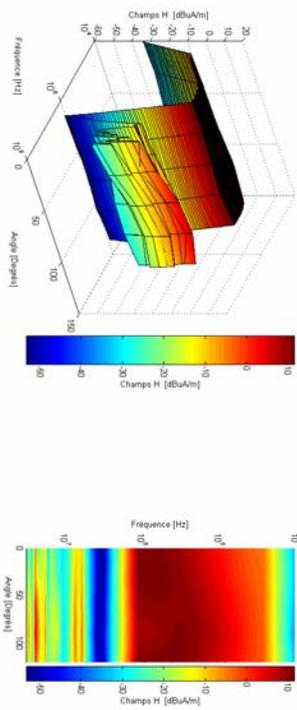


Figure 74 : Champ magnétique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

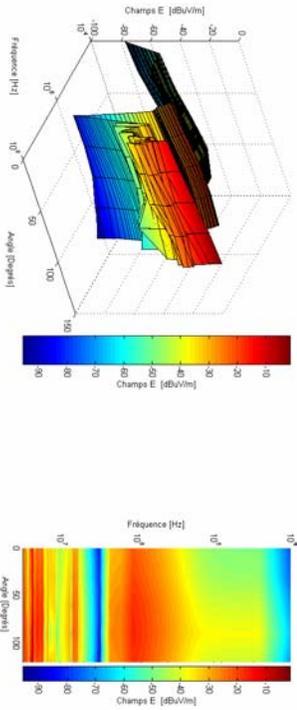


Figure 75 : Champ électrique, Transmission ADSL2+," ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "XDSL", ϕ variable

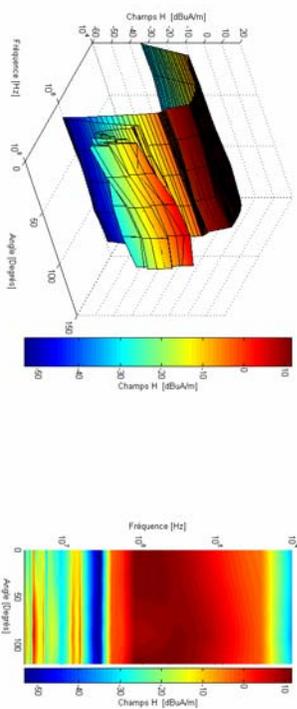


Figure 76 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+," ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

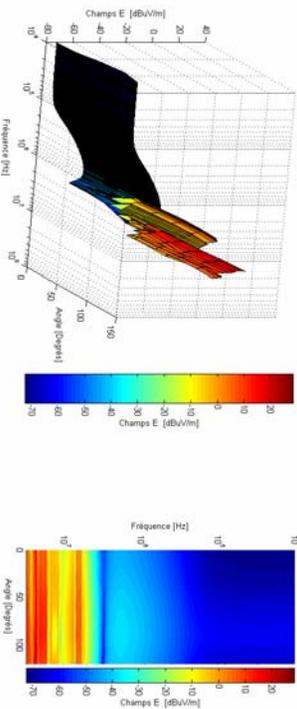


Figure 77 : Champ électrique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

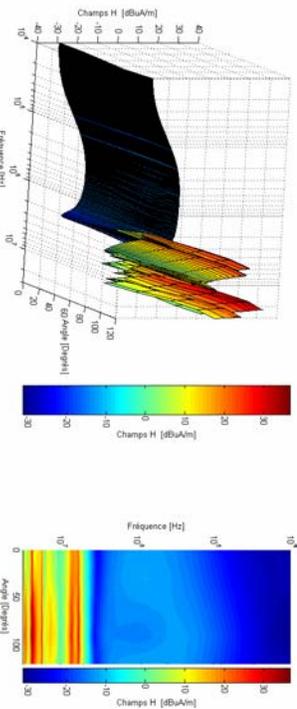


Figure 78 : Champ magnétique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 non écranté : CAT 5_1 "XDSL", ϕ variable

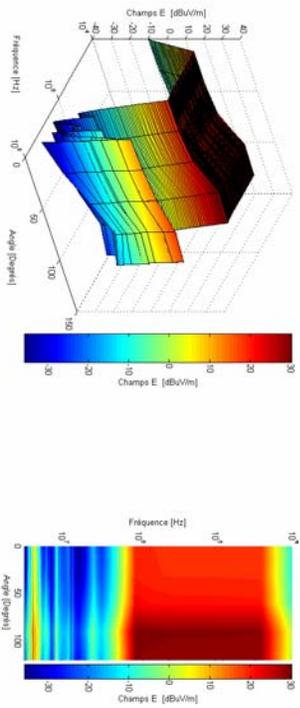


Figure 79 : Champ électrique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_1

Câble catégorie 5 non écranté : CAT 5_1 "XDSL", ϕ variable

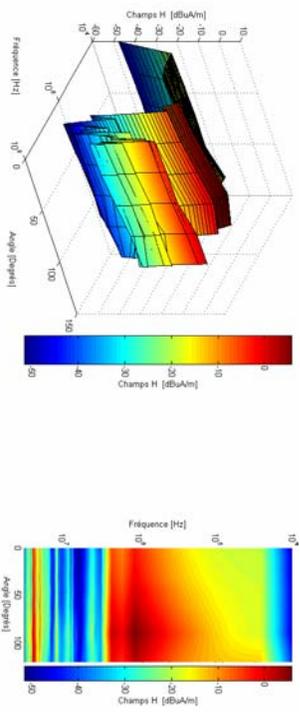


Figure 82 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+, " ϕ variable", câble CAT 5_1

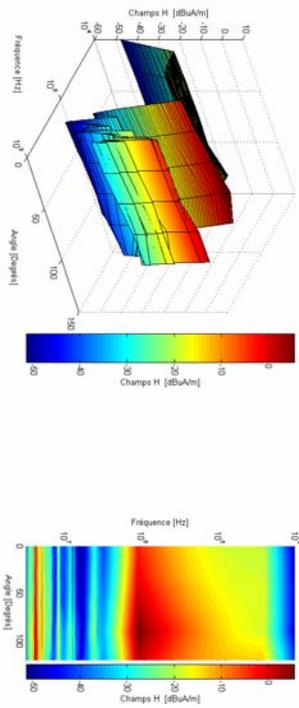


Figure 80 : Champ magnétique, Transmission ADSL, " ϕ variable", câble CAT 5_1

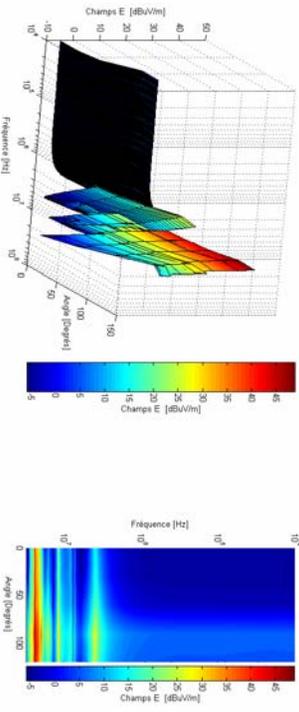


Figure 83 : Champ électrique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_1

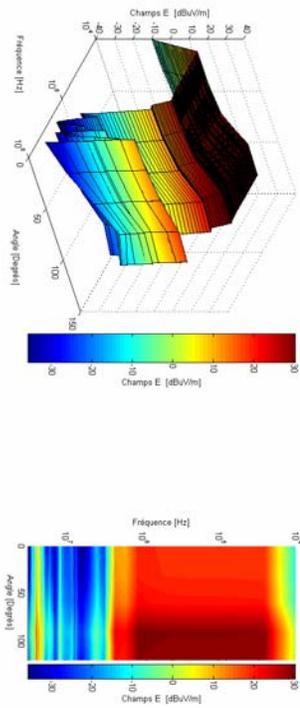


Figure 81 : Champ électrique, Transmission ADSL2+, " ϕ variable", câble CAT 5_1

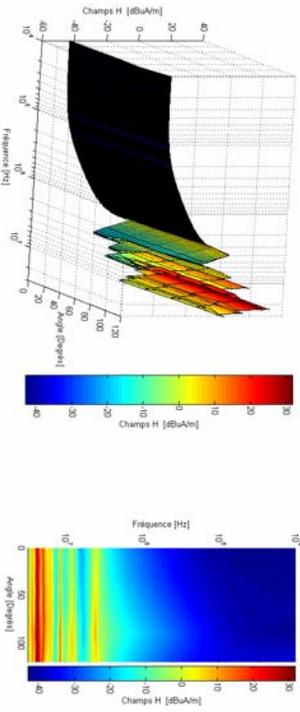


Figure 84 : Champ magnétique, Transmission VDSL, " ϕ variable", câble CAT 5_1

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", Défaut variable

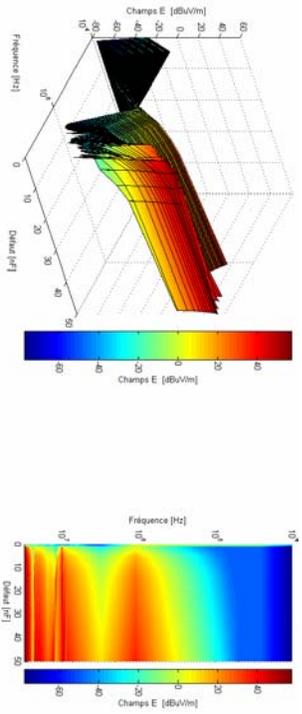


Figure 85 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

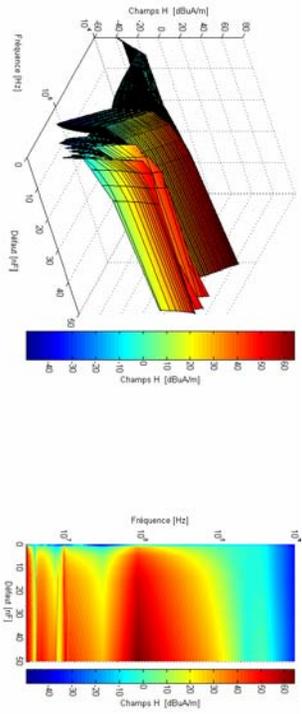


Figure 86 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

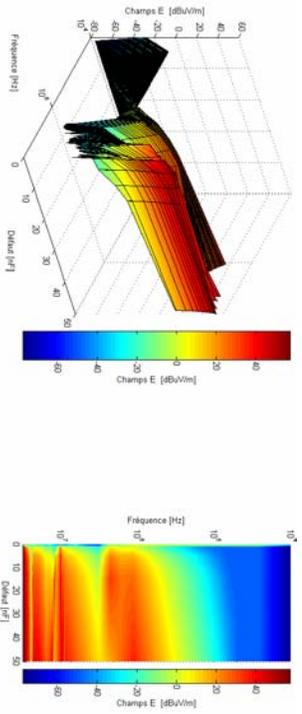


Figure 87 : Champ électrique, Transmission ADSL2+, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

Câble catégorie 5 écranté : CAT 5_2 "xDSL", Défaut variable

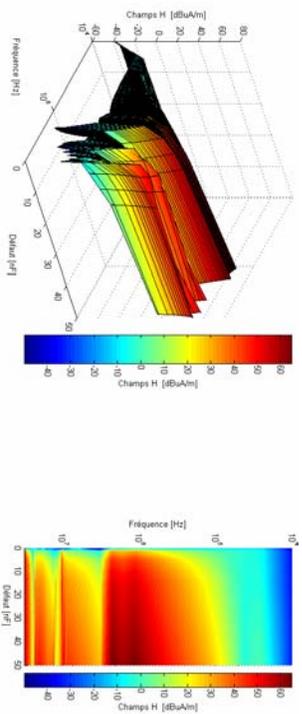


Figure 88 : Champ magnétique, Transmission ADSL2+, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

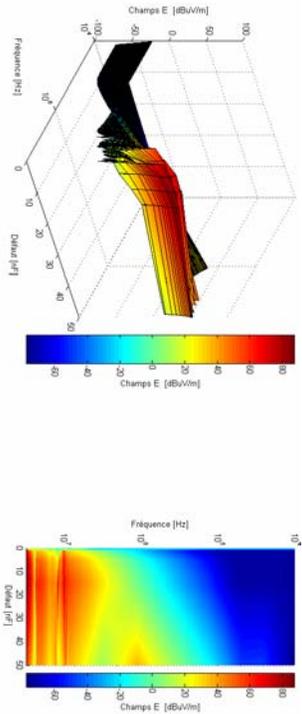


Figure 89 : Champ électrique, Transmission VDSL, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

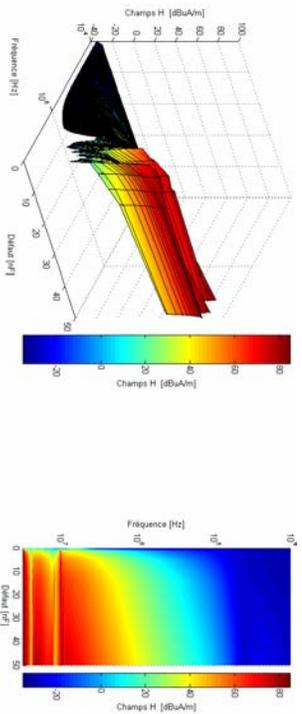


Figure 90 : Champ magnétique, Transmission VDSL, Impact des défauts, CAT 5_2, écran relié

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I-1 : Interférences Électromagnétiques.....	17
Figure I-2 : Effet du champ magnétique.....	18
Figure I-3 : Effet du champ électrique.....	18
Figure I-4 : Champ électromagnétique.....	19
Figure I-5 : Champ rayonné (Impédance Caractéristique).....	20
Figure I-6 : Le phénomène des interférences électromagnétiques.....	21
Figure I-7 : Modélisation du bruit de mode différentiel.....	22
Figure I-8 : Modélisation du bruit de mode commun.....	22
Figure I-9 : Exemple d'architecture du réseau d'accès.....	23
Figure I-10 : Câble à paires torsadées.....	23
Figure I-11 : Architecture de raccordement ADSL.....	26
Figure I-12 : Architecture de raccordement VDSL.....	27
Figure I-13 : Architecture de raccordement PLC.....	27
Figure I-14 : Exemple d'une installation PLC "Indoor".....	28
Figure I-15 : Spectre des services téléphonique et ADSL.....	29
Figure I-16 : Spectre de la technologie VDSL, plan de fréquence 998.....	29
Figure I-17 : Spectre de la technologie PLC (HomePulG).....	29
Figure I-18 : Limites des courants de mode commun, équipement de classe A, B.....	31
Figure I-19 : Limites des tensions de mode commun, équipement de classe A, B.....	32
Figure I-20 : Etapes de travail.....	36

CHAPITRE II

Figure II-1 : Unique conducteur dans un espace infini.....	41
Figure II-2 : N conducteurs dans un espace infini.....	41
Figure II-3 : Conducteur unique au dessus d'un sol parfait.....	42
Figure II-4 : N conducteurs, utilisation de la théorie des images.....	42
Figure II-5 : Circuit élémentaire.....	44
Figure II-6 : Décomposition topologique.....	47
Figure II-7 : Symétrie de la torsade.....	54
Figure II-8 : Géométrie d'un câble à paires torsadées.....	57
Figure II-9 : Paire torsadée en abscisse $s=0$, utilisation de la théorie des images.....	59
Figure II-10 : Paire torsadée écrantée en abscisse $s=0$, calcul des images.....	60
Figure II-11 : Interface graphique, page d'accueil.....	65
Figure II-12 : Evolution de C11 en fonction du pas de torsade (câble à 2 paires torsadées).....	65
Figure II-13 : Banc de mesure des paramètres linéiques.....	66
Figure II-14 : Résistance linéique en Ω/m	67
Figure II-15 : Configuration géométrique, câble non écranté.....	68
Figure II-16 : Configuration géométrique, câble écranté à 4 paires torsadées.....	69
Figure II-17 : Rayonnement d'un câble à paire torsadée.....	71
Figure II-18 : Comparaison des champs E et H simulés et mesurés.....	72
Figure II-19 : Dispositifs de mesure des courants de mode commun.....	73
Figure II-20 : Dispositifs de mesure des courants de mode différentiel.....	73
Figure II-21 : Courants de mode différentiel et de mode commun mesurés et simulés pour un câble à 4 paires..	74
Figure II-22 : Dispositif de mesure du champ électromagnétique.....	75

Figure II-23 : Dispositifs de mesure "Configuration 1"	76
Figure II-24 : Dispositifs de mesure "Configuration 2"	76
Figure II-25 : Comparaison des champs simulés et mesurés	77
Figure II-26 : Comparaison des champs simulés et mesurés	77
Figure II-27 : Comparaison des champs simulés et mesurés	78

CHAPITRE III

Figure III-1 : Modèle équivalent d'une discontinuité	82
Figure III-2 : ligne de transmission non uniforme au dessus d'un plan de sol	83
Figure III-3 : Ligne non uniforme constituée d'une ligne monofilaire.....	84
Figure III-4 : Ligne de transmission monofilaire, utilisation de la théorie des images	85
Figure III-5 : Inductance linéique $l(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$	88
Figure III-6 : Capacitance linéique $c(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$	88
Figure III-7 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $a_1 = a_2 = 0.0084 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ$	89
Figure III-8 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $a_1 = a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ$	90
Figure III-9 : Inductance-Capacitance linéiques $l(s)$ et $c(s)$, $\alpha_0 = 90^\circ$	90
Figure III-10 : Inductance-Capacitance linéiques, $a_1 = 0.0084 \lambda$, $a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 90^\circ$	91
Figure III-11 : Inductance-Capacitance linéiques, $a_1 = 0.0084 \lambda$, $a_2 = 0.0167 \lambda$	92
Figure III-12 : Configuration d'une ligne multifilaire	92
Figure III-13 : Vue de dessus de la configuration étudiée.....	93
Figure III-14 : ligne de transmission multifilaire, utilisation de la théorie des images	94
Figure III-15 : Capacitances linéiques, $a_1 = 0.0084 \lambda$, $a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$	95
Figure III-16 : Inductances linéiques, $a_1 = 0.0084 \lambda$, $a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$	95
Figure III-17 : Capacitances linéiques, $a_1 = a_2 = 0.00167$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$	96
Figure III-18 : Inductances linéiques, $a_1 = a_2 = 0.0167$, $\alpha_0 = 30^\circ \rightarrow 120^\circ$, $\alpha = \alpha_0 / 2$	96
Figure III-19 : La distribution de courant/tension, $a_1 = a_2 = 0.0167 \lambda$, $\alpha_0 = 0^\circ \rightarrow 135^\circ$	97
Figure III-20 : Distribution de courant – Câble monofilaire rectiligne (module/phase).....	98
Figure III-21 : Distribution de courant – Câble monofilaire rectiligne (module/phase).....	98
Figure III-22 : Champs rayonnés – Câble monofilaire rectiligne (Electrique/magnétique).....	99
Figure III-23 : Champs rayonnés –monofilaire rectiligne (Electrique / magnétique)	99
Figure III-24 : Distribution de courant – Câble bifilaire rectiligne (module/phase).....	100
Figure III-25 : Distribution de courant – Câble bifilaire rectiligne (module/phase).....	100
Figure III-26 : Champs rayonnés – Câble bifilaire rectiligne (Electrique / magnétique)	101
Figure III-27 : Champs rayonnés – Câble bifilaire rectiligne (Electrique / magnétique)	101
Figure III-28 : Configuration étudiée.....	102
Figure III-29 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° (module/phase)	102
Figure III-30 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° (module/phase)	103
Figure III-31 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90° (Electrique / magnétique).....	103
Figure III-32 : Champs rayonnés– Câble bifilaire 90° (Electrique / magnétique).....	104
Figure III-33 : Configuration d'un câble bifilaire ayant un coude de 90° et une hauteur non uniforme	104
Figure III-34 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° , h non-uniforme (module/phase).....	105
Figure III-35 : Distribution de courant – Câble bifilaire 90° , h non-uniforme (module/phase).....	105
Figure III-36 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90° , h non-uniforme (Electrique / magnétique)	106
Figure III-37 : Champs rayonnés – Câble bifilaire 90° , h non-uniforme (Electrique / magnétique)	106
Figure III-38 : Configuration géométrique d'une ligne bifilaire complexe	107
Figure III-39 : Distribution de courant – réseau complexe (module).....	107
Figure III-40 : Distribution de courant – réseau complexe (module).....	108
Figure III-41 : Champs rayonnés – réseau complexe (Electrique / magnétique).....	108
Figure III-42 : Champs rayonnés – réseau complexe (Electrique / magnétique).....	108
Figure III-43 : Rapport de temps de calcul FEKO/NMTL.....	109

CHAPITRE IV

Figure IV-1 : Fonctionnalités du code de calcul.....	113
Figure IV-2 : DSP des signaux xDSL et limite de norme NB30 à 1 mètre	114
Figure IV-3 : Emission rayonnée par un câble à 4 paires torsadées de 5 m de long	115

Figure IV-4 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran	116
Figure IV-5 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran	116
Figure IV-6 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran	116
Figure IV-7 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié	117
Figure IV-8 : Dépassement en champ E, Transmission ADSL2+, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran	117
Figure IV-9 : Dépassement en champ E, Transmission VDSL, d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié.....	117
Figure IV-10 : Configuration de simulation	119
Figure IV-11 : Evolution du champ électrique en fonction de la distance d'observation (F=1MHz)	119
Figure IV-12 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié	119
Figure IV-13 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié	120
Figure IV-14 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié.....	120
Figure IV-15 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la distance d'observation (D), câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié.....	120
Figure IV-16 : Configuration de simulation	121
Figure IV-17 : Impact de la valeur de l'angle φ sur les champs rayonnés, câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié (F=1MHz).....	121
Figure IV-18 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié	122
Figure IV-19 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran non-relié	122
Figure IV-20 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié.....	122
Figure IV-21 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact de la valeur de l'angle φ , câble d'ITC de catégorie 5 écrané, écran relié.....	123
Figure IV-22 : Défaut d'isolement dans un câble	124
Figure IV-23 : Influence d'un défaut capacitif dans le câble sur les émissions rayonnées.....	124
Figure IV-24 : Champ électrique, Transmission ADSL, Impact des défauts, câble de distribution, écran relié.	125
Figure IV-25 : Champ magnétique, Transmission ADSL, Impact des défauts, câble de distribution écran relié	125
Figure IV-26 : Configuration en présence d'un défaut localisé au point milieu du câble.....	126
Figure IV-27 : Champ électrique, Défaut capacitif 5 et 10 nF, Transmission ADSL, $D_z = 2 \rightarrow 13$ m.....	126
Figure IV-28 : Suppression de la perturbation.....	127
Figure IV-29 : Erreur quadratique $\varepsilon^2(n)$ à l'instant n et sa dérivée par rapport au coefficient $W_k(n)$	128
Figure IV-30 : Transmission en mode différentiel	130
Figure IV-31 : Transmission en mode commun	130
Figure IV-32 : Relation entre le courant de mode commun et le champ rayonné	131
Figure IV-33 : Le dispositif étudié.....	131
Figure IV-34 : Organigramme de l'algorithme d'adaptation.....	132
Figure IV-35 : Le dispositif étudié adapté	133
Figure IV-36 : Schéma du dispositif d'adaptation simulé.....	134
Figure IV-37 : Mode commun / Mode différentiel, Adapté / Non-adapté.....	135
Figure IV-38 : Bande ADSL : Mode commun, Adapté / Non-adapté	135
Figure IV-39 : Bande VDSL : Mode commun, Adapté / Non-adapté	136
Figure IV-40 : Gain mode commun, Adapté / Non-adapté	137

CHAPITRE V

Figure V-1 : Exemple d'une installation PLC "Indoor"	141
Figure V-2 : Réseau électrique de n branches	141
Figure V-3 : Quadripôle électrique équivalent	142
Figure V-4 : Chaîne de transmission électrique.....	143
Figure V-5 : Impédance d'entrée en parallèle	143
Figure V-6 : Impédance d'entrée en série	144
Figure V-7 : Transformateur électrique en parallèle	144
Figure V-8 : Configuration du réseau électrique étudié	145
Figure V-9 : Comparaison des fonctions de transfert calculées par les codes MTL et FT code.....	146
Figure V-10 : Propagation d'un signal dans une ligne comportant une branche.....	147

Figure V-11 : Approximation de la fonction de transfert du réseau global	149
Figure V-12 : Schéma de la configuration du réseau étudié.....	149
Figure V-13 : Comparaison des fonctions de transfert calculée par les codes Mpath et FT code	150
Figure V-14 : Configuration étudiée dans la cas d'un réseau domestique	150
Figure V-15 : Comparaison des fonctions de transfert calculées par les codes MTL et FT code.....	151
Figure V-16 : Comparaison des émissions conduites mesurées et simulées d'une transmission PLC.....	152
Figure V-17 : Comparaison des champs électriques simulés et mesurés.....	152
Figure V-18 : Comparaison des champs magnétiques simulés et mesurés.....	153
Figure V-19 : La configuration du réseau étudié.....	153
Figure V-20 : Fonction de transfert d'une transmission PLC : impact de la longueur de la dérivation	154
Figure V-21 : Fonction de transfert d'une transmission PLC : impact de la charge Z_{Br}	155
Figure V-22 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur	155
Figure V-23 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur L_{Br}	156
Figure V-24 : Emissions conduites d'une transmission PLC : impact de la longueur Z_{Br}	157
Figure V-25 : Schéma de la configuration expérimentale	157
Figure V-26 : Couplage entre lignes électrique et téléphonique	159
Figure V-27 : DSP du spectre PLC	160
Figure V-28 : Couplage PLC – xDSL : impact de la distance entre les câbles.....	160
Figure V-29 : Configuration géométrique étudiée.....	161
Figure V-30 : Couplage PLC – xDSL : impact de la distance Dx	161
Figure V-31 : Couplage PLC - xDSL, Impact de la longueur Lx	162

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau II-1 : Comparaison Simulation – Mesures (Câble torsadé de 2 paires)	67
Tableau II-2 : Inductances linéiques mesurées	68
Tableau II-3 : Capacités linéiques mesurées	68
Tableau II-4 : Inductances linéiques calculées	69
Tableau II-5 : Capacités linéiques calculées	69
Tableau II-6 : Inductances linéiques mesurées	70
Tableau II-7 : Capacités linéiques mesurées	70
Tableau II-8 : Inductances linéiques calculées	70
Tableau II-9 : Capacités linéiques calculées	71

CHAPITRE IV

Tableau IV-1 : Résultats présentés dans l'annexe E	118
Tableau IV-2 : Notation de différents paramètres	134
Tableau IV-3 : Notation de différents paramètres	136

CHAPITRE V

Tableau V-1 : Propagation du signal dans le réseau étudié	148
Tableau V-2 : Paramètres linéiques (câble Télécom + câble énergie)	159

GLOSSAIRE

- ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line
- ANSI : American National Standard Institute For Telecommunications
- ATU-C : ADSL Transceiver Unit, Central office end
- ATU-R : ADSL Transceiver Unit, Remote terminal end
- CATV : Cable access television
- CEM : Compatibilité électromagnétique (EMC)
- CPL: Courants porteurs en ligne
- CT : Central Téléphonique
- DSL : Digital Subscriber Line
- DSLAM : DSL Access Multiplexer (Multiplexeur d'accès DSL)
- DSP : Densité Spectrale de Puissance
- E.F.I.E : Electric Field Integral Equation
- EM : Electro-Magnetic
- ETSI : European Telecommunications Standard Institute
- FDD : Frequency Division Duplexing (Duplexage Fréquentiel)
- FEXT : Far-End CrossTalk (télé-diaphonie)
- FTTArea : Fiber To The Area
- FTTBuilding : Fiber To The Building
- FTTCab : Fiber To The Cabinet
- FTTH : Fiber-To-The-Home (fibre optique jusqu'au domicile)
- HDSL : High Data Rate DSL
- ITC : Installation Intérieure Client
- LAN : Local Area network

M.F.I.E : Magnetic Field Integral Equation

MC : Moindres Carrées

Mpath : Multipath model

MTL : Multi-conductor Transmission Lines

NEXT : Near-End CrossTalk (paradiaphonie)

NLMS : Normalised Least Mean Square

NMTL : Non uniform Multi-conductor Transmission Lines

PC : Point de Concentration

PLC : Power Line Communications

PLC : PowerLine Telecommunication

POTS : Plain Old Telephone Services (Services Téléphoniques Analogiques)

RADSL : Rate-Adaptative DSL / Boucle locale numérique à débit variable

RE : Répartiteur d'entrée

RE-ADSL : Reach Extended ADSL.

RNIS : Réseau Numérique et Intégration de Services

RT : Remote Terminal

RTC : Réseau Téléphonique Commuté

SDSL : Symmetric Digital Subscriber Line (DSL Symétrique)

SHDSL : Symmetric High-Bit rate Digital Subscriber Line

SR : Sous-Répartition

UIT : Union Internationale des télécommunications

VDSL : Very High Bit Rate Digital Subscriber Line

BIBLIOGRAPHIE

- [AGR79] **A. K. AGRAWAL, K. M. LEE, L. D. SCOTT and H. M. FOWLES**
Experimental characterization of multiconductor transmission lines in the frequency domain
IEEE Trans. electromagnetic compatibility, vol. EMC-21, Feb. 1979.
- [BAN66] **A. BANOS**
Dipole Radiation in the Presence of a Conducting Half-Space
Oxford : Pergamon Press 1966.
- [BES93] **P. BESNEIR**
Etude des couplages électromagnétiques sur des réseaux de lignes de transmission non uniformes à l'aide d'une approche topologique
Thèse de l'université des sciences et techniques de Lille, janvier 1993.
- [BOU06] **O. BOUFFANT, P. JAFFRE, J. LANDOS, D. Le BRAS, F. MOULIN and F. HASSOUN**
New Technologies for multiservices in home cabling
International Conference on Networking and Services (ICNS), Silicon Valley, USA 2006.
- [BRO98] **F. BROYDE, E. CLAVELIER, O. DAGUILLON and A. ZEDDAM**
Comparaison de l'émission des câblages de télécommunication
9ième colloque Internationale et exposition sur le CEM98, Brest juin 1998.
- [BUC03] **C. BUCCELLA, M. FELIZIANI and G. MANZI**
Identification and localization of defects in shielded cables by a numerical / experimental procedure
Electromagnetic Compatibility, IEEE International Symposium, pp. 213-218 vol.1, Aug. 2003.
- [CEL99] **S. CELOZZI and M. FELIZIANI**
EMP-coupling to twisted-wire cables
University of Rome, Italy, IEEE International Symposium, pp. 85 – 89, 1999.
- [CEN02] **Draft CENELEC / ETSI, JWG**
EMC of wire-line telecommunications networks
septembre 2002.
- [CHA75] **D. C. CHANG and R. G. OLSEN**
Excitation of an infinite wire above dissipative earth
Radio science, Vol.10, No.8-9, August-September 1975.
- [CHE92] **D. K. CHENG**
Fundamentals of Engineering Electromagnetic
New York, Addison-Wesley, 1 edition, 1992.
- [CHU02] **Ye CHUNFEI and Li ERPING**
Analytical expressions for per-unit-length parameters of finite length transmission lines with discontinuities
IEEE Trans. on EMC, vol.44 (3), pp. 478-481, 2002.
- [CLA94] **CLAYTON R. Paul**
Analysis of Multiconductor Transmission Lines
By John Wiley & Sons, 1994.

-
- [COL85] **R. E. COLLINS**
Antennas and Radiowave propagation
McGraw-Hill, Inc, 1985.
- [DAG95] **O. DAGUILLON**
Prise en compte de la complexité des installations du réseau de France Télécom dans le cadre de l'étude théorique et expérimentale des phénomènes de couplage électromagnétique
Thèse de l'université Blaise Pascal de Clermont-Ferrand, juillet 1995.
- [DOS97] **K. DOSTERT**
Telecommunications over the Power Distribution Grid- Possibilities and Limitations
Internat. Symp. on Power Line Comms and its Applications Proc 1997.
- [DUN03] **B. DUNSMORE and B. SKANDIER**
Telecommunications technologies reference, A comprehensive guide to north american and international telecommunications standards
Indiapolis, USA : Cisco Press, 2003.
- [EIS99] **W. R. EISENSTADR and D. E. BOCKELMAN**
Common and differential crosstalk characterization on the silicon substrate
IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 9, pp. 25–27, Jan. 1999.
- [FEL02] **M. FELIRIANI and F. MARADEI**
Full-wave analysis of shielded cable configurations by the FDTD method
IEEE Magnetics, vol. 38 Mar. 2002.
- [GAG01] **M. GAGNAIRE**
Boucles d'accès hauts débits : découpage, techniques xDSL, LMDS, voix et vidéo sur DSL
Paris, 2001.
- [GER01] **GERMAN REG. TP and UK Radiocommunications Agency (RA)**
Measurement procedures and proposed limits for radio disturbance emissions from telecommunication networks
first draft, 2001.
- [GOR96] **C. GORDON and K. M. ROSELLE**
Estimating crosstalk in multiconductor transmission lines
IEEE Trans. Adv. Packag., vol. 19, pp. 273–277, May 1996.
- [GRI99] **S. GRIVET-TALOCIA and ANAVERO**
Accuracy of propagation modeling on transmission lines
IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, vol. 1, 1999.
- [HAR61] **R.F. HARRINGTON**
Time Harmonic Electromagnetic Fields
McGraw-Hill, New York, 1961.
- [HAR68] **R.F. HARRINGTON**
Field computation by moment methods
Macmillan, New York, 1968.
- [HAR73] **C.W.HARRISSON and C.D. TAYLOR**
Response of a terminated Transmission line Exciter by a plane wave field for arbitrary angles of incidence
IEEE Trans. On EMC, vol. EMC-15, August 1973.
- [HAR93] **R. F. HARRINGTON**
Field Computation by Moment Methods
Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993
-

-
- [HAR93] **R. F. HARRINGTON**
Field Computation by Moment Methods. Piscataway, NJ
IEEE Press, ch. 3, 1993.
- [HAS05] **F. HASSOUN, J-M. DEBRAUX, R. TARAFI and A. ZEDDAM**
Electromagnetic emission of xDSL systems transmitted on twisted copper pairs
EMC 2005 – Zurich, Suisse.
- [HASN4] **F. HASSOUN, J-M. DEBRAUX, R. TARAFI and A. ZEDDAM**
Emission rayonnée par un système de câblage véhiculant une transmission xDSL
JINA 2004 – Nice.
- [HASS6] **F. HASSOUN, R. TARAFI and A. ZEDDAM**
Approche analytique pour l'étude de l'émission rayonnée d'un système de câblage non uniforme véhiculant une transmission haut débit
CEM 2006 – Saint Malo.
- [HAST4] **F. HASSOUN, J-M. DEBRAUX, R. TARAFI, F. GAUTHIER and A. ZEDDAM**
Emission rayonnée des systèmes de transmissions xDSL
CEM 2004 – Toulouse.
- [HASZ6] **F. HASSOUN, R. TARAFI and A. ZEDDAM**
Calculation of Per-Unit-Length parameters for Shielded and Unshielded twisted pair cables
EMC 2006 – Zurich-Singapour.
- [HAY91] **S. HAYKIN**
Adaptive Filter Theory
Prentice Hall, Englewood Cliffs.NJ, second edition, 1991.
- [HRA04] **H. HRASNICA, A. HAIDINE and R. LEHNERT**
Broadband Powerline Communications :Network Design
ISBN: 0-470-85741-2, Hardcover, June 2004.
- [IAN02] **M. IANOZ**
Progress in the standardization work on EMC problems concerning PLC. International symposium on EMC
Sorrento, Italy, pp.263-281, sept. 2002.
- [IFE93] **E. C. IFEACHOR and B. W. JERVIS**
Digital Signal Processing, A Practical Approach
Addison Wesley, 2nd Edition, 1993.
- [KAM99] **W. LIU and Y. KAMI**
Discontinuity effects for a cascaded transmission-line system consisting of two line sections of different height
IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp.526–530, 1999.
- [KER93] **K. KERROUM and F. PALADIAN**
Extension du code de calcul LINEF
LASMEA-URA CNRS N°1793, Equipe Electromagnétisme.
- [KIN49] **R. W. P. KING and K. TOMIYASU**
Terminal impedance and generalized two-wire-line theory
Proc. IRE, vol. 37, pp. 1134–1139, 1949.
- [KIN65] **R. W. P. KING**
Transmission-Line Theory
Dover Publications Inc, New York, 1965.
-

-
- [KLI00] **F. PALADIAN, K. KERROUM and M. KLINGER**
Détermination des paramètres linéiques de ligne multifilaires à partir de mesures de matrices S
10ème Colloque International de la CEM 2000, Clermont-Ferrand, 14-16 mars 2000
- [LO93] **Y.T. LO and S.W. LEE**
Antenna Handbook, Vol. 2 Antenna Theory, Van Nostrand Reinhold
Hardcover, Springer, 1993.
- [MAR01] **E. MARTINCD, P. NADEAU, N. FEIX, M. LALANDE, A. REINEIX and B.JECKO**
Transmission link radiation and localized defect contribution
IEEE Trans on EMC, vol. EMC-43, n. 2, May 2001.
- [MEN02] **H. MENG, S. CHEN, Y. L. GUAN, C. L. LAW, P. SO, E. GUNAWAN and T. T. LIE**
A Transmission Line Model for High-Frequency Power Line Communication Channel
IEEE/PES-CSEE October 2002.
- [MOU01] **F. MOULIN**
Etude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission d'une liaison ADSL
Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2001
- [MOU17] **F. MOULIN, M. OUZZIF, J.M. DEBRAUX, F. GAUTHIER and A. ZEDDAM**
Coexistence VDSL/ PLC
NT/FT/R&D/8617.
- [NAK95] **T. NAKAMURA, N. HAYASHI, H. FUKUDA and S. YOKOKAWA,**
Radiation from the transmission line with an acute bend
Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions, Vol. 37, Aug. 1995.
- [NIT03] **H. HASSE, J. NITSCH and T. STEINMETZ**
Radio Science Bulletin, Transmission-line super theory : Anew approach to an effective calculation of electromagnetic interactions
No 307, December 2003.
- [PAL94] **K. KERROUM, F. PALADIAN, J. FONTAINE and O. DAGUILLON**
Etude topologique de systèmes constitués de lignes multifilaires interconnectées par des réseaux linéaires soumises à une impulsion électromagnétique
CEM 94 Toulouse 1994.
- [PAR91] **J. P. PARMENTIER**
Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques
Thèse de doctorat, université de Lille, décembre 1991.
- [POG73] **A. J. POGGIO and E. K. MILLER**
Integral equation solutions of three-dimensional scattering problems
Chapt. IV in *computer techniques for electromagnetic*, edited by R. Mittra, Pergamon Press, New York, 1973.
- [REC03] **RECOMMANDATION K60**
Emission limits and test methods for telecommunication networks
ITU-T Geneva, 2003.
- [SAR94] **T. K. SARKAR, Z. A. MARICEVIC, Jr. B. ZHANG and A. R. DJORDJEVIC**
Evaluation of excess inductance and capacitance of microstrip junctions
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, pp. 1095–1097, June 1994.
- [SHI99] **W. SHI and J. FANG**
Evaluation of closed-form crosstalk models of coupled transmission lines
IEEE Trans, vol. 22, pp.174–181, May 1999.
-

-
- [SOM64] **SOMMERFELD**
Partial Differential Equations in Physics
New York : Academic Press 1964.
- [STA99] **T. STARR, J. M. CIOFFI, and P. J. SILVERMAN**
Understanding Digital Subscriber Line Technology
Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [STE96] **S. D. STEARNS and R. A. DAVID**
Signal Processing Algorithms in Matlab
Prentice Hall, Ptr. 1ST edition, 1996.
- [STO02] **R. STOLLE**
Electromagnetic Coupling of Twisted Pair Cables
IEEE journal, Vol. 20, Issue 5, pp. 883-892 June 2002.
- [STR41] **J. A. STRATTON**
Electromagnetic Theory
McGraw-Hill, Book Company Inc. New York, 1941.
- [TES77] **F.M. TESCHE, M.V. IANOZ and T. KARLSSON**
EMC Analysis Methods and Computational Models
John WILEY & SONS, 1977.
- [TOM04] **T. CIAMULSKI and W. K. GWAREK**
A study of feeding options aimed at cancelling crosstalk in multiconductor transmission lines
IEEE MTT-S International, Vol.3, pp. 1631 – 1634, 2004.
- [TSU01] **S. TSUZUKI, S. YAMAMOTO, T. TAKAMATSU and Y. YAMADA**
Measurement of Japanese Indoor Power-line Channel
5th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, Sweden, 2001.
- [TSU02] **S. TSUZUKI, T. TAKAMATSU, HIDEYUKI NISHIO and YOSHIO YAMADA**
An Estimation Method of the Transfer Function of Indoor Power-line Channels for Japanese Houses
ISPLC2002, Athens.
- [WAL98] **WALTER J. GORALSKI**
ADSL and DSL Technologies
McGraw-Hill, March 1998.
- [WID85] **B. WIDROW and S.D. STEARNS**
Adaptive Signal Processing Algorithms
Prentice Hall, 1985.
- [WOJ04] **T. CIAMULSKI and W. K. GWAREK**
On eliminating crosstalk within multiconductor transmission lines
IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, Vol.14, Iss.6, pp. 298 - 300, June 2004.
- [ZNA03] **S. ZNATY**
Services et réseaux de télécommunications. Tome 2, Architectures de services dans la nouvelle génération de réseau
Editions EFORT, 2003.
-

RESUME

Dans le cadre du déploiement de nouveaux systèmes de transmission basés sur les technologies xDSL (x Digital Subscriber Loop) et PLC (PowerLine Communication). Ces techniques, mises en œuvre sur l'infrastructure existante (réseau téléphonique ou électrique) afin de transmettre des données haut débit, et offrent de nouveaux services avec un accès à l'information qui devient illimité.

Cependant, cette augmentation des débits sur des voies de transmission de plus en plus variées, et l'utilisation de fréquences élevées exige de sévères contraintes de compatibilité électromagnétique. Ces fréquences susceptibles d'engendrer des phénomènes d'interférences électromagnétiques associés aux caractéristiques des équipements déployés et des liens physiques utilisés.

Il convient donc de prendre en compte ces problèmes d'émission électromagnétique lors du déploiement des services haut débit afin d'éviter d'éventuelles conséquences sur les systèmes radioélectriques, ou entre systèmes filaires hauts débits occupant les mêmes bandes de fréquences

Ce travail de thèse s'inscrit dans ce cadre général et est orienté vers le développement de méthodes prédictives en vue de les appliquer à des systèmes de transmission haut débit rencontrés dans le réseau d'accès. Il s'agit de sélectionner une théorie efficace, permettant de déterminer le rayonnement trouvé à proximité de lignes de télécommunications ou électriques, parcourues par des signaux de hautes fréquences. Le second axe de ce travail est consacré à la recherche de méthodes permettant de diminuer les émissions électromagnétiques de ces nouveaux services.

Mots clés: xDSL, PLC, émissions rayonnées, ligne de transmission, discontinuité, paramètres linéiques