

THESE

Présentée

En vue de l'obtention du titre de docteur en Electronique

Présentée par :

GHNIMI SAID

Etude de la Compatibilité Electromagnétique du Réseau GSM avec le Réseau Electrique

Soutenue le 11 décembre 2010 devant le jury composé de:

M. Abdelkader Mami	Professeur	FST	Président
M. Fathi Choubani	Professeur	SUPCOM	Rapporteur
M. Mohamed Elleuch	Professeur	ENIT	Rapporteur
M. Ammar Bouallègue	Professeur	ENIT	Examineur
M. Ali Gharsallah	Professeur	FST	Directeur de thèse
M. Mohamed Zommiti	Chef de division	STEG	Membre invité
M. Fakhreddine Khelifa	Ingénieur principal	CERT	Membre invité

REMERCIEMENTS

*Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse, monsieur **Ali Gharsallah**, professeur à la Faculté des Sciences de Tunis, de m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche et plus particulièrement, pour la confiance qu'il a su m'accorder tout au long de cette thèse. Je suis très sensible aux encouragements qu'il m'a prodigués pour continuer à développer mes connaissances dans ce domaine.*

*Je tiens aussi à remercier monsieur **Adnen Rajhi**, Maître Assistant à l'Ecole Supérieure de Technologie et d'Informatique, et co-directeur de cette thèse, sans lequel cette collaboration et ces travaux n'auraient pu voir le jour.*

Je tiens à leur témoigner ma profonde reconnaissance pour leur soutien, leur encadrement et leurs conseils avisés tout au long de mes travaux.

*Je remercie vivement monsieur **Abdelkader Mami**, professeur à la Faculté des Sciences de Tunis qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider mon jury de thèse.*

*J'adresse mes sincères remerciements à monsieur **Fathi Choubani**, professeur à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis et monsieur **Mohamed Elleuch**, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis qui ont accepté la lourde charge de rapporteurs de cette thèse. Leurs remarques sur ce travail m'ont été très encourageantes.*

*Je souhaite également remercier monsieur **Ammar Bouallègue**, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, d'avoir accepté de juger mon travail de thèse.*

*J'exprime ma profonde gratitude au monsieur **Mohamed Zommiti** pour la confiance qu'il m'a accordée lors du stage que j'ai effectué à la STEG sous sa responsabilité.*

*Ma profonde gratitude va aussi à monsieur **Fakhreddine Khelifa** pour la confiance qu'il m'a accordée lors du stage que j'ai effectué au CERT sous sa responsabilité.*

*Un grand merci à monsieur **Youssef Bizid**, professeur à la Faculté des Sciences de Tunis qui a relu et corrigé le manuscrit.*

*Un grand merci à messieurs **Ahmed Lathimni** et **Ali Sgair** qui m'ont aidé pendant le stage que j'ai effectué à la STEG.*

*Je remercie également messieurs **Fitouri ben Abdallah** et **Nabil Alouini** qui m'ont aidé pendant le stage que j'ai effectué au CERT.*

*Je remercie aussi tous les membres de laboratoire pour leurs encouragements durant mon travail et en particulier monsieur **Nawfel Ghawar** Maître Assistant.*

Mes remerciements vont aussi pour tous les membres de ma famille et particulièrement ma mère et mon père pour leur soutien permanent et chaleureux.

Acronymes et Abréviations

AUC: Authentification Center
BSC: Base Station Controller
BSS: Base Station Sub-system
BTS: Base Transceiver Station
BTA: Basse Tension A
BTB: Basse Tension B
BCCH: Broadcast Control Channel
BER: Bloc Error Rate
CEM: Compatibilité Electro-Magnétique
CRC: Cyclic redundancy code
DTX: Discontinuous Transmission
EM: Electro-Magnétique
EIR: Equipment Identification Register
FDMA: Frequency Division Multiple Access
FER: Frame Error Rate
GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying
GMSC: Gateway MSC
GPRS: General Packet Radio Service
GSM: Global System for Mobile communication
GPS: Global Positionner System
HLR: Home Location Register
HTA: Haute Tension A
HTB: Haute Tension B
IMEI: International Mobile Equipment Identity
LHT/MT: Ligne Haute Tension /Moyen Tension
MTL: Multiconductor Transmission Line

MSC: Mobile-services Switching Center
MS: Mobile Station
NILT: Numerical Inversion of Laplace Transform
OMC: Operating Mobile Center
PCU: Packet Control Unit
PCB: Printed Circuit Board
QoS: Quality of Service
RxQual: Quality of Signal
RxLev: Level of Signal
TDMA: Time Division Multiple Access
TCH: Traffic Channel
TS: Time Slot
TRX: Transceiver – Émetteur- Récepteur
TBT: Très Basse Tension
VLR: Visitor Location Register

Table des Matières

<i>Introduction générale.....</i>	<i>-1-</i>
CHAPITRE 1 – Description de l’environnement EM du Réseau cellulaire GSM.....	-4-
1. Introduction.....	-4-
2. Architecture du réseau de télécommunication mobile.....	-5-
2.1 Concept du réseau cellulaire	-5-
2.2 Eléments constitutifs d’un réseau téléphonique mobile GSM.....	-6-
2.3 Le réseau GSM vu comme un système de communication numérique	-9-
3. Différents types de perturbation EM au voisinage du réseau mobile.....	-11-
3.1. Sources de bruits d’origine naturelle.....	-11-
3.2. Sources de bruits d’origine industrielle.....	-13-
3.3. Synthèse des sources de bruits naturels et industriels.....	-15-
4. Description d’un problème de CEM au voisinage du réseau mobile.....	-17-
4.1. Notion de la compatibilité électromagnétique (CEM)	-17-
4.2. Le problème de CEM à étudier.....	-24-
5. Conclusion.....	-26-
Bibliographie.....	-27-
CHAPITRE 2 - Modélisation EM des Circuits PCB de la Téléphonie Mobile.....	-30-
1. Introduction.....	-30-
2. Caractérisation EM des systèmes MTL.....	-31-
3. Equation des télégraphistes pour un système MTL.....	-32-
4. Etude de diaphonie dans le système MTL.....	-35-
4.1 Etude analytique.....	-36-
4.2 Etude numérique par la méthode NILT.....	-42-
5. Conclusion.....	-57-
Bibliographie.....	-58-
CHAPITRE 3 -Etude Expérimentale des champs électrique et magnétique générés par les lignes électriques	-61-
1. Introduction.....	-61-
2. Présentation du réseau électrique.....	-61-
2.1 Constituants d’un réseau électrique.....	-62-
2.2 Contexte d’étude du réseau électrique	-63-
3. Etude des systèmes électriques en régime permanent.....	-65-
3.1 Calcul des champs magnétiques B.....	-66-
3.2 Calcul des champs électriques E.....	-70-
3.3 Mesure des champs E et B dans une ligne HT 150kV de la STEG.....	-74-
3.4 Mesure des harmoniques générés par les départs MT 33KV à la STEG.....	-83-
4. Etude des systèmes électriques en régimes transitoires.....	-85-
4.1 Surtensions de manœuvre.....	-86-
4.2 Défauts du réseau.....	-86-
4.3 Les surtensions de foudre.....	-86-
5. Etude de la QoS du réseau électrique et les perturbations associées.....	-87-
5.1 Objectifs de mesure de la QoS du réseau électrique.....	-87-
5.2 Perturbations électromagnétiques en régime permanent.....	-87-
5.3 Perturbations électromagnétiques en régime transitoire.....	-89-
6. Conclusion.....	-91-
Bibliographie.....	-92-

CHAPITRE4- <i>L'effet des lignes électriques sur les circuits de télécommunications mobiles</i>	-94-
1. Introduction.....	-94-
2. L'effet des lignes électriques sur les circuits MTL en régime permanent.....	-95-
2.1 Effet électromagnétique.....	-95-
2.2 Effet électrostatique.....	-98-
2.3 Application.....	-100-
3. L'effet des lignes électriques sur les circuits MTL en régime transitoire.....	-102-
3.1 Formulation d'une ligne de transmission excitée par une onde EM incidente.....	-104-
3.2 Application d'un circuit PCB excité par une onde EM incidente.....	-106-
4. Solutions proposées.....	-110-
4.1 Etude théorique des antennes proposées.....	-111-
4.2 Conception et simulation des antennes réseaux.....	-118-
5. Conclusion.....	-122-
Bibliographie.....	-123-
 CHAPITRE 5 - <i>Etudes et Mesures de la qualité de service d'un réseau GSM au voisinage du réseau électrique</i>	-126-
1. Introduction	-126-
2. Présentation de l'interface radio mobile.....	-127-
2.1 Caractéristiques du signal GSM	-128-
2.2 Modulation GMSK.....	-129-
3. Etude du signal GSM aux voisinages des LHT/MT en régime permanent.....	-131-
3.1 L'effet des harmoniques sur le signal GSM.....	-131-
3.2 L'effet des lignes électriques sur le canal radio du réseau GSM.....	-133-
3.3 Mesure de la QoS du réseau GSM au voisinage du réseau électrique.....	-134-
4. Etude du signal GSM au voisinage des LHT/MT en régime transitoire.....	-147-
5. Solutions proposées.....	-150-
5.1 Problèmes de couverture.....	-150-
5.2 Problèmes d'interférence.....	-151-
5.3 Problèmes de couplage.....	-152-
6. Conclusion.....	-152-
Bibliographie.....	-154-
 <i>Conclusion générale et perspectives</i>	-155-
 <i>Annexe 1</i>	-158-
<i>Annexe 2</i>	-161-

INTRODUCTION GENERALE

L'extension des moyens de communication à des voies de transmission nécessite des dispositifs électriques et de télécommunication pour assurer le fonctionnement du réseau de télécommunication mobile. Le fonctionnement de ces dispositifs dans le même environnement exige de sévères critères de compatibilité électromagnétique (CEM). La multiplication des produits de ces deux systèmes entraîne des problèmes de perturbations entre eux. Afin de lui assurer une bonne intégration dans son environnement de fonctionnement, le dispositif ne doit pas polluer le milieu qui l'entoure par un rayonnement électromagnétique très important. Par ailleurs, la complexité de leur agencement interne et la nécessité de faire cohabiter des circuits PCB de natures très différentes entraîne aussi des perturbations à l'intérieur du circuit intégré dans l'équipement de télécommunication. La miniaturisation des circuits pose sérieusement des problèmes de susceptibilité d'un appareil face aux parasites électromagnétiques, ainsi que l'utilisation d'un signal numérique (émis au reçu) pour assurer la communication dans un réseau de télécommunication. Ce dernier est exposé aussi aux bruits créés par les harmoniques des équipements des lignes électriques. La prise de conscience de ces problèmes de perturbations a engendré la naissance d'une nouvelle discipline scientifique nommée la compatibilité électromagnétique (CEM).

Les méthodologies utilisées pour situer ces deux équipements par rapport aux risques de perturbations électromagnétiques convergent généralement vers la recherche de trois critères. Le premier consiste à définir les caractéristiques des deux systèmes pour établir des seuils de tolérance définis par des normes internationales, le second choisit une démarche prédictive pour étudier l'apparition d'un couplage et enfin le troisième garde la surveillance permanente ou occasionnelle des protections électromagnétiques pour assurer le bon fonctionnement des systèmes de télécommunication dans un environnement perturbé.

Le travail présenté dans cette thèse traite des problèmes de compatibilité électromagnétique entre les réseaux de la téléphonie mobile et les réseaux électriques. Deux aspects sont étudiés:

- l'amélioration des performances des systèmes de télécommunication mobile par réduction du phénomène de la diaphonie au sein des équipements de télécommunication et du couplage externe créé par les équipements des lignes électriques.
- l'amélioration des performances des systèmes de transmission de la téléphonie mobile par l'optimisation des réseaux électriques et de télécommunication.

Notre travail de thèse s'intéresse au fonctionnement des systèmes de télécommunication mobile dans un environnement électromagnétique perturbé et la possibilité de leur adaptation avec ce dernier. L'objectif de nos travaux de recherche réalisés dans ce manuscrit est d'élaborer une technique de synthèse du couplage, d'analyser un concept de ce phénomène en basse et en haute fréquence, de déterminer expérimentalement le degré de perturbation des lignes électriques sur les systèmes de télécommunication au voisinage et de proposer des techniques de protection de ces systèmes.

Ce travail de thèse propose une étude et une analyse approfondie du point de vue de la CEM entre les systèmes électriques et les systèmes de télécommunication.

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art du réseau de télécommunication : concept cellulaire, architecture, planification, les équipements et les supports de transmissions associés. Nous décrivons ensuite l'environnement électromagnétique du réseau de la téléphonie mobile, les différents modes de couplage et les problèmes pouvant intervenir dans ce réseau.

Dans le second chapitre, on explicitera la modélisation analytique et numérique des équipements électriques et de télécommunication par les systèmes des lignes de transmission multiconducteurs (MTL) vu leur impact sur la qualité de transmission et puisque ces lignes sont des supports d'excitation des différents équipements. On utilisera la théorie des lignes de transmission, les raisons de ce choix sont principalement justifiées par la facilité des calculs. De plus cette théorie, présente une bonne aptitude pour analyser l'incidence des paramètres géométriques tels que les dimensions des lignes. L'outil de modélisation numérique est indispensable pour étudier le couplage entre les pistes d'une carte électronique PCB intégrée dans un équipement de télécommunication. Cet outil est la transformation de Laplace inverse (NILT) ; elle montre les outils nécessaires permettant de traiter les problèmes de couplage électromagnétique. Cette technique est appliquée au cas d'un système MTL sans perte pour mettre en évidence le phénomène de la diaphonie.

Le troisième chapitre est consacré à une validation expérimentale des théories électromagnétiques basées sur le concept des champs électriques et magnétiques dans les cas de couplage ou de découplage de ces champs. Cette partie de notre travail a été réalisée à la Société Tunisienne d'Electricité et de Gaz (STEG) pour définir la caractérisation électromagnétique des lignes électriques HT/MT puisqu'elles sont les sources d'excitation des systèmes industriels et peuvent être considérées comme des sources de perturbations pour les équipements de télécommunication au voisinage.

Le quatrième chapitre est subdivisé en deux parties. La première traite les effets des perturbations électromagnétiques et électrostatiques, généralement sous forme de force électromotrice et du potentiel induit, sur les circuits de télécommunication mobile. Ces circuits peuvent être considérés comme une carte électronique PCB exposée aux perturbations EM sous forme des champs électrique et magnétique générés par des lignes électriques en régime permanent.

La seconde partie s'intéresse à l'étude du couplage d'une onde électromagnétique générée par des lignes électriques en régime transitoire, parvenant sur un système multiconducteur (MTL) intégré dans l'équipement des systèmes de télécommunication mobile. On présentera ainsi le formalisme général des lignes couplées, en faisant le calcul des tensions et des courants induits aux extrémités des lignes MTL, en utilisant la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse. Ensuite, on proposera une solution pour minimiser l'effet parasite des lignes électriques sur les circuits PCB.

Le cinquième chapitre traite la transmission du signal numérique sur le réseau de la téléphonie mobile GSM dans un environnement électromagnétique bruité, plus particulièrement l'optimisation des communications sans fil du réseau GSM au voisinage du réseau électrique. Ceci est réalisé en utilisant une étude analytique puissante et des mesures de la qualité de service. Cette dernière partie de notre travail a été réalisée dans la région de Radès avec la collaboration du Centre d'Etudes et de Recherche des Télécommunications (CERT), dont l'objectif est d'étudier et mesurer les caractéristiques des paramètres radio dans l'environnement considéré. Suite à cette étude, nous avons proposé des solutions pour garantir une bonne qualité de service du réseau GSM.

Enfin, une conclusion générale résume les principales contributions de ce travail portant essentiellement sur l'optimisation du réseau de communication de la téléphonie mobile dans un environnement bruité, ainsi que quelques perspectives se rapportant à ce travail.

Description de l'environnement électromagnétique du réseau cellulaire GSM

1. Introduction

L'activité industrielle engendre des pollutions électromagnétiques composées d'un ensemble complexe de champs de différentes fréquences qui sont omniprésents dans notre environnement. Ces champs deviennent de plus en plus importants au fur et à mesure que la technologie progresse et que les nouvelles applications se multiplient. Les avantages énormes apportés par l'électricité dans le domaine de télécommunication ne considèrent pas les effets nocifs potentiels des champs électriques et magnétiques générés par les lignes électriques. Ces champs résultent principalement de l'effet de l'utilisation de l'énergie électrique pour alimenter les systèmes industriels, en particulier le système de télécommunication mobile. La question de la pollution par les champs EM à basses et à hautes fréquences fait intervenir des notions relevant de plusieurs disciplines. On peut notamment citer la physique, l'électricité et la télécommunication. La confluence de ces disciplines a donné naissance à la création d'un autre domaine de la

compatibilité électromagnétique (CEM) qui tient compte de l'environnement électromagnétique au voisinage des systèmes industriels voisins sensibles aux bruits.

2. Architecture du réseau de télécommunication mobile

2.1. Concept du réseau cellulaire

Dans le réseau de télécommunication cellulaire, l'utilisateur d'un système mobile doit pouvoir accéder à ce système où qu'il soit dans un territoire donné. Si on ajoute à cette exigence une contrainte de proximité entre l'utilisateur et la station de base, on comprend facilement la nécessité de discrétiser le territoire en cellules, et de partager les fréquences radio entre celles-ci (Figure 1).

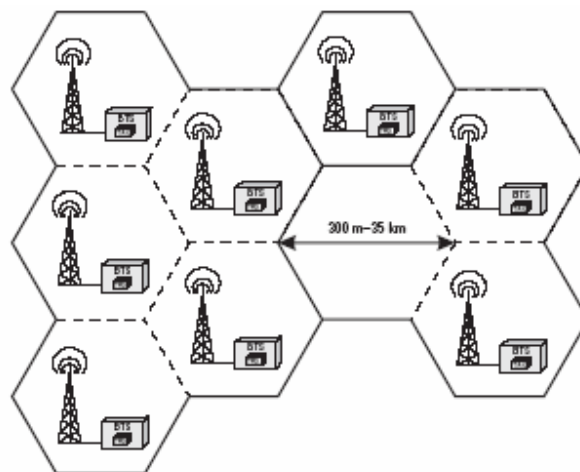


Figure 1. Répartition des réseaux cellulaires

Le GSM est la première norme de téléphonie cellulaire de seconde génération [1]. Le principe de ce système est de transmettre et recevoir des signaux en utilisant l'énergie électromagnétique, généralement appelée onde radio qui se propagent dans et entre les cellules associées. Actuellement en Tunisie, la norme GSM opère à une fréquence autour de 900 MHz. La partie radio qui gère la transmission de ce réseau, est constituée de trois éléments distincts, la station mobile (MS), la station de base (BTS) et le contrôleur de station de base (BSC).

L'infrastructure de ce système de télécommunication mobile est équipée de divers circuits électroniques (PCB) et un certain nombre de canaux qui leur permettent de satisfaire la demande

en capacité pour fournir les services demandés : la multiplication de ces équipements de télécommunication et des canaux radio mobile dans un environnement perturbé par des perturbations d'origine permanente ou transitoire. Parmi les sources de perturbation, on trouve les équipements des lignes électriques qui sont distribuées dans les cellules du réseau mobile. Cette perturbation pose un problème majeur en CEM pour assurer la protection des équipements de télécommunication et optimiser la fiabilité du signal de communication numérique transmis.

2.2. Eléments constitutifs d'un réseau téléphonique mobile GSM

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en trois sous-systèmes:

- 1-Le sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
- 2-Le sous-système réseau ou d'acheminement.
- 3-Le sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.

A partir de la Figure 2, nous pouvons déduire que cette architecture nécessite plusieurs composantes électroniques pour assurer les services demandés [2] :

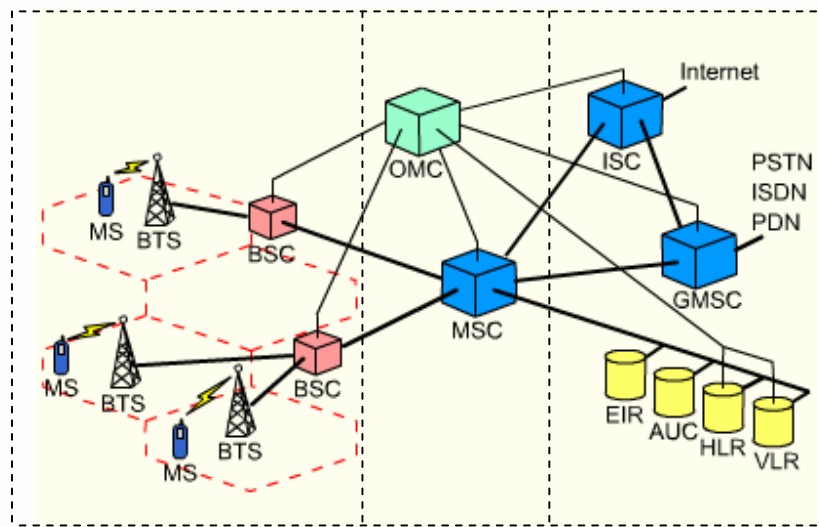


Figure 2. Architecture du réseau GSM [2]

La Figure 2 donne une image plus détaillée des différents éléments d'un réseau de la téléphonie mobile GSM.

2.2.1. Station de base (BTS : Base Transceiver Station)

Une station de base est un élément de base du système cellulaire de téléphonie mobile GSM. Ce système repose sur l'utilisation d'un émetteur-récepteur central au niveau de chaque cellule (émetteur – récepteur – antenne) appelé plus communément antenne relais GSM pour réaliser une connexion radio entre les abonnés pour chaque cellule et prend en charge la liaison radio avec les stations mobiles. C'est le premier élément du réseau GSM vu par la station mobile, elle est composée essentiellement d'un élément d'interface avec la station de base contrôle, d'un émetteur/récepteur (transceiver, TRX) et d'une antenne.

Différentes antennes sont mises en œuvre pour le fonctionnement des BTS et pour atteindre une couverture du relief (les micro-antennes, les macro-antennes et les pico-antennes). L'opérateur utilise ces diverses antennes pour permettre de rayonner (émetteur) ou de capter (récepteur) les ondes électromagnétiques, afin d'assurer la communication du signal numérique entre les terminaux mobile.

Le schéma synoptique d'une BTS simplifiée est représenté sur la Figure 3.

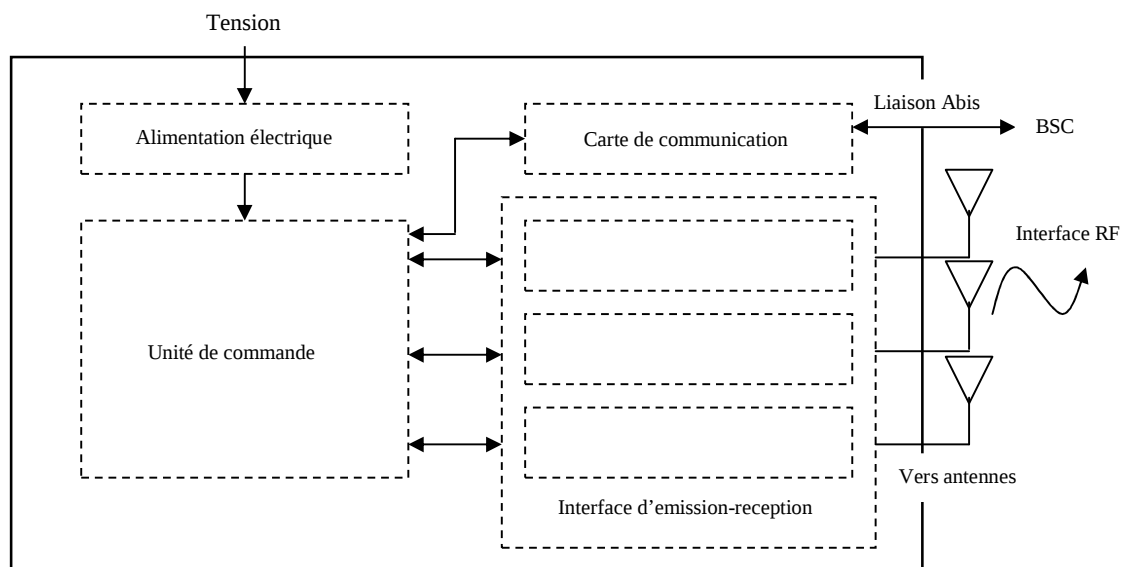


Figure 3. Schéma fonctionnel global d'un BTS

L'unité de commande est la partie essentielle de la BTS qui gère tout son fonctionnement. Elle génère les fréquences de référence, assure la modulation et démodulation des signaux, commande les amplificateurs de puissance (PA) et fournit les signaux aux Transceiver – Émetteur-récepteur

(TRX), sur tous les secteurs. Les TRX sont les éléments qui définissent la capacité en nombre de communications d'un site puisque chacun d'entre eux peut gérer huit intervalles de temps, soit huit communications. Il est à noter qu'au moins un intervalle de temps par TRX est attribué à la signalisation alors que les autres intervalles sont réservés à l'échange d'informations.

On trouve aussi la carte de communication qui est l'intermédiaire entre l'unité de commande de la station BTS et la station BSC. Cette carte gère la liaison entre les stations BTS et BSC, elle commande la station BTS, la signalisation et surtout les communications vocales des abonnés mobiles [3].

2.2.2. Contrôleur de station de base (BSC: Base Station Controller)

L'ensemble des stations de base d'un réseau cellulaire est relié à un contrôleur de station de base chargé principalement pour gérer la répartition des ressources et d'assurer la continuité de l'appel à travers un GSM. En effet lorsqu'un abonné se déplace d'une cellule à l'autre, le signal doit être également transmis d'une BTS à l'autre sans interruption de la communication. Ce transfert est appelé Handover.

L'ensemble constitué par les stations de base connectées et le contrôleur de ces stations constituent le sous-système radio BSS (*Base Station Subsystem*).

2.2.3. Terminal mobile (MS : Mobile Station)

Le terminal mobile est un élément de base du système cellulaire de téléphonie mobile GSM. Il s'agit d'une clé d'authentification et d'autorisation à accéder au réseau mobile. Ce terminal est l'association d'un terminal physique appelé équipement mobile c'est-à-dire un téléphone et d'une carte SIM contenant les informations sur le numéro de téléphone personnel et international de l'abonné et des autres paramètres définissant le code personnel et les codes de l'opérateur. La nécessité d'un handover est conditionnée par trois événements :

Le premier, lorsque la station mobile quitte la zone couverte par une cellule à une autre. Le second, le handover peut être nécessaire, quand la station mobile subirait moins d'interférences s'il changeait de cellule. En effet, la station mobile écoute en permanence d'autres cellules pour mesurer la qualité d'une connexion avec ces dernières.

Le troisième, quand le nombre des stations mobiles est important pour la cellule, des cellules voisines peuvent accueillir de nouvelles MS. Cette décision nécessite de connaître la charge des autres BTS.

2.2.4. Switcheur du centre mobile (MSC: Mobile Switch Center)

Le MSC est le lien entre le réseau GSM et le réseau téléphonique commuté (TRC) ou d'autres réseaux. Il prend en charge l'établissement des communications vers les abonnés GSM. En plus de la commutation, il gère la mobilité et les fréquences et enregistre la localisation des abonnés visiteurs (VLR). Plusieurs BSC sont reliés à une antenne MSC. Cette antenne est la base du réseau téléphonique d'un fournisseur GSM. Elles assurent la "gestion" d'appel, la transmission, le contrôle et l'achèvement de l'appel handover entre différentes MSC,

2.2.5. Le sous-système réseau (NSS : Network Switching Center)

Le sous-système réseau, joue un rôle primordial dans un réseau mobile. Il prend en charge toutes les fonctions de contrôle, d'analyse des informations enregistrées dans des bases de données et l'établissement de connexions en utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes: chiffrement, authentification ou roaming. Il est constitué par :

- Le premier fichier (Home Location Register: HLR) est la base de données nominale qui contient les informations sur l'abonné : type d'abonnement, droits d'accès, services souscrits, localisation courante de l'abonné.
- Le second fichier (Authentication Center: AUC) contrôle les codes et vérifie que la carte SIM n'est pas bloquée.
- Le troisième fichier (Visitor Location Register: VLR) est la base de données qui gère la mobilité des usagers et contient toutes les données des abonnés mobiles présents dans une zone MSC déterminée à un moment donné.
- Le quatrième fichier (Equipment Identity Register: EIR) est une base de données comportant toutes les informations relatives aux abonnés du réseau de la téléphonie mobile GSM. C'est à partir de cet équipement qu'un opérateur de téléphonie mobile peut bloquer un téléphone portable volé.

Pour le sous-système opérationnel, il est entièrement dédié à l'administration commerciale, la gestion de la sécurité et la maintenance du réseau.

2.3. Le réseau GSM vu comme un système de communication numérique

Après la description des circuits constitutifs d'un réseau cellulaire de la téléphonie mobile, nous nous intéressons, par la suite, au fonctionnement de ce réseau. Le réseau cellulaire est un réseau

de communication spécialement destiné aux équipements mobiles ; il permet la communication entre ces équipements ainsi qu'avec l'ensemble des abonnés au téléphone mobile. L'onde radio dans le cas d'un réseau cellulaire est le lien entre l'abonné et l'infrastructure de l'opérateur à travers une région de transition entre une onde guidée et une onde de l'espace libre et vice versa. Cette région se trouve dans un environnement EM bruité à cause de l'existence de sources de perturbation d'origine permanente ou transitoire. Parmi ces sources, on trouve les bruits générés par les équipements des lignes électriques (champs fondamentaux et harmoniques).

De nombreuses études visent actuellement la réalisation des systèmes de communications permettant un transfert d'informations qui soit à la fois fiable, rapide, flexible et facile pour l'utilisation et l'installation. Ainsi, nous étudions de manière comportementale le fonctionnement d'un système de communication classique (Figure 4), qui se compose à la fois d'un émetteur et d'un récepteur et répond aux exigences que requiert le milieu domestique ainsi que les normes actuelles. La description de ce système numérique est décrite dans le chapitre 5.

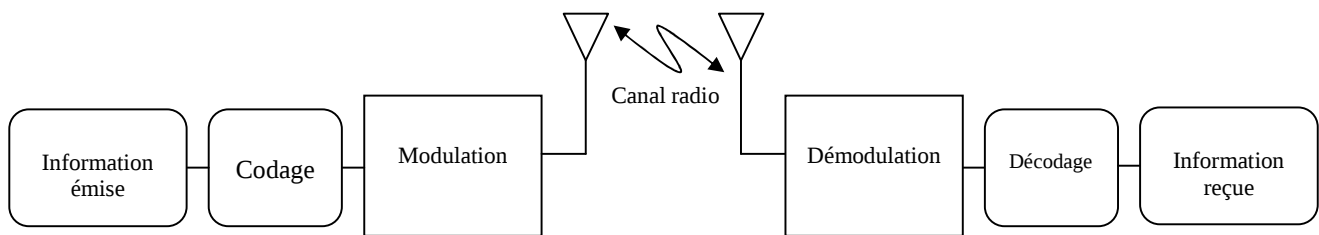


Figure 4. Système de communication numérique classique

L'information transmise sera prétraitée par l'émetteur/récepteur (E/R) sous forme de trames. Ainsi, une fois les données prétraitées, la transmission doit s'effectuer dans un canal radio à travers une voie hertzienne. La fréquence porteuse choisie pour la norme GSM varie entre 890MHz et 960MHz. La source et le destinataire émettent et reçoivent une série de symboles dans une bande de fréquences partagées par deux sous-bandes, l'une réservée pour l'émission et l'autre réservée pour la réception.

La mise en service de ce système numérique nécessite tous les équipements déjà mentionnés. Les équipements radio peuvent être modélisés par des lignes de transmission multiconducteur (MTL) situées dans un environnement bruité par les différentes sources de perturbations naturelles et industrielles ; parmi elles, on trouve les lignes électriques HT/MT fonctionnant en régimes

permanent et transitoire et pouvant être considérées comme des lignes d'excitation des systèmes industriels, en particulier le système de télécommunication mobile. Cette interaction entre ces deux systèmes, engendre une perturbation à cause de l'existence des sources de bruits générées par les lignes électriques qui permettent de transporter l'énergie électrique à ces équipements. Ce problème de perturbation, exige une étude approfondie en CEM pour étudier son origine, assurer la protection des ces équipements exposés aux bruits et diminuer le couplage entre le système électrique et le système de télécommunication mobile.

3. Différents types de perturbation EM au voisinage du réseau mobile

L'étude des systèmes de télécommunication mobile en terme de CEM tient en compte de l'environnement électromagnétique [4] et présente plusieurs points de vue d'analyse et de synthèse. En effet, la grande diversité des équipements électrique et électronique due à l'évolution technologique rend l'environnement EM assez complexe et ceci peut provoquer des problèmes de compatibilité EM. Dans notre cas, nous nous intéressons à l'étude de la vulnérabilité des systèmes électriques et de télécommunication. Pour cela, on doit tenir en compte différentes sources de bruit. Ces sources peuvent être classées en deux groupes [5, 6]: les sources naturelles de bruit et les sources industrielles de bruit. Il existe une différence fondamentale entre ces deux bruits ; les premiers sont aléatoires et les seconds sont réguliers ou déterminés.

3.1. Sources de bruits d'origine naturelle

Les sources naturelles de bruit sont des sources d'origine externe exprimées en terme de rayonnement sous forme de champs électromagnétiques permanents et transitoires. Ces bruits provenant de phénomènes électrostatiques (lors d'un orage, par exemple) et de phénomènes aléatoires (tels que les bruits cosmiques, par exemple), peuvent influencer les caractéristiques des systèmes de télécommunication mobile. Parmi les sources de ces bruits on trouve :

- La foudre qui résulte du passage à la terre de charges électriques accumulées au sein d'un nuage [7-10]. En effet, Les surtensions apparaissant à la suite d'un orage sont causées par un coup de foudre direct/indirect s'abattant sur les environs proches ou sur les systèmes conducteurs intégrés dans les systèmes industriels (par ex. ligne électrique HT/MT, lignes de commande et de télécommunication). L'accumulation des courants et des tensions de coup de foudre ainsi que les

champs électromagnétiques appropriés présentent en raison de leurs amplitudes et de leurs contenus énergétiques, une menace particulière pour le système à protéger. Le courant induit peut détruire une puce électronique même à quelques centaines de mètres de distance. Les charges se déplacent selon un parcours aléatoire invisible, appelé traceur. Quand une charge électrique négative rejoint une charge positive, un courant électrique intense de l'ordre de plusieurs centaines de kilo ampères est généré [11]. Ainsi le champ électrique atteint rapidement plusieurs centaines de kV/m. Ceci perturbe le fonctionnement de tous les systèmes industriels (électrique, télécommunication, ...) qui se trouvent dans leur environnement.

- Le champ magnétique terrestre est caractérisé par un vecteur champ magnétique, assimilable à celui que créerait un dipôle magnétique placé à l'intérieur du globe [12, 13]. La valeur de l'induction magnétique terrestre atteint 0.067 mT [6]. Cette valeur a une conséquence directe sur l'environnement constitué par les équipements électroniques et de télécommunication, surtout lorsqu'on multiplie parfois par deux la valeur du champ géomagnétique en certains endroits, durant quelques heures.

- Le champ électrique terrestre créé par les divers ions dispersés dans l'air et porteurs de charges électriques positives, ainsi que par la charge négative de neutralisation répartie sur la surface de la planète [16]. Si l'intensité du champ électrique est autour de 100 V/m, la résistivité de l'air près du sol est de 3 Giga Ohms.cm.

On trouve aussi d'autres bruits comme les bruits cosmiques et atmosphériques. Ces derniers proviennent principalement des décharges atmosphériques. Ces décharges émettent des parasites dans une large bande de fréquence. Il en résulte un bruit moyen perpétuel ou bruit atmosphérique [14]. Son amplitude est très faible et possède un impact sur les systèmes de télécommunication mobile étudiés dans ce travail. En effet, les ondes électromagnétiques sont souvent perturbées par des signaux électriques, nommés bruits, qui perturbent le signal qu'on veut traiter. La présence de la variation de la densité de l'atmosphère avec l'altitude va modifier le trajet des ondes. Ceci influe sur la qualité du signal fourni par le réseau GSM.

Pour les caractéristiques principales du bruit cosmique, ils sont semblables à celles du bruit thermique [15]. Ces bruits sont d'amplitude très faible devant les autres bruits et sont généralement négligés.

3.2. Sources de bruit d'origine industrielle

Les sources des bruits industriels sont diverses, elles sont générées par les installations de l'activité industrielle électrique ou domestique (lignes électriques, dispositifs de commutation, moteurs, etc.). Ces bruits réguliers sont plus importants que les bruits naturels, ils prennent les formes continues dues aux équipements fonctionnant en régime permanent ou les formes impulsives dues aux équipements perturbés en régime transitoire. En particulier, l'existence des lignes électriques HT/MT dans les cellules du réseau mobile, engendrent des perturbations dangereuses sur les composants électriques et les signaux électromagnétiques de ce réseau. Par conséquent, tous ces composants sont, à des degrés divers, des sources de perturbation. Dans ce contexte, ces perturbations sont classées en deux catégories : les sources internes générées au sein du même circuit de télécommunications [7-20] et les sources externes générées par les lignes d'énergie électrique [11, 21, 22]. Les bruits internes créés par les composants des circuits industriels et les signaux parasites générés par l'environnement, peuvent subir une perturbation qui modifie le contenu des signaux utiles et perturbent le fonctionnement des circuits électroniques et de télécommunication. Ce bruit est observé dans les appareils électroniques sous forme de bruit de perturbations impulsives. Ce phénomène constitue une limitation pour le fonctionnement des équipements du réseau mobile et réduit la fiabilité de transmission d'information entre ces équipements et les terminaux correspondants. Il existe de nombreuses sources de bruits internes [23, 24]. A titre d'exemple, nous citons le bruit électronique. Ce dernier est constitué par un bruit thermique qui dépend de la résistance du matériau, lié au mouvement brownien des électrons au sein d'un circuit électronique PCB constitué par des lignes de transmission. Ces lignes, sont représentées comme un modèle pour les équipements de télécommunication et peuvent être considérées comme des lignes d'excitation et de transmission pour les différents constituants du réseau mobile. Ainsi, les sources de bruits externes sont des entités d'origine artificielle, elles produisent des bruits quelconques à l'extérieur du système utile. En effet, ces sources génèrent des champs électriques provenant de l'accumulation de charges électriques exprimées par la tension, des champs magnétiques générés par le passage du courant induit et des champs harmoniques générés par le courant homopolaire au départ des lignes électriques MT. Dans l'environnement électromagnétique artificiel quotidien, il apparaît que le réseau de transport et de distribution d'énergie électrique constitue la principale source des champs fondamentaux et harmoniques [25]. Ainsi, les appareils électriques domestiques

constituent, les principales sources des champs fondamentaux et harmoniques dans les installations terminales chez le client.

Ces deux sources de bruits sont détaillées ci-dessous en termes d'effet de couronne et en terme des appareils électriques domestiques, en donnant quelques valeurs caractéristiques et comparatives des champs électriques et magnétiques qui leurs sont associés, afin d'étudier le comportement des systèmes de télécommunication mobiles au voisinage de ces sources de perturbation.

L'effet de couronne est caractérisé par des décharges électriques au niveau des lignes électriques à haute tension (LHT), créant des parasites à des fréquences large bande [26, 27]. L'effet couronne apparaît lorsque le champ électrique local dépasse 2600 V/m, dans des conditions atmosphériques normales [6].

Sur les lignes électriques, les intensités des champs électriques engendrés par le réseau de transport d'énergie électrique présentent un caractère continu qui permet de les prendre en compte plus facilement. Cependant l'intensité des champs magnétiques est très faible. Ces deux champs, provoquent une perte d'énergie par effet de couronne sous forme de chaleur, action chimique, lumière, bruit, convection. Ceci peut perturber le bon fonctionnement du réseau de la téléphonie mobile.

Pour les installations des appareils électriques domestiques qui sont de nos jours illimitées et dont chacune engendre des valeurs moyennes de champ électrique et magnétique, mesurées à 3 cm des dispositifs illustrés dans le tableau 1.

Appareil domestique	Champ électrique (V/m)	Champ magnétique (μ T)
Rasoir	négligeable	500
Microordinateur	négligeable	1.4
Grille-pain	40	0.8
Télévision	60	2
Chaine stéréo	90	1
Réfrigérateur	90	0.3
Couverture chauffante	250	3.6

Tableau 1 : Sources de bruit domestique [6]

Il paraît intéressant de déterminer les perturbateurs électromagnétiques de l'installation terminale des clients, intervenant par la même occasion sur le réseau électrique basse tension des

habitations. Ces installations produisent des perturbations impulsives supplémentaires générées à la mise en marche et à l'arrêt des appareils domestiques [29].

Les limites de l'intensité des champs électriques et magnétiques dépendent de nombreux facteurs, notamment de la distance aux lignes de transport, du nombre et du type d'appareils électriques utilisés, ou encore de la position et de la configuration des conducteurs électriques intérieurs. Les champs électriques au voisinage de la plupart des appareils domestiques ne dépassent pas 250V/m et le champ magnétique est généralement inférieur à 500 μ T. Dans les deux cas, le champ peut être nettement plus élevé à proximité immédiate de l'appareil, mais il diminue rapidement avec la distance. Il en résulte que l'impact des intensités de champs électrique et magnétique est faible lorsque ces sources de perturbation sont éloignées par rapport aux équipements du réseau de la téléphonie mobile.

Citons également les bruits radioélectriques, omniprésents, qui n'ont que peu d'impact dans le contexte de cette étude. En effet, les interférences radioélectriques sont générées par les équipements de télécommunication intégrés dans un émetteur d'ondes radioélectriques [28]. Ces interférences radioélectriques surviennent principalement sur les lignes aériennes. Ceci présente une alerte due au récepteur de la téléphonie mobile proche qui dépasse les normes industrielles les plus exigeantes de la compatibilité électromagnétique concernant la protection contre les interférences radioélectriques.

3.3. Synthèse des sources de bruits naturels et industriels

Cet inventaire des champs électromagnétiques d'origines naturelle et industrielle met en évidence tous les points situés en CEM. Ces deux bruits pourraient influencer les équipements électriques et de télécommunication d'une manière impulsive, contrairement aux autres phénomènes cités, qui sont de caractère permanent ou légèrement variable dans le temps. L'analyse de ces sources de bruits ou de perturbation, est souvent complexe et la liste qui vient d'être établie est loin d'être exhaustive.

L'intérêt réside dans la mise en évidence des principaux perturbateurs du réseau de la téléphonie mobile. En effet, l'installation des systèmes industriels, en particulier le réseau électrique dans les cellules du réseau GSM, engendre une perturbation EM entre eux et des conséquences graves sur les équipements et sur les signaux électromagnétiques associés.

Dans la littérature, le réseau GSM supporte une puissance de bruit industriel plus élevée dans des bandes de fréquences variées et ne tient compte que des bruits en haute fréquence (Figure 5). L'impact de cette variation de puissance à des fréquences élevées sur la qualité de service fournie par ce réseau, remet en question l'influence des bruits à des fréquences extrêmement basses, en particulier les champs fondamentaux et harmoniques générés par les lignes électriques HT/MT.

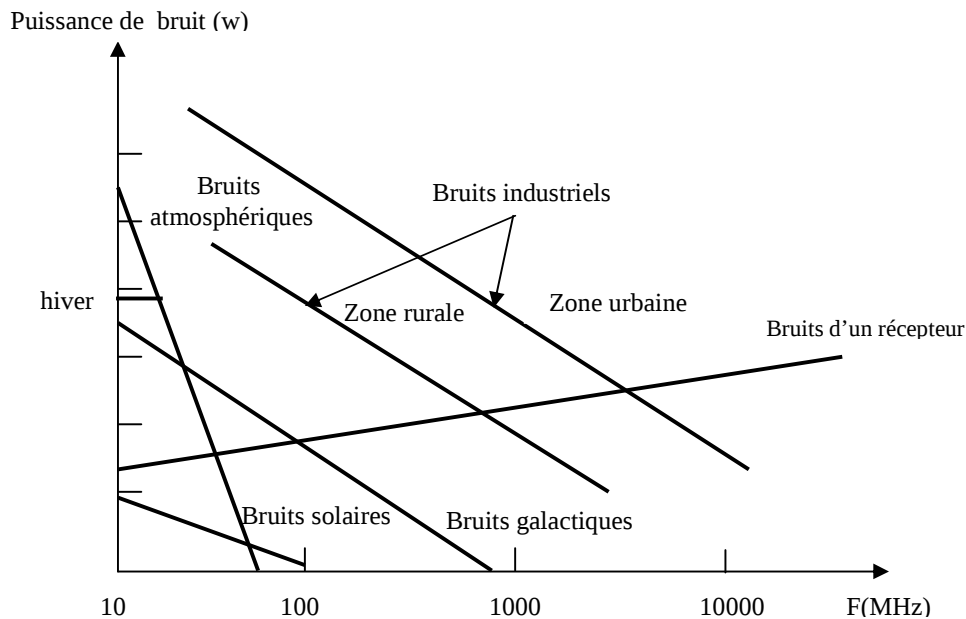


Figure 5. Variation de la puissance de bruit en fonction de la fréquence [28].

De nombreuses études en CEM sont ainsi menées pour protéger les équipements électroniques et de télécommunication, minimiser les effets parasites de ces champs en améliorant l'immunité des systèmes de communication face aux bruits électromagnétiques de type impulsif [8, 30]. Par exemple, dans le cas d'une chaîne de réception, l'antenne intégrée dans la station de base et dans le terminal mobile est soumise de manière indissociable à l'information utile et au bruit capté.

Les solutions concernant les bruits internes ne sont pas totalement efficaces car elles proviennent des équipements électroniques eux-mêmes. Cependant, on peut tout d'abord chercher à les rendre moins bruyantes : il faut alors examiner les différentes sources de bruit et les caractériser. La protection contre les bruits externes peut être effectuée grâce à un blindage bien choisi [31]. Dans ce manuscrit, nous étudions les sources des bruits réguliers générés par les lignes électriques. Ces lignes engendrent des perturbations EM en régimes permanents et transitoires et possèdent des effets néfastes sur la phase de transmission et sur la qualité de service du réseau mobile.

4. Description d'un problème de CEM au voisinage du réseau mobile

La complexité d'installation du réseau mobile demande des études et des analyses approfondies sur les différents concepts et problèmes liés aux environnements électromagnétiques [32].



Figure 6. Exemple d'implantation à Radès de BTS aux voisinages d'une ligne 150kV ($d=20m$)

Dans ce qui suit, on se focalise spécialement sur l'étude du réseau GSM au voisinage des lignes électriques (Figure 6), qui présente un modèle bien approprié pour la recherche dans le domaine de CEM.

4.1. Notion de la compatibilité électromagnétique (CEM)

La compatibilité électromagnétique (CEM) est un domaine pluridisciplinaire qui s'intéresse à la coexistence de plusieurs systèmes au sein d'un même environnement. Son objectif est d'assurer le fonctionnement correct et efficace de ces systèmes en dépit des interférences et des couplages créés par leur cohabitation dans un même environnement. Elle représente le domaine le plus important pour le bon fonctionnement des systèmes industriels, médicaux et de télécommunication pour n'importe quel environnement [33-40]. Elle possède l'un des plus vastes

domaines d'application; de la foudre tombant sur une ligne électrique aux téléphones portables brouillant l'image de la télévision, incluant le canal radio mobile situé dans un environnement bruyé. La CEM est d'importance capitale pour les ingénieurs chargés de concevoir les développements technologiques et d'assurer la robustesse et la fiabilité de ces nouvelles technologies. L'installation de ces nouveaux systèmes, demande des études approfondies sur les effets de l'environnement électromagnétique bruyé. Dans notre cas, le réseau de la téléphonie mobile constitué par des circuits micro-ondes et des signaux électromagnétiques gèrent la transmission de ce réseau. L'utilisation de ces circuits dans un environnement bruyé, engendre des phénomènes de perturbations indésirables qui sont nombreux et inhérents à ce type de circuits. Les fortes variations indésirables des tensions et des courants au sein du circuit électrique, engendrent divers modes de couplage à la structure. Ainsi, pour le signal de communication numérique, les champs harmoniques présentent un bruit ajouté au signal désiré. Ces champs peuvent influencer les caractéristiques du signal reçu, ce qui perturbe le bon fonctionnement des réseaux de communication mobiles. L'existence de ces divers bruits peut s'avérer critique pour le bon fonctionnement du système lui-même et les équipements voisins.

4.1.1. Modélisation du phénomène de couplage en CEM

La notion des perturbations électromagnétiques est définie comme suit : Ce sont des phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des problèmes de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même [38].

Dans ce travail nous définissons deux catégories de perturbation :

- 1- Les perturbations dues à la diaphonie qui se manifestent par un brouillage causé par les signaux des conducteurs dans les circuits et par des perturbations capacitatives et inductives.
- 2- Les perturbations dues à la source externe qui se manifestent sur un système à cause de l'existence d'un autre système voisin. Les problèmes de perturbation en CEM sont traités en termes de source perturbatrice ayant des caractéristiques électriques sous forme de courant I_1 et de tension V_1 et en terme de récepteur ayant un courant I_2 et une tension V_2 (Figure 7):

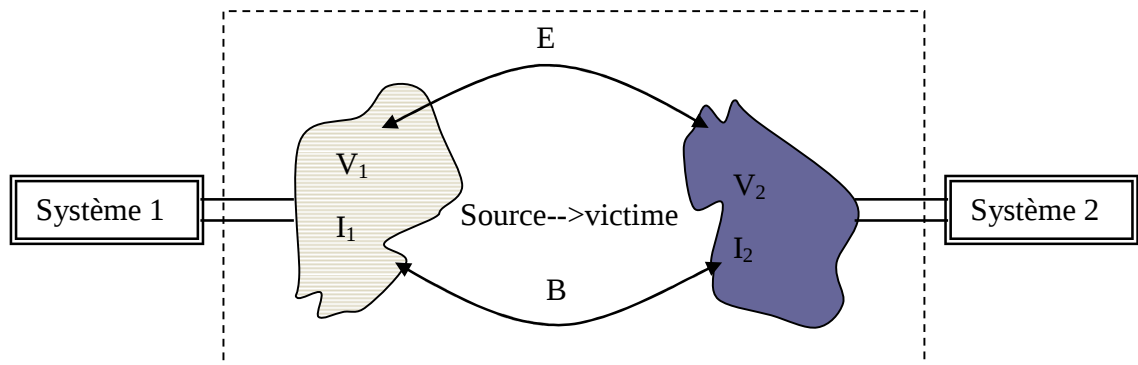


Figure 7. Modèle du couplage électromagnétique

Les sources de perturbations électromagnétiques sont constituées par une source permanente ayant une fréquence fixe (par exemple les émetteurs radio, les communications fixes et mobiles, la ligne électrique,...), et d'une autre source transitoire fonctionnant à une fréquence large bande (par exemple la foudre, les défauts dans les lignes d'énergie électrique...).

Le transfert de l'énergie électromagnétique peut être schématisé en quatre catégories [39]: l'émission par rayonnement, l'émission conduite, la susceptibilité au rayonnement et la susceptibilité conduite. Lorsque l'énergie transmise dépasse un niveau critique qui entrave le bon fonctionnement de la victime, ceci entraîne des dysfonctionnements de courte durée et parfois la destruction des équipements à cause du problème du couplage.

4.1.2. Classification des couplages en CEM

Dans ce paragraphe, nous décrivons les différents types de couplage en CEM [35] qui se produisent entre des sources de perturbation électromagnétique et les systèmes électroniques et de télécommunication. Nous explicitons les phénomènes mis en oeuvre dans les cas des problèmes diaphoniques dans les systèmes de télécommunication eux-mêmes et dans le cas de multiplication de ces derniers avec les systèmes électriques.

a) Diaphonie inductive

Le couplage inductif se produit quand le courant existe dans le circuit perturbateur (conducteur) qui génère un courant homopolaire induit dans le circuit victime (figure 8). Ce phénomène de couplage est engendré par le champ magnétique B généré par un conducteur parcouru par un courant. Ce champ magnétique induit un courant dans le circuit victime [40].

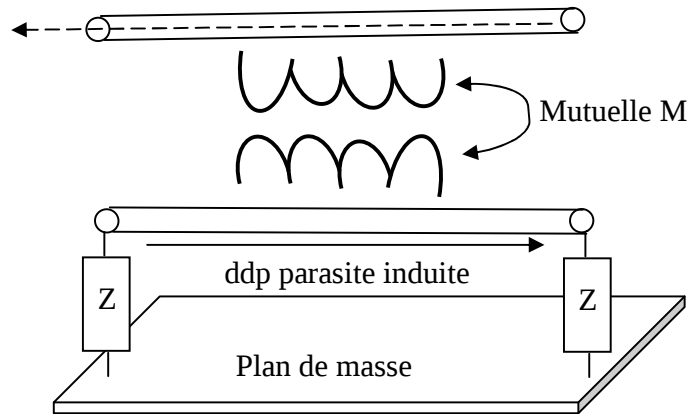


Figure 8. Diaphonie inductive.

Plusieurs études ont traité la diaphonie inductive dans les équipements de télécommunication. Le conducteur perturbateur se trouve dans le même circuit électronique (PCB) au voisinage du circuit victime. Il induit dans ce dernier une tension parasite. Plus l'impédance du circuit victime est faible, plus cette tension induit une énergie perturbatrice importante dans le circuit victime.

b) Diaphonie capacitive

Dans le couplage capacitif [41], une tension susceptible de créer des perturbations existe dans le circuit perturbateur. Ceci engendre une distribution de charges dans ce circuit, qui créent un champ électrique E et induit d'autres charges sur le circuit victime exposé dont la variation temporelle induit un courant.

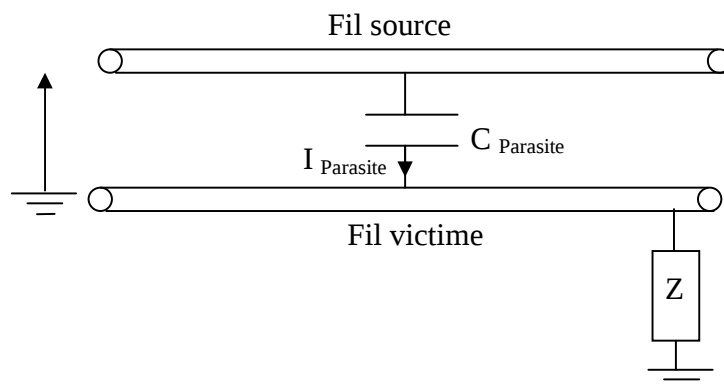


Figure 9. Diaphonie capacitive.

Il existe aussi une capacité entre ce circuit perturbateur et le circuit victime (figure 9). En effet, le conducteur appartenant au circuit perturbateur se trouve dans le même environnement d'un circuit victime. Etant donné que ces conducteurs sont proches, une capacité sera créée entre eux, ces conducteurs subissent un couplage capacitif.

c) Couplage par impédance commune

Un couplage par impédance commune est créé lorsqu'une impédance parasite faisant partie de la source est parcourue par un courant étranger à la victime [42]. La chute de tension créée par ce courant dans l'impédance parasite s'ajoute à la tension existant dans le système initial. Aux bornes de cette impédance commune, nous trouvons une tension générée par le courant passant dans le circuit perturbateur (figure 10).

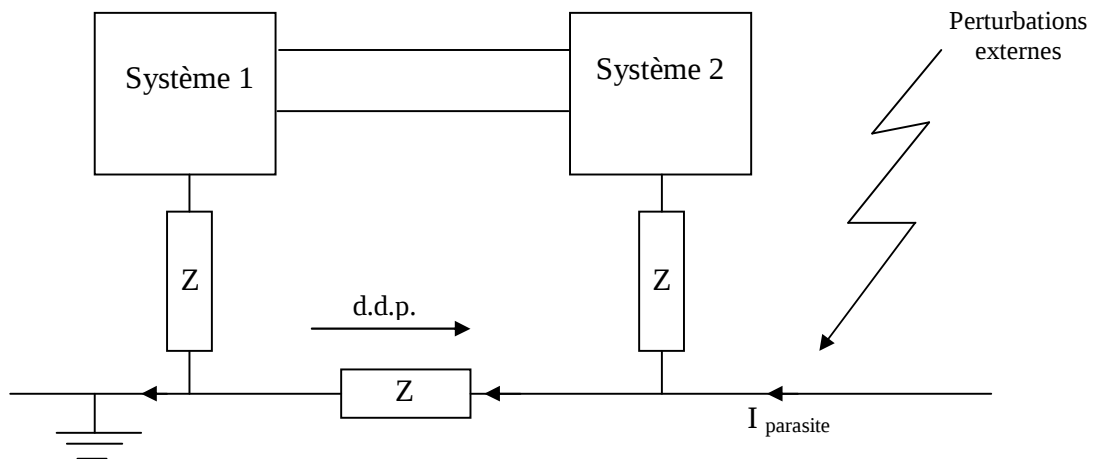


Figure 10. Couplage par impédance commune.

Comme cette impédance est également présente dans le circuit de la victime, cette dernière subit une tension parasite ; par exemple, deux systèmes sont branchés dans le réseau électrique ou de télécommunication. L'un perturbateur générant des tensions parasites sur la tension utile et l'autre victime utilisant cette tension perturbée.

d) Couplage par champ électrique

Le champ électrique est produit par des variations de tension. C'est un champ incident qui va produire une perturbation sur un circuit victime (figure 11). Il est responsable du phénomène de couplage. Ce couplage est de même nature que le couplage capacitif ci-dessus, puisque la

capacité de couplage amène des lignes de champ sur la victime. La seule différence est que le perturbateur est plus éloigné.

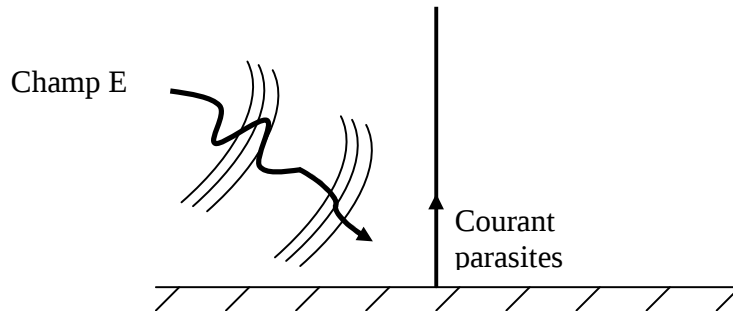


Figure 11. Couplage champ à fil conducteur.

Exemple : Le champ électrique généré par la ligne électrique aérienne en régime transitoire perturbe l'antenne réceptrice de la téléphonie mobile.

e) Couplage par champ magnétique

Le champ magnétique apparaît lorsque le courant circule. Il est d'autant plus intense que le courant est élevé. Ce champ magnétique issu d'un perturbateur qui traverse un circuit victime et induit dans ce circuit une tension parasite (figure 12). Ce champ est la cause du couplage par champ magnétique. Ce couplage est de même nature que le couplage inductif susmentionné. Au lieu d'identifier le perturbateur lui-même, on identifie le champ magnétique qu'il a généré.

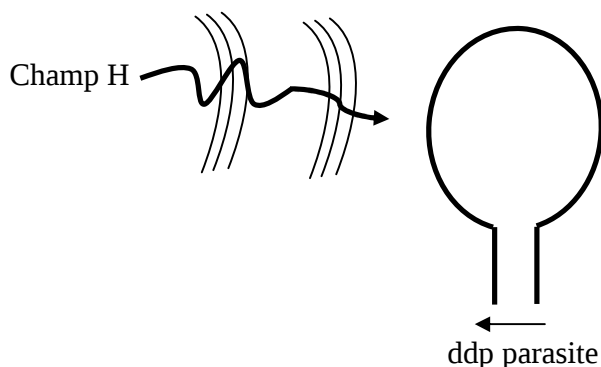


Figure 12. Couplage champ à boucle

Exemple : Une chute de tension de ligne électrique à proximité du circuit victime (équipement de télécommunication). Cette chute représente une décharge électrostatique caractérisée par un courant de plusieurs dizaines de milliers d'ampères, et d'un temps de montée de l'ordre de la microseconde. La tension induite dans ce circuit est donc importante du fait que la variation de l'intensité du courant est importante et que la montée de ce courant est rapide.

Ces deux derniers types de couplage (champ à fil et champ à boucle) sont engendrés par la perturbation des champs d'origine naturelle et par les champs créés par les activités industrielles. En basse fréquence, les champs électriques dus aux tensions et les champs magnétiques dus aux courants atteignent la victime dans leurs voisinages [43]. Cependant, même si un perturbateur n'émet au départ qu'un champ électrique, les équations de Maxwell montrent qu'à une certaine distance de cette source, un champ magnétique apparaîtra aussi, pour générer une onde plane qui perturbe le fonctionnement de la victime. Il en est de même si le perturbateur n'émet au départ qu'un champ magnétique. Cette transformation, naissant à une distance correspondante à une fraction non négligeable de la longueur d'onde, génère des harmoniques plus élevées. Elles sont éloignées des basses fréquences et proches des fréquences élevées. C'est une des raisons pour lesquelles les mesures de CEM ne sont pas les mêmes pour les fréquences basses et élevées. Pour les fréquences élevées, on aura presque toujours affaire à une onde électromagnétique plane. C'est souvent le cas d'une ligne électrique perturbée fonctionnant en régime transitoire.

Exemple : Un système de télécommunication fonctionnant en haute fréquence et en basse tension (station de base) et un autre système fournissant le transport d'énergie électrique qui fonctionne en basse fréquence et en haute tension (ligne électrique). Le couplage engendré par le fonctionnement rapproché de ces deux systèmes a donné naissance à un nouveau système de télécommunication perturbé.

4.1.3. Les normes internationales en CEM

L'analyse et la compréhension des problèmes de compatibilité électromagnétique sont implicitement guidées par les normes internationales [44-46]. Ces normes ne donnent que des exigences qualitatives et imposent des contraintes à la mise en conformité d'un produit. Ces exigences sont établies par des organismes, comme la Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC), l'Institut Européen de Normalisation en Télécommunication

(ETSI), pour choisir des normes concernant les limites admissibles de perturbation, à savoir les limites de susceptibilité des équipements électriques et de télécommunication. Ces organismes travaillent en étroite collaboration avec les comités nationaux et internationaux, comme la Commission Electrotechnique Internationale (CEI), et l'Union pour la Coordination du Transport d'Electricité (UCTE). Ce dernier est une association de coopération technique entre les gestionnaires de réseaux de transport d'électricité de 24 pays du continent européen. Il existe plusieurs types de normes en CEM établies par ces organismes [44]. Ces normes ont été définies et caractérisées vis-à-vis de l'environnement du public, par exemple, pour l'exposition du public à des champs électriques et magnétiques, l'Union Européenne et l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionising Radiation Protection – Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non-Ionisants) recommandent les valeurs maximales suivantes (Champs magnétiques : 100 μ Tesla, Champs électriques : 5 kV/m,), mais on ne trouve aucune norme établissant les limites d'émission et de susceptibilité entre un équipement et un autre, car il est impossible d'établir des règles et de proposer des solutions fiables et faciles aux problèmes de CEM [45].

4.2. Le problème de CEM à étudier

Ce problème se pose suite à l'insuffisance de fiabilité du réseau de télécommunication mobile lorsqu'on passe à proximité des équipements des lignes électriques, de la miniaturisation des circuits qui posent sérieusement des problèmes de susceptibilité d'un appareil face aux parasites électromagnétiques et lors de l'utilisation d'un signal numérique (émis ou reçu) pour assurer la communication dans un réseau de télécommunication. Le signal est exposé aux bruits créés par des systèmes industriels voisins, en particulier le réseau électrique.

Nous avons étudié, dans ce manuscrit, la corrélation entre les bruits générés par les lignes électriques et la dégradation de la qualité de service du réseau GSM, en termes de signaux mobiles et des équipements associés.

En effet, le signal GSM modulé est émis de façon pulsée à la fréquence 217Hz. Cette fréquence se trouve entre la 4ème et la 5ème harmonique des lignes électriques, ce qui pose un problème de couplage entre l'enveloppe du signal GSM et le bruit des harmoniques générées par ces lignes. Afin d'optimiser la qualité de transmission, on doit étudier le Taux d'Erreurs Binaires (TEB) sur les bits dans la liaison montante et descendante du système de la télécommunication mobile.

Cette qualité de transmission est influencée par des bruits EM de différentes natures en particulier ceux des harmoniques créées par les équipements des lignes électriques ; ceci se traduit par l'augmentation du nombre des bits erronés et de la saturation de la capacité du canal de transmission GSM. Pour résoudre ce problème, nous avons étudié la phase de transmission du signal de communication numérique dans le réseau GSM en terme de propagation des ondes et en terme de transmission du signal numérique pour réduire les effets des contraintes imposées.

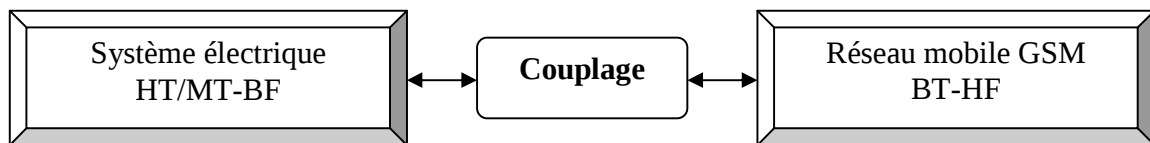


Figure 13. Etude du problème de couplage en CEM

Un exemple concret de ce couplage est illustré en figure 6 à Radès où est installée une station de base de la téléphonie mobile près d'une ligne électrique HT (distance=20m).

La co-existence de ces deux équipements dans un même environnement, nécessite une étude approfondie qui se résume dans les questions suivantes :

1. Est-ce que les champs fondamentaux et harmoniques créés par les équipements des lignes électriques est la cause de la perturbation du réseau de télécommunication mobile?
2. Quelles sont les solutions proposées pour minimiser les effets parasites de ces lignes sur le réseau GSM et les équipements associés ?

Pour répondre à ces questions, on a commencé par l'étude des équipements du réseau GSM au point de vue CEM. Ces équipements du réseau de télécommunication mobile qui est constitué par différents éléments, peuvent être victimes de l'environnement électromagnétique dans lequel ils opèrent. Ces éléments sont tous exposés à la perturbation du champ électromagnétique produit par les équipements des lignes électriques. Le fonctionnement du système victime est alors perturbé. Ceci peut aller du simple désagrément, comme le grésillement d'un récepteur radio, à la perte de fonctionnalité momentanée ou permanente. Il est donc indispensable de se préoccuper lors de sa conception des perturbations électromagnétiques qu'il aura à subir et de sa capacité à leur résister. Ces dysfonctionnements touchent tous les systèmes sensibles au couplage électromagnétique avec des perturbateurs externes.

5. Conclusion

Ce chapitre a permis d'exposer le cadre scientifique dans lequel se sont inscrits nos travaux. L'étude des systèmes de télécommunication du point de vue CEM présente de nombreux aspects. Nous avons développé ceux-ci en trois sous-parties. Dans un premier temps, nous avons présenté la notion de la compatibilité électromagnétique entre un système perturbateur constitué par des sources de perturbation électromagnétiques permanentes et transitoires et un autre système victime. Ce dernier, représente le réseau de la télécommunication mobile. Dans un second temps, nous avons montré comment la multiplication des systèmes industriels produit différentes perturbations électromagnétiques qui sont classées en deux catégories : les sources internes générées au sein même des systèmes de télécommunication mobile ou l'interférence due aux émetteurs de radiodiffusion et les sources externes dues aux lignes d'énergie électrique.

Cette perturbation influe sur le fonctionnement des systèmes sensibles aux bruits électromagnétiques, en particulier le système du réseau mobile. Par ailleurs, nous avons défini les différentes sources de bruits, naturelles et industrielles. Dans un troisième et dernier temps, nous nous sommes attachés à présenter comment les sources de perturbations électromagnétiques possèdent divers types de couplage. Nous avons vu comment mettre en oeuvre le cas de l'effet des lignes électriques sur les systèmes de télécommunication au voisinage et comment les optimiser. Après la description de phénomènes de couplage, nous avons présenté la description d'un problème de CEM au voisinage du réseau de télécommunication mobile selon les différents éléments et architectures de ce réseau.

Bibliographie

- [1] P. André, "Architecture des réseaux de télécommunications", *Hermes - Lavoisier Publications*, 2002, ISBN10 : 2-7462-0561-0.
- [2] X. Lagrange, P. Godlewski et S. Tabbane, "Réseaux GSM", *Hermes Science Publications*, 2000, ISBN 2-7462-0 153-4.
- [3] G. Heine, "GSM Networks: Protocols, Terminology and Implementation", *Artech House Publishers*, December 1998, London, ISBN-10: 0890064717.
- [4] L. L. Poulennec, "Caractérisation de l'environnement électromagnétique du réseau de France Télécom en vue du déploiement des systèmes hauts débits", *Congrès CEM 98*, D5.18, Brest, 1998, pp. D5-13.
- [5] P. Degauque et J. Hamelin, "Compatibilité électromagnétique : bruits et perturbations radioélectriques", *Dunod- Collection technique et scientifique des télécommunications*, 1990.
- [6] R. Sandrine, "Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires de cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit", *Thèse de l'Université de Limoges*, 2007
- [7] J. Hamelin et C. Leteinturier, "La foudre", *L'écho des recherches*, n°108, avril 1982, et n°109, 1982.
- [8] J. Ribeiro, "Etude des risques de défaillances d'un réseau de télécommunications soumis aux effets directs ou indirects de la foudre", *Clermont-Ferrand*, 2005.
- [9] F. R. Haeri, "Effets électromagnétiques de la foudre sur les lignes de transmissions aériennes : Modélisation et simulation", *Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, 1991.
- [10] T. Asakawa, A. Miyake, K. Yokoyama, S. Shindo, T. Yokota et T. Sakai, "Two types of lightning discharges to a high stack on the coast of the sea of Japan in winter", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Jul 1997, Vol. 12, No 3 , pp. 1222 – 1231.
- [11] A. Zeddami, "Couplage d'une onde électromagnétique rayonnée par une décharge orageuse à un câble de télécommunications", *Thèse de l'Université de Lille*, 1988.
- [12] P.L. Thomsen, F. Hansen, N. Olsen et E. F. Christensen, "Swarm -a constellation to study the dynamics of the Earth's magnetic field and its interactions with the Earth system", *Proceedings of International Conference on Recent Advances in Space Technologies RAST '03*, 20-22 Nov. 2003, pp. 194 – 201.
- [13] N. Manda, "Comment et pourquoi étudier le champ magnétique terrestre", *Institut de Physique du Globe de Paris*, Rapport, 1998.
- [14] V. V. Kabanov, "Modèle des distributions d'amplitude des probabilités du bruit-radio atmosphérique", *Radio tehnikai elektronika*, Vol. 32, no8, 1987, pp. 1603-1610.
- [15] K. Olafsson et S. Ullaland, "On the relationship between cosmic noise absorption and auroral X-rays (a case study)", *Journal of atmospheric and terrestrial physics*, Vol. 51, N°3, 1989, pp. 213-222.
- [16] W. Duane, "L'effet produit par un champ magnétique sur les courants d'ionisation", *Annal.de. Phys.*, (1912), pp. 342-347.
- [17] J. P. Parmantier, "Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques", *Thèse de l'Université de Lille*, 1991.
- [18] S. Roblot, A. Zeddami et A. Reineix, "Amélioration des performances des systèmes à haut débit par une méthode de réduction de la diaphonie dans les câbles multiconducteurs de télécommunications", *Annales des télécommunications*, Vol.62, N°9-10, 2007, pp.990-1012.

- [19] B. Barsat, "Etude théorique et expérimentale de la diaphonie des lignes multiconducteurs arborescentes", *Mémoire du CNAM de Montluçon*, 1992.
- [20] F. Broyde, "Eliminer radicalement la diaphonie dans les interconnexions", *Electronique*, No. 140, 2003, pp.57-61.
- [21] F. P. Dawalibi et R. D. Southey, "Analysis of electrical interference from power lines to gas pipe lines. I. Computational methods", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 4, No. 3, 1989, pp. 1840 - 1846.
- [22] A. Darcherif, "Contribution à la modélisation des phénomènes d'interférences électromagnétiques dans les réseaux électriques", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble*, 1988.
- [23] G. Vasilescu, "Bruit et signaux parasites", *Dunod Collection : technique et ingénierie*, ISBN : 2-10-004205-X , 1999.
- [24] J. M. Sawyer et M. D Ford-Dunn , "Concept design of a low-noise industrial engine", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, part D, Transport engineering, vol. 203, no4, 1989, pp. 247-254.
- [25] P. S. Maruvada, R. D. Dallaire, , O. C. Norris-Elye, C. V. Thio et J. S. Goodman, "Environmental Effects of the Nelson River HVDC Transmission Lines RI, AN, Electric Field, Induced Voltage and I on Current Distribution Tests", *IEEE Trans. on. Power Apparatus and Systems*, PAS-101, No. 4, Avril 1982, pp. 951-959.
- [26] M. Bahami, A. Tilmatine, F. Meghnefi et H. Sayah, "Prédétermination des grandeurs liées aux conséquences de l'effet de couronne sur les lignes haute tension", *Mediamira Science Publisher*, Volume 49, Number 1, 2008, pp.47-53.
- [27] C. Gary, "L'effet couronne", *Edition Dunod , Collection, Les techniques de l'ingénieur*, réf. D6403, 1974.
- [28] A. Alain, "Brouillages et perturbations radioélectriques : l'impératif protection", *Essais industriels*, ISSN 1290-0206, 2001, pp. 4-11.
- [29] M. Repacholi, "Champs électromagnétiques et santé publique:fréquences extrêmement basses (ELF) ", *Organisation Mondiale de la Santé*.
- [30] M. Zimmermann et K. Dostert, "Analysis and modeling of impulse noise in broadband power line communications", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, No. 1, 2002
- [31] S. Roblot, F. Moulin, A. Zeddami et A. Reineix, "Méthode de réduction de la diaphonie dans un câble de télécommunications blindé", *Congrès CEM 2006*, 2006, pp. 216-221.
- [32] 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 de Clermont-Ferrand*, 1995.
- [33] K. Dostert, "EMC aspects of high speed powerline communications", *IEEE International Symposium and Exhibition on EMC*, 2004, pp. 98-102.
- [34] E. Marthe, "Power Line Communications: analyse des problèmes de compatibilité électromagnétique dans le domaine des courants porteurs en ligne", *Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, 2005.
- [35] A. Charoy, "Compatibilité électromagnétique : sources, couplages et effets", *Edition Dunod*, 1992.
- [36] F. Tesche, M. Ianoz et T. Karlsson, "EMC analysis methods and computational models", *John Wiley & sons*, 1997.

- [37] J. L Silberberg, "Achieving medical device EMC: the role of regulations, standards, guidelines and publications", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, EMC. 2001, Canada, Vol.2, pp. 1298-1303.
- [38] R. Tarafi, "Etude des perturbations électromagnétiques induites dans une installation domestique complète", *Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, 1998.
- [39] P. Degauque et J. Hamelin, "Compatibilité électromagnétique", *Edition Dunod*, 1990.
- [40] A. Charoy, "Parasites et perturbations des électroniques", *Edition Dunod*, 2006. ISBN10 : 2-10-050151-8.
- [41] T. Kaned, T. Kubota, M. Ohuchi et J. Chang, "Time-averaged electric potential profiles in a capacitive-coupling parallel-plate electrode neon gas RF discharge plasma", *Journal of physics*, 1990 Vol. 23, No12, pp. 1642-1647.
- [42] C. Guy-Gérard, "Compatibilité électromagnétique : Modes de transmission", *Techniques de l'ingénieur*, Génie électrique 2000, Vol. D2, No D1305 , pp. 1305.1-1305.20.
- [43] A. Charoy, "Compatibilité électro-magnétique", *Edition Dunod*, 2005, pp. 701, ISBN 2100495208
- [44] J. L. Cocquerelle, "CEM et électronique de puissance", *Collection Sciences et Techniques, éditions techniques*, Paris 1999.
- [45] F. Rachidi, " Introduction à la CEM", *Cours de compatibilité électromagnétique*, Eté 2004.

Chapitre 2

Modélisation EM des Circuits PCB de la Téléphonie Mobile

1. Introduction

L'établissement du réseau de télécommunication mobile et du réseau électrique, nécessite des équipements appropriés pour assurer le fonctionnement des services fournis par ces deux réseaux. Nous explicitons la modélisation analytique et numérique de ces équipements par les systèmes des lignes de transmission de multiconducteur puisqu'ils sont considérés comme une victime pour le système de télécommunication et une source de perturbation électromagnétique permanente et transitoire pour le système électrique. Dans ce chapitre, nous développons la théorie des lignes de transmission de multiconducteur (MTL). Il s'agit d'une méthode d'analyse numérique développée pour l'étude des circuits micro-ondes homogènes et inhomogènes utilisés dans les équipements de télécommunications mobiles. La méthode numérique de la transformation de Laplace inverse (NILT) est bien adaptée à l'analyse d'une carte électronique (PCB) dans certaines conditions, à base de la théorie électromagnétique qui permet de déterminer les courants et les tensions en tout point de la ligne considérée tout en s'appuyant sur la résolution des équations des télégraphistes, pour

étudier le problème de diaphonie. Les pistes d'une carte de circuit imprimé peuvent être assimilées à des fils moyennant quelques approximations. A la fin de ce chapitre, nous précisons l'intérêt considérable de la modélisation numérique des cartes électroniques PCB.

2. Caractérisation EM des systèmes MTL

La partie majeure du travail publié est focalisée sur la théorie des deux lignes de transmission mutuellement couplées [1-15]. Pour étudier les caractérisations électromagnétiques des système MTL, le nombre d'articles se divise en deux groupes; si la tâche du premier [7,8] est de généraliser les équations de ligne de transmission comme point de départ et déterminer les matrices d'inductance et de capacitance; l'occupation du deuxième groupe [9] est de prendre comme point de départ les équations de Maxwell pour le champ électromagnétique.

En 1982, Paul [10] a fait des études théoriques et expérimentales sur les lignes de transmission couplées et a rapporté le modèle théorique dérivé d'une solution exacte des équations de lignes de transmission couplées [11]. La solution était simple, la ligne a été exprimée sous la forme d'une structure fermée qui se fonde sur le mode quasi-TEM [12,13].

Le problème général de diaphonie impliquant les lignes multiples et les géométries complexes est très compliqué à analyser dans le domaine temporel (TD) [14] et le domaine fréquentiel (FD) [12,15].

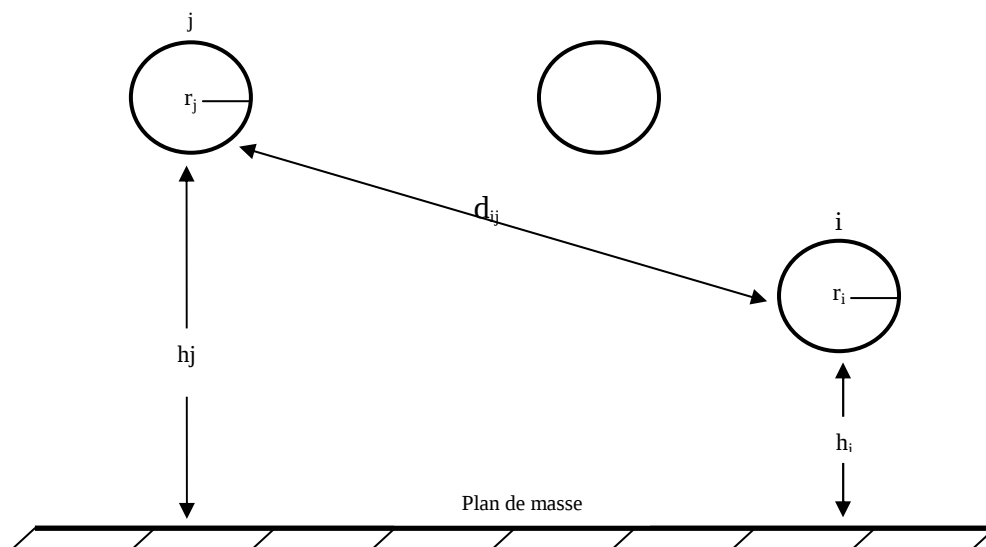


Figure 1. Géométrie d'un système MTL

Cette géométrie est assez simple pour faire l'analyse d'un système MTL. Elle illustre la plupart des dispositifs micro-ondes, donc les résultats théoriques actuels de ce chapitre sont indispensables pour calculer les éléments des matrices $[L]$, $[C]$, $[G]$ et $[R]$ des conducteurs de forme circulaire [16] comme c'est illustré dans la Figure 1. Un fil conducteur a été excité par une source de tension ou une source de courant. On peut calculer donc les paramètres de tension V , de courant I et de diaphonie S pour un système MTL.

3. Equations des télégraphistes pour un système MTL

Considérons des lignes de transmission multiconducteurs (MTL) telles qu'elles sont représentées sur la Figure 2.

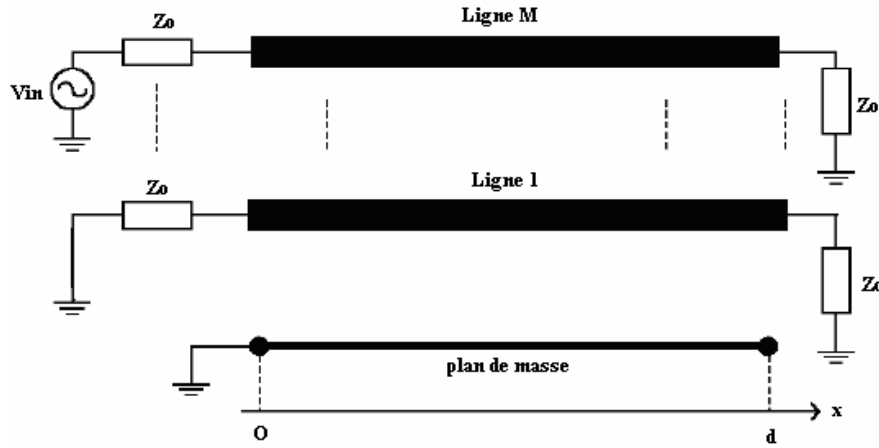


Figure 2. Système des lignes de transmission de multiconducteurs

Le système MTL peut être modélisé par l'équation aux dérivées partielles,

$$\frac{-\partial U(x,t)}{\partial x} = [R]I(x,t) + [L]\frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad 0 < x < L \quad (1a)$$

$$\frac{-\partial I(x,t)}{\partial x} = [G]U(x,t) + [C]\frac{\partial U(x,t)}{\partial t} \quad 0 < x < L \quad (1b)$$

(1a) et (1b) sont deux équations différentielles du 1^{er} ordre. A partir de ces deux équations, on montre que I et U représentent les équations dites des télégraphistes.

$$\frac{\partial^2 U(x,t)}{\partial x^2} - [L][C]\frac{\partial^2 U(x,t)}{\partial t^2} - ([R][C] + [L][G])\frac{\partial U(x,t)}{\partial t} - [R][G]U(x,t) = 0 \quad (2a)$$

$$\frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial x^2} - [L][C]\frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial t^2} - ([R][C] + [L][G])\frac{\partial I(x,t)}{\partial t} - [R][G]I(x,t) = 0 \quad (2b)$$

où $I(x, t)$ et $U(x, t)$ sont des vecteurs représentant respectivement le courant et la tension tout au long des conducteurs. Les paramètres L , C , R et G sont des matrices de dimension $N \times N$ représentant les propriétés de la ligne, x la position à travers la ligne de transmission de longueur d . Ce modèle met en oeuvre l'onde électromagnétique transversale (TEM) comme mode de propagation.

A base des équations (1a), (1b), (2a) et (2b), ces formulations peuvent être écrites dans le domaine fréquentiel par les équations suivantes:

$$\frac{\partial U(x)}{\partial x} = -[Z]I(x) \quad 0 < x < d \quad (3a)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = -[Y]U(x) \quad 0 < x < d \quad (3b)$$

Avec

$$U(x) = \begin{bmatrix} U_1(x) \\ \vdots \\ U_n(x) \end{bmatrix} \quad (4a)$$

$$I(x) = \begin{bmatrix} I_1(x) \\ \vdots \\ I_n(x) \end{bmatrix} \quad (4b)$$

La résolution des lignes de transmission du multiconducteur est généralement faite par la méthode modale [17-19]. Il s'agit en fait de définir les caractéristiques du mode de l'onde qui se propage au long de la ligne de transmission du multiconducteur. Le modèle de la diaphonie des lignes (MTL) est basé sur les paramètres de l'impédance et l'admittance qui sont définies au moyen de l'équation donnée ci-dessous,

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \quad (5a)$$

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

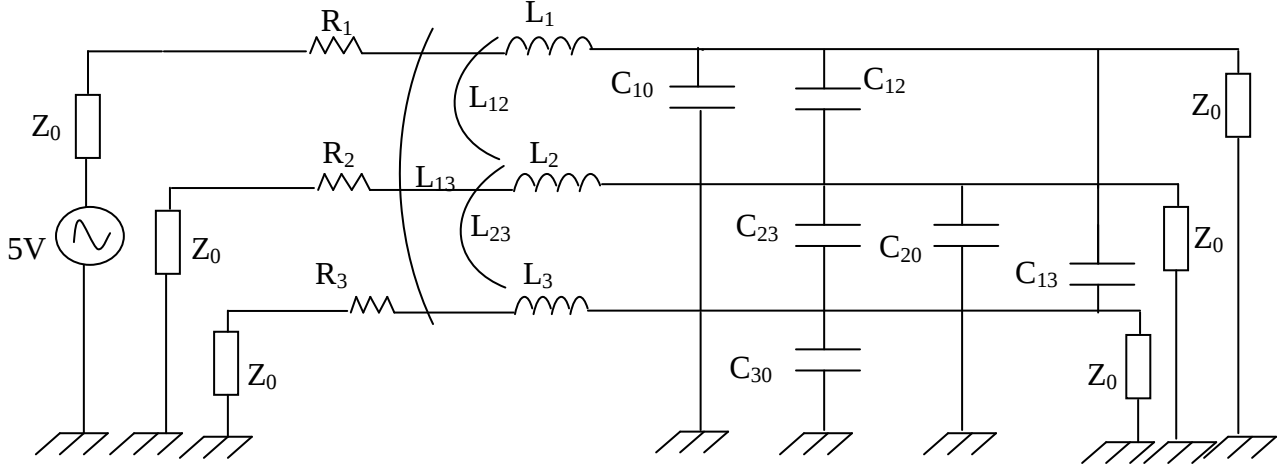


Figure 3. Circuit RLC d'un système MTL

La Figure 3 représente un schéma électrique d'un système MTL où les paramètres par unité de longueur ont été identifiés. Les entrées des matrices d'inductance par unité de longueur L relient tous les flux magnétiques pénétrant dans le premier circuit par tous les courants induits de la ligne, on obtient :

$$[\Phi] = [L][I] \quad (6)$$

avec

$$L_{ii} = \frac{\Phi_i}{I_i} \left| \begin{array}{l} \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(2 \frac{h_i}{r_i} \right) (H/m) \\ I_1 = I_2 = I_{i-1} = I_{i+1} = I_n = 0 \end{array} \right. \quad (7a)$$

$$L_{ij} = \frac{\Phi_i}{I_j} \left| \begin{array}{l} = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + 4 \frac{h_i h_j}{d_{ij}^2} \right) \\ I_1 = I_{j-1} = I_{j+1} = I_n = 0 \end{array} \right. \quad (7b)$$

et,

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & \dots \\ L_{n1} & \dots & \dots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Les entrées des matrices de capacité par unité de longueur C , relient toute la charge sur le $i^{\text{ème}}$ conducteur par toutes les tensions, on peut obtenir :

$$[Q] = [C][U] \quad (9)$$

$$C_{ii} = \frac{Q_i}{U_i} \left| \begin{array}{l} = \sum_{k=1}^{N-\text{conducte}} C_{ik} \\ U_1 = U_2 = U_{i-1} = U_{i+1} = U_n = 0 \end{array} \right. \quad (10a)$$

$$C_{ij} = \frac{Q_i}{U_j} = -C_{ji} \Big|_{U_1 = U_2 = \dots = U_{j-1} = U_{j+1} = \dots = U_n = 0} \quad (10b)$$

Ce coefficient définit une relation entre la charge stockée dans le i^{eme} conducteur avec la tension appliquée au premier conducteur.

$$C = \begin{bmatrix} \sum C_{1k} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & \sum C_{2k} & \dots & \dots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & \sum C_{nn} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Les éléments de la matrice $[C]$ sont désignés fréquemment sous le nom de coefficients de capacité, cependant ces coefficients sont différents à l'individu (C_{ii}) et la capacité mutuelle (C_{ij}) entre les conducteurs peut être symétrique. Les coefficients de la matrice $[C]$ sont les coefficients électrostatiques d'induction. Une forme simple pour obtenir les coefficients de capacité est définie comme [20,21] :

$$[C] = \mu\epsilon[L]^{-1} \quad (12)$$

La matrice de l'impédance et de l'admittance est déterminée respectivement à l'aide des paramètres qui sont déterminés précédemment, donc (5) donne :

$$[Z] = \begin{bmatrix} (R_{11} + j\omega L_{11}) & \dots & \dots & (R_{1M} + j\omega L_{1M}) \\ & & & \vdots \\ & & & \vdots \\ (R_{M1} + j\omega L_{M1}) & \dots & \dots & (R_{MM} + j\omega L_{MM}) \end{bmatrix} \quad (13a)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} (G_{11} + j\omega C_{11}) & \dots & \dots & (G_{1M} + j\omega C_{1M}) \\ & & & \vdots \\ & & & \vdots \\ (G_{M1} + j\omega C_{M1}) & \dots & \dots & (G_{MM} + j\omega C_{MM}) \end{bmatrix} \quad (13b)$$

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à l'étude analytique et numérique de la diaphonie pour un système MTL avec des nombres arbitraires de conducteurs.

4. Etude de la diaphonie dans le système MTL

Lorsqu'un signal électrique se propage sur une ligne de transmission, il existe au voisinage des champs EM induits (sauf si la ligne présente une structure fermée). Lorsqu'une seconde ligne est placée à la proximité de la première (distance $< \lambda$ où λ représente la longueur d'onde), ces champs créent des diaphonies entre les lignes.

Pour étudier le comportement d'une ligne en présence d'une autre, on est donc amené à utiliser les paramètres primaires (R, L, C et G) afin d'analyser par la suite le phénomène de la diaphonie dans un système MTL conçu pour les applications de télécommunication mobile.

4.1. Etude analytique

Nous supposons que les deux pistes 1-3 et 2-4 ont une longueur d , une largeur W , une épaisseur négligeable et une conductivité parfaite. Les lignes séparées par une distance s sont situées sur un substrat diélectrique sans perte de hauteur h , de constante diélectrique relative ϵ_r et de perméabilité μ_0 . La région au-dessus du substrat est l'espace libre.

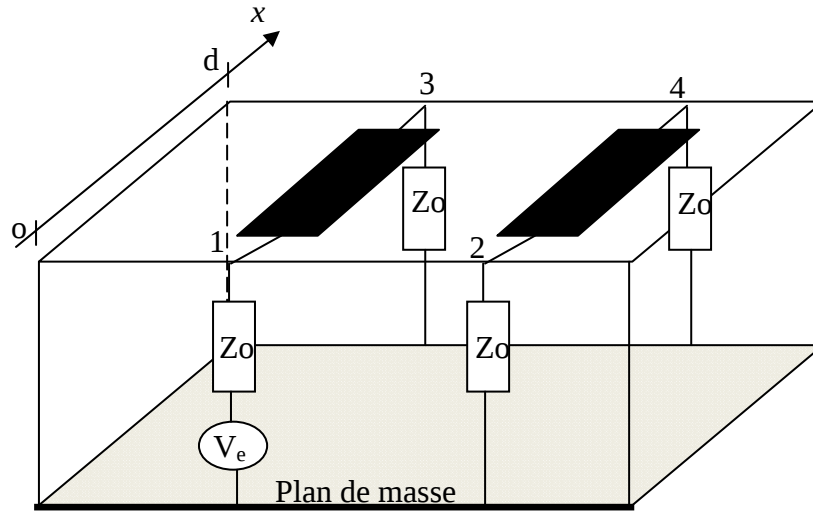


Figure 4. Modèle de la diaphonie d'une carte électronique PCB

L'équation (3a) peut être écrite sous la forme familière d'équation d'ondes en appliquant la dérivée partielle en x à (3a). La substitution de l'équation (3b) mène à l'équation suivante:

$$\frac{\partial^2 U(x)}{\partial x^2} = [Z][Y]U(x) \quad (14a)$$

Une opération semblable à l'équation (14a) mène à:

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} = [Y][Z]I(x) \quad (14b)$$

La diagonalisation du système s'effectue en calculant les matrices des valeurs et vecteurs propres des matrices $[Z][Y]$ ou $[Y][Z]$ issues des équations (14a) et (14b).

La technique d'extraction comprend la représentation des champs sous la forme des tensions et des courants dans la ligne de transmission. Les équations (14a) et (14b) peuvent nous donner comme solution [12], ce qui suit:

$$U_1(x,t) = U_{ev}^+ e^{\sigma^{ev} x} + U_{odd}^- e^{\sigma^{odd} (d-x)} + U_{ev}^+ e^{-\sigma^{ev} x} + U_{odd}^- e^{-\sigma^{odd} (d-x)} \quad (15a)$$

$$U_1(x,t) = U_{ev}^+ e^{\sigma^{ev} x} - U_{odd}^- e^{\sigma^{odd} (d-x)} + U_{ev}^+ e^{-\sigma^{ev} x} - U_{odd}^- e^{-\sigma^{odd} (d-x)} \quad (15b)$$

Les constantes $U_{ev}^+, U_{odd}^+, U_{ev}^-$ et U_{odd}^- ont été déterminées à partir des équations d'état de frontière.

Les lignes micro-ruban symétriques peuvent être décrites par un mode pair ($U_1 = U_2$) et un mode impair avec ($U_1 = -U_2$). Les constantes de propagation $\sigma^{ev}, \sigma^{odd}$ présentent respectivement le mode pair et impair pour des médias sans perte et les impédances caractéristiques z^{ev}, z^{odd} sont présentées respectivement dans [13,14].

$$\sigma^{ev} = j\omega [(L_{11} + L_{12})(C_{11} + C_{12})]^{-\frac{1}{2}} \quad (16a)$$

$$\sigma^{odd} = j\omega [(L_{11} - L_{12})(C_{11} - C_{12})]^{-\frac{1}{2}} \quad (16b)$$

$$Z^{ev} = [(L_{11} + L_{12}) / (C_{11} + C_{12})]^{-\frac{1}{2}} \quad (17a)$$

$$Z^{odd} = [(L_{11} - L_{12}) / (C_{11} - C_{12})]^{-\frac{1}{2}} \quad (17b)$$

Les deux lignes micro ruban illustrées dans la figure 4 sont identiques, par conséquent les éléments des matrices inductances et capacitances sont aussi égaux ($L_{11} = L_{22}, L_{12} = L_{21}, C_{12} = C_{21}$ et $C_{11} = C_{22}$).

Dans le cas où la distance de séparation de deux lignes $s \gg w$, les paramètres de la diaphonie C_{12} et L_{12} deviennent petits, donc les constantes de propagation en (16) et les impédances caractéristiques en (17) donnent respectivement les paramètres d'une ligne avec σ_0 et Z_0 .

$$\sigma_0 = j\omega (L_{11} C_{11})^{-\frac{1}{2}} \quad (18a)$$

$$Z_0 = (L_{11} / C_{11})^{-\frac{1}{2}} \quad (18b)$$

Ainsi, nous pouvons utiliser la solution approximative de [12] afin de montrer les coefficients de la diaphonie proche S_{21} et lointaine S_{41} à savoir:

$$S_{21} = \frac{U_2(0)}{U_1(0)} \quad (19a)$$

$$S_{41} = \frac{U_2(\ell)}{U_1(0)} \quad (19b)$$

Le coefficient de transmission approximative S (S_{21} et S_{41}), est nécessaire pour la prévision de la diaphonie dans un système MTL [12,14].

$$S_{21} = \frac{\Delta Z}{2Z_0} \left\{ 1 - e^{-2\sigma_0 \ell} \left[\cos(2\Delta k \ell) + \frac{\Delta Z}{Z_0} \sin(2\Delta K \ell) \right] \right\} \quad (20a)$$

$$S_{41} = -j e^{-\sigma_0 \ell} \sin(\Delta k \ell) \quad (20b)$$

avec,

$$\Delta K = (\sigma^{ev} - \sigma^{add}) / 2j \cong \frac{w}{2Z_0} (L_{12} + C_{12} Z_0^2) \quad (21a)$$

$$\Delta Z = (Z^{ev} - Z^{add}) / 2 \cong \frac{jw}{2\ell_0} (L_{12} - C_{12} Z_0^2) \quad (21b)$$

Après l'illustration de la théorie des lignes de transmission à multiconducteurs, il ne nous reste que de valider et de chercher l'influence des propriétés physiques sur le niveau de la diaphonie pour une carte électronique PCB.

4.1.1. Validation de la théorie MTL

Pour valider les résultats théoriques, nous avons simulé en premier lieu, avec le logiciel Momentum (ADS), la structure illustrée sur la Figure 4. La bande de fréquence utilisée varie entre 50MHz-5GHz et couvre la majorité des systèmes de télécommunication. En deuxième lieu, nous avons déterminé les paramètres S_{ij} . Enfin, on a tracé le module de S_{21} et S_{41} présenté sur les Figures 5 et 6.

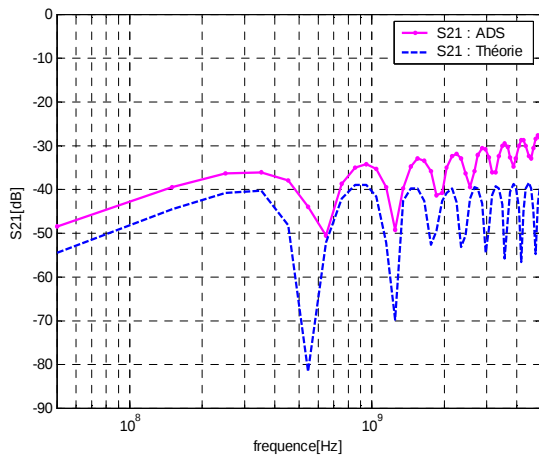


Figure 5. Module du paramètre S_{21}

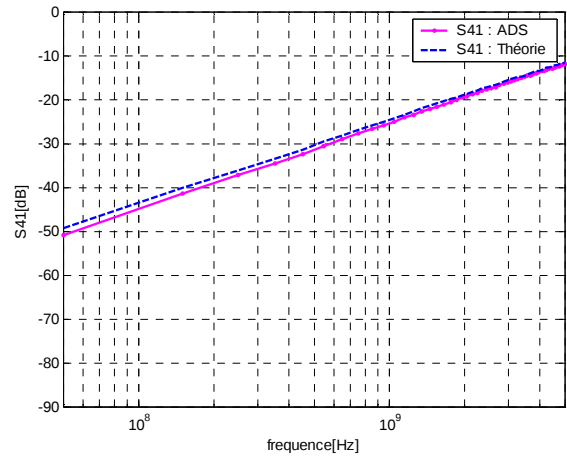


Figure 6. Module du paramètre S_{41}

Les Figures 5 et 6 représentent respectivement les résultats de la comparaison des grandeurs de la diaphonie simulées avec le logiciel ADS et la théorie. Nous constatons que les résultats de simulation sont en accord avec ceux de la théorie. En effet, dans le cas où la fréquence est

relativement faible (50 MHz-300 MHz) le coefficient de la diaphonie S_{21} (diaphonie proche) présente un faible décalage fréquentiel qui pourrait être dû probablement aux erreurs de l'approximation de la théorie MTL. Par contre, pour une fréquence relativement élevée, il y a un décalage remarquable entre la théorie et le résultat simulé par le logiciel ADS. Dans le cas du coefficient de diaphonie S_{41} (diaphonie lointaine), le résultat de la comparaison est satisfaisant.

4.1.2 Influence de la variation de permittivité sur la diaphonie

Sur les figures 7 et 8, nous avons représenté les variations des paramètres de la diaphonies S_{21} et S_{41} en fonction de la fréquence pour différentes constantes diélectriques ϵ_r . Pour chaque permittivité relative ϵ_r correspond une permittivité effective ϵ_{eff} . En effet, pour un mode

T.E.M la vitesse de propagation est donnée par $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ avec ϵ_r étant la constante diélectrique relative du milieu où s'effectue la propagation.

Le problème serait beaucoup plus simple si l'on avait un diélectrique homogène. La vitesse de propagation serait alors définie sans ambiguïté puisque la propagation serait purement électromagnétique transversale (T.E.M). C'est pourquoi une des méthodes d'étude de la microbande réelle consiste à modéliser une ligne microbande à diélectrique homogène illimité. La clé du problème réside dans la détermination de la constante diélectrique effective ϵ_{eff} de ce modèle en fonction de ϵ_r , h et w.

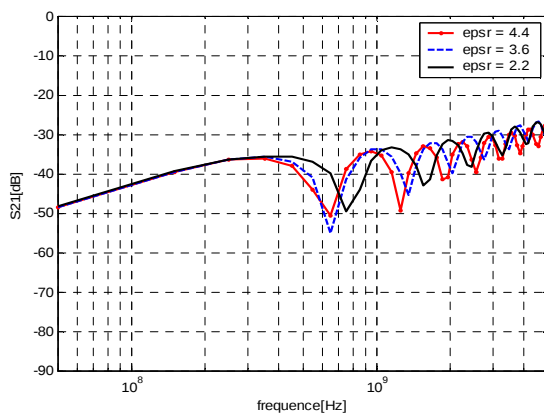


Figure 7. Module du paramètre S_{21} en fonction de la permittivité relative ϵ_r pour h=1mm.

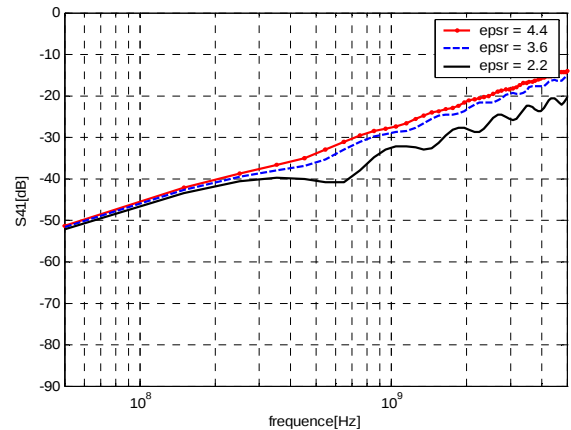


Figure 8. Module du paramètre S_{41} en fonction de la permittivité relative ϵ_r pour h=1mm.

Les figures 7 et 8, représentent respectivement la variation de la diaphonie proche et lointaine. Ainsi, le résultat de simulation montre que la diaphonie proche (S_{21}) ne dépend pas de la permittivité relative ϵ_r lorsque la fréquence est inférieure à 300 MHz. Lorsque la fréquence devient supérieure à 300 MHz, la diaphonie proche (S_{21}) dépend légèrement de ϵ_r et augmente quand ϵ_r diminue. La diaphonie lointaine (S_{41}) dépend fortement de ϵ_r pour les fréquences élevées. Dans ce cas, nous constatons que le coefficient de la diaphonie S_{41} augmente avec ϵ_r .

Nous avons tracé également sur les Figures 9 et 10 les coefficients de la diaphonie S_{21} et S_{41} en fonction des distances de séparation de deux lignes ($s = \frac{\lambda}{20}, \frac{\lambda}{10}, \frac{\lambda}{8}, \frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{2}$), pour trois permittivités différentes, de hauteur fixe $h = 1\text{mm}$. On remarque que les coefficients S_{21} et S_{41} dépendent de la permittivité relative ϵ_r . Dans ce cas, on observe que le coefficient de la diaphonie augmente si ϵ_r augmente. D'autre part, le coefficient de transmission diminue rapidement quand la distance normalisée $\frac{s}{\lambda}$ augmente.

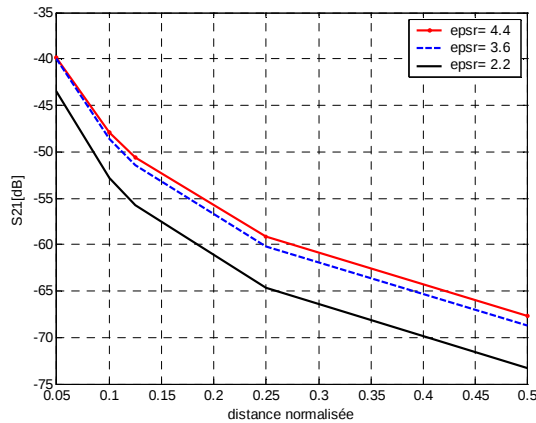


Figure 9. Variation du paramètre S_{21} en fonction de la permittivité relative ϵ_r

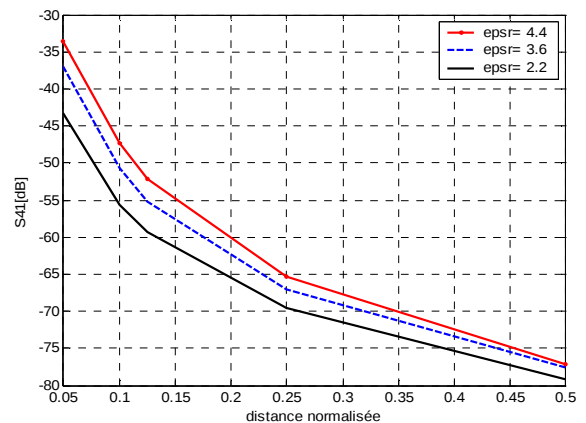


Figure 10. Variation du paramètre S_{41} en fonction de la permittivité relative ϵ_r

4.1.3 Influence de la hauteur sur la diaphonie

Pour déterminer l'effet de la hauteur sur les diaphonies nous avons tracé sur les Figures 11 et 12 les variations des coefficients de diaphonie en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs du substrat. La fréquence varie entre 50 MHz et 5 GHz et la permittivité de substrat est fixée à $\epsilon_r = 4,4$.

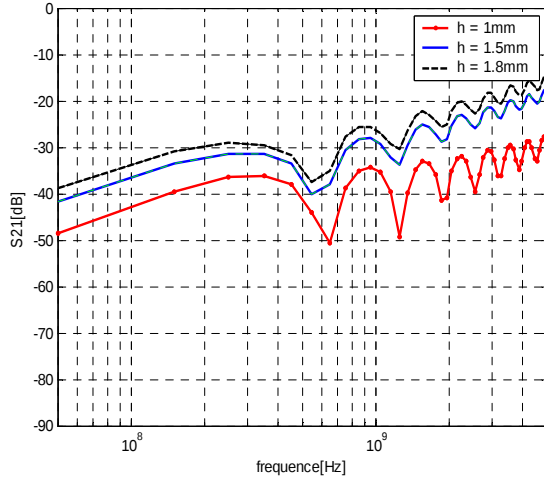


Figure 11. Variation du paramètre S_{21} en fonction de la hauteur pour $\epsilon_r = 4.4$

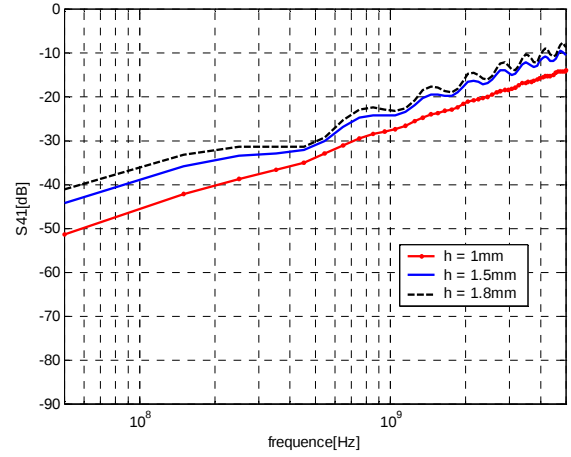


Figure 12. Variation du paramètre S_{41} en fonction de la hauteur pour $\epsilon_r = 4.4$

Nous constatons que la variation des coefficients de diaphonie S_{21} et S_{41} en fonction de la fréquence dépend fortement de la hauteur h . Le coefficient de la diaphonie augmente quand h augmente. En effet, cette variation du coefficient de diaphonie induit des interactions élevées entre les lignes et par conséquent les ondes de surface deviennent plus importantes. Ainsi, les ondes de surface sont croissantes avec l'épaisseur de substrat.

Nous avons illustré sur les Figures 13 et 14 l'influence de différentes hauteurs du substrat en fonction de l'espace normalisé entre les pistes sur la diaphonie. Nous constatons dans le cas des faibles espaces s/λ , S_{21} et S_{41} augmentent fortement. Cette région correspond à la zone de diaphonie radiative. Dans le cas où s/λ est grand S_{21} et S_{41} décroissent lentement vers zéro.

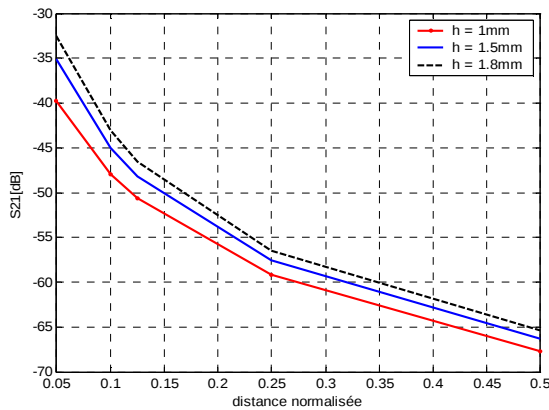


Figure 13. Variation du paramètre S_{21} en fonction de la hauteur

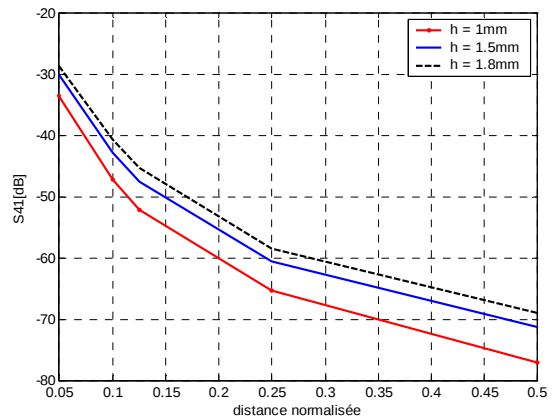


Figure 14. Variation du paramètre S_{41} en fonction de la hauteur

Nous pouvons alors estimer que cette étude est intéressante dans le sens où elle permet de prévoir les phénomènes dus à la juxtaposition des pistes dans un circuit PCB [22].

4.2. Etude numérique par la méthode NILT

Dans le but d'étudier le comportement d'un système électronique, nous nous sommes intéressés d'abord au problème de diaphonie dans une carte électronique PCB, ce qui est fondamental pour la conception de la carte fonctionnant en haute fréquence. Nous donnons par la suite tout l'intérêt à l'application d'une méthode numérique avec moins d'opérations d'exécution et avec un temps de réponse plus rapide. Pour cela, nous avons analysé et traité dans cette partie les problèmes de la diaphonie pour une carte PCB. Nous avons aussi mis en application la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse (NILT) sous l'environnement de Matlab pour étudier les lignes de transmission multiconducteurs. Cette méthode donne la possibilité de connaître les tensions et les courants pour les différentes lignes à tout moment et à n'importe quelle position. Par la suite, nous avons défini les coefficients de transmission pour étudier la diaphonie entre les lignes de transmission multiples dans une carte électronique (PCB) et employant la formulation couplée de ces lignes pour des médias homogènes. Des simulations par la méthode NILT ont été effectuées pour la carte de trois pistes dans des médias homogènes pour une fréquence allant de 300 MHz à 5 GHz pour trois substrats diélectriques différents.

4.2.1. Description du problème de la diaphonie

Afin de donner une proposition d'une technique numérique et d'une nouvelle formulation couplée pour analyser la diaphonie entre les lignes de transmission de multiconducteur (MTL), nous considérons l'une des configurations géométriques données dans la Figure 15. Cette configuration a été choisie en raison de sa convenance à l'approche mathématique des matrices de capacité $[C]$ et d'inductance $[L]$ par unité de longueur dans un milieu homogène où les matrices sont commutatives ($[L][C]=[C][L]$).

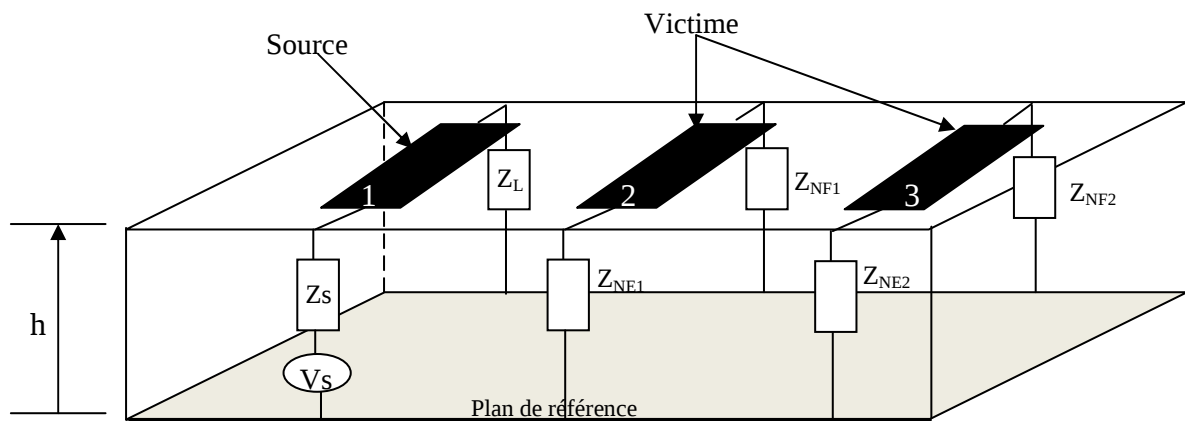


Figure 15. Modèle de la diaphonie dans une carte électronique PCB dans un milieu homogène

Les lignes de transmission dans un milieu homogène (Figure 15) sont assez simples pour faciliter l'analyse de la diaphonie d'un système MTL. L'étude théorique actuelle est nécessaire pour prévoir la diaphonie dans un système MTL sans perte. Jusqu'à présent aucune étude n'a donné de solution analytique pour surmonter ce problème de la diaphonie ; d'où l'intérêt des techniques numériques utilisées pour prévoir les paramètres S_{ij} à partir de la détermination des éléments de courant I_{ij} et de la tension U_{ij} .

Les techniques numériques utilisées pour la simulation électromagnétique sont nombreuses et variées dans la littérature [23-24]. Ces techniques nous ont permis de discrétiser complètement la structure de maillage fin, ce qui exige un espace mémoire plus grand et une durée du temps de calcul très longue. Ces méthodes exigent des équipements très sophistiqués. Pour surmonter ces problèmes, nous avons appliqué la méthode NILT à un système MTL. Cette méthode a été développée par Lubomir [25] et a été limitée seulement à la détermination du courant et de la tension des lignes de transmission. Dans le cadre de ce travail, nous essayons de traiter le problème de la diaphonie proche et lointaine dans le domaine fréquentiel.

Les avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de son algorithme [26] et la possibilité d'effectuer l'analyse sur une large bande de fréquence avec un temps de compilation plus court.

4.2.2. Formulations théorique de la méthode NILT

Dans cette partie, nous développons la méthode numérique de transformation de Laplace inverse (NILT) basée sur la méthode des séries de Fourier. L'algorithme de quotient différentiel a été découvert par Rutishauser [27], qui a calculé les coefficients nécessaires des fractions continues pour le processus d'inversion. En combinant des opérations de diagonalisation et des relations récursives dans des arrangements de quotient différentiel, la dimension de la transformation de Laplace inverse est commandée par l'algorithme avec l'approximation automatique pour donner l'exactitude et l'efficacité de l'algorithme développé [28].

La transformation de Laplace $f(t)$, $t \geq 0$, est définie par,

$$\tilde{F}(s) = \mathcal{L}(f) = \int_0^{\infty} f(t) \exp(-st) dt \quad (22)$$

Sa transformation inverse est donnée par,

$$f(t) = \mathcal{E}^{-1}(\tilde{F}) = \frac{1}{2i\pi} \int_{\gamma-i\omega}^{\gamma+i\omega} \tilde{F}(s) \exp(st) ds \quad (23)$$

L'équation (23) peut être exprimée par,

$$f(t) = \frac{1}{\pi} \exp(\gamma t) \int_0^{\infty} \operatorname{Re}\{ \tilde{F}(s) \exp(i\omega t) \} d\omega \quad (24)$$

Avec γ est la découpe de l'intégration dans le côté droit de toutes les singularités de $\tilde{F}$ et $s = \gamma + i\omega$ est une variable complexe, en utilisant la règle trapézoïdale avec la taille d'étape $\frac{\pi}{T}$. Pour une valeur t comprise entre $[0, 2T]$ (avec T la période) nous obtenons l'approximation discrétisée suivante:

$$f(t) = \frac{1}{T} \exp(\gamma t) \left[\frac{\tilde{F}(s)}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{Re}\{ \tilde{F}(\gamma + \frac{ik\pi}{T}) \exp(\frac{ik\pi t}{T}) \} \right] - E_1 \quad (25)$$

Avec E_1 l'erreur de discrétisation [29-30]. Nous supposons que E_1 est suffisamment petit de sorte que,

$$f(t) = \frac{1}{T} \exp(\gamma t) \left[\frac{\tilde{F}(s)}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{Re}\{ \tilde{F}(\gamma + \frac{ik\pi}{T}) \exp(\frac{ik\pi t}{T}) \} \right] \quad (26)$$

Le problème de la série infinie dans l'équation (26) est qu'elle ne converge pas rapidement. Par conséquent, nous n'obtenons pas une évaluation précise de cette série dans les différentes méthodes d'accélération. Parmi ces méthodes, nous avons utilisé la méthode d'accélération développée par De Hoog [31]. Cette méthode est appliquée dans l'algorithme de quotient différentiel développée par Rutishauser pour déterminer les coefficients de la fraction continue correspondante à la série entière $g(z)$ [32].

$$g(z) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i z^i \quad (27)$$

Avec a_i les coefficients donnés dans la série entière $g(z)$.

$$e_0^{(i)} = 0, \quad i=0,1,2,\dots,M \quad (28a)$$

$$q_1^{(i)} = a_{i+1} / a_i, \quad i=0,1,2,\dots,M \quad (28b)$$

L'algorithme de quotient différentiel est défini par la récursivité suivante :

$$e_k^{(i)} + q_k^{(i)} = q_k^{(i+1)} + e_{k-1}^{(i+1)} \quad (29a)$$

avec $i = 0, 1, \dots, 2M-2k$; $k = 1, 2, \dots, M$

$$q_{k+1}^{(i)} \cdot e_k^{(i)} = q_k^{(i+1)} \cdot e_k^{(i+1)} \quad (29b)$$

avec $i = 0, 1, \dots, 2M-2k-1$; $k = 2, 3, \dots, M$

Les relations (29a) et (29b) sont visualisées sur le diagramme suivant :

$$\begin{array}{c} e_0^{(0)} \\ e_0^{(1)} q_1^{(0)} \\ e_0^{(2)} q_1^{(1)} e_1^{(0)} q_2^{(0)} \\ e_0^{(3)} q_1^{(2)} e_1^{(1)} q_2^{(1)} e_2^{(0)} q_3^{(0)} \\ e_0^{(4)} q_1^{(3)} e_1^{(2)} q_2^{(2)} e_2^{(1)} q_3^{(1)} \\ e_0^{(5)} q_1^{(4)} e_1^{(3)} q_2^{(3)} e_2^{(2)} q_3^{(2)} \\ e_0^{(6)} q_1^{(5)} e_1^{(4)} q_2^{(4)} e_2^{(3)} q_3^{(3)} \end{array}$$

Diagramme de $q_k(i)$ et $e_k(i)$.

La relation (29a) indique que, dans chaque rhombus ($\blacklozenge$) centré dans une q-colonne, la somme de deux éléments supérieurs vers la droite et la somme de deux éléments inférieurs vers la gauche sont égales. La relation (29b) indique que, dans un rhombus centré dans une e-colonne, les produits correspondants sont égaux.

Pour appliquer l'algorithme de différence-quotient aux méthodes numériques de la transformation de Laplace inverse, nous avons ;

$$g(z) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k z^k = \frac{\tilde{F}(\gamma)}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \tilde{F}(\gamma + \frac{ik\pi}{T}) \exp(\frac{ik\pi}{T}) \quad (30)$$

avec $a_0 = \frac{\tilde{F}(\gamma)}{2}$, $a_k = \tilde{F}(\gamma + \frac{ik\pi}{T})$, $k = 1, 2, \dots$, et $z = \exp(\frac{i\pi}{T})$.

Nous considérons maintenant l'exactitude de l'approximation en dessous d'une tolérance donnée.

A partir des équations (26) et (30), nous obtenons

$$f(t) \approx \frac{1}{T} \exp(\gamma t) \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} a_k z^k \right\} \quad (31)$$

On a $|f(t)| \leq Me^{\theta t}$, avec M est une valeur réelle positive, θ est l'ordre exponentiel de la fonction réelle $f(t), t \geq 0$ et $\tilde{F}$ définie pour $\text{Re}[s] > \theta$. L'équation (23) s'écrit sous une forme discrète de la fonction $f_k = f(kt)$, ($k=0, 1, \dots, N-1$, N est le nombre de points calculés) qui peut être exprimée approximativement par :

$$f_k = C_k \circ \left\{ 2 \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} F_n z_k^n + \sum_{n=0}^{\infty} G_n z_k^n \right] - F_0 \right\} \quad (32)$$

avec

$$C_k = \frac{\Omega}{2\pi} e^{j k T}, z_k = e^{-j k T \Omega}, F_n = F(\gamma - j n \Omega) \quad G_n = F_{N+n}, \quad (33)$$

T et $\Omega = 2\pi/(NT)$ sont respectivement la période et les domaines de transformation. Le choix de l'analyse d'erreur a eu comme conséquence une formule rapprochée de γ [29,33]. Par exemple, γ est donnée dans [29] par :

$$\gamma \approx \theta - \Omega / 2\pi \cdot \ln E_r \quad (34)$$

θ est un nombre légèrement plus grand que le maximum de $\{\text{Re}(s) : s \text{ est un pôle de } \tilde{F}(s)\}$, $\tilde{F}(s)$ est la fonction de la transformation de Laplace $f(t)$ et E_r est l'erreur relative de discrétisation.

Avec les limites de la théorie proposée, nous pouvons déterminer le courant et la tension d'un système MTL, qui sert à déterminer le niveau de la diaphonie entre les traces adjacentes d'une carte électronique PCB dans un milieu homogène.

Les résultats de simulation obtenus sur les Figures 16-21, représentent respectivement la propagation du courant et de la tension tout au long des lignes de transmission de cette carte avec les paramètres suivants: $h=2\text{mm}$, $w=4\text{mm}$, $s=5\text{mm}$, longueur $l=10\text{cm}$ et $u_i(x,t)$, $i_i(x,t)$ reproduira pour la i^{ieme} ligne respectivement la tension et le courant à la position x .

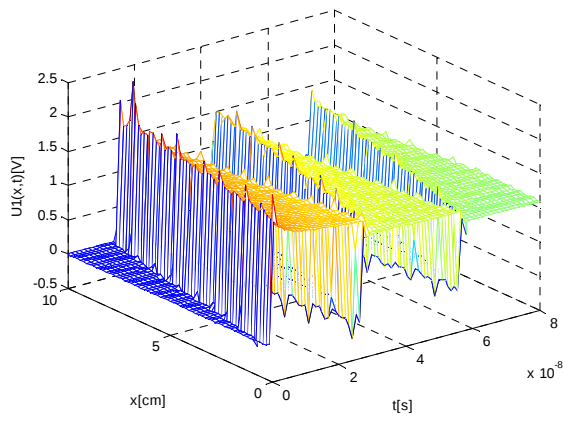


Figure 16. Tension induite de la première piste

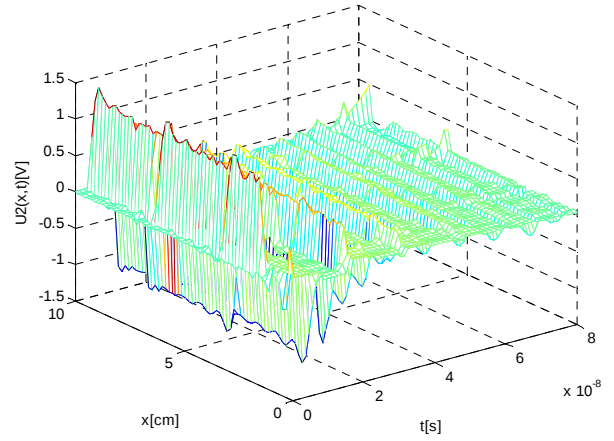


Figure 17. Tension induite de la seconde piste

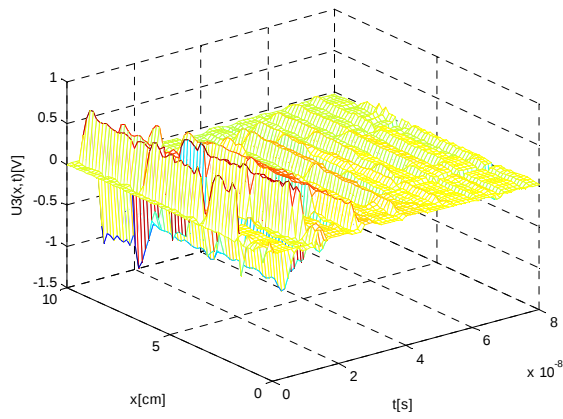


Figure 18. Tension induite de la troisième piste

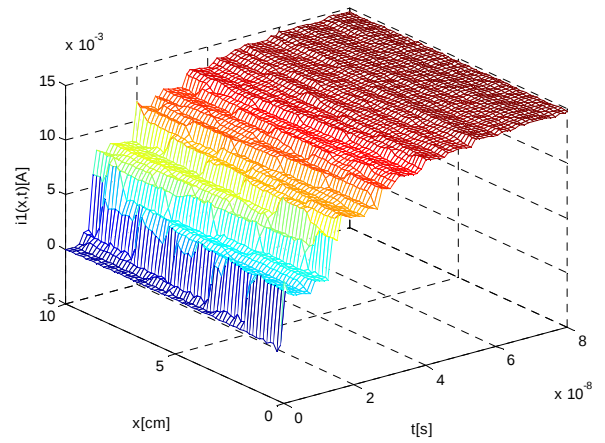


Figure 19. Courant induit de la première piste

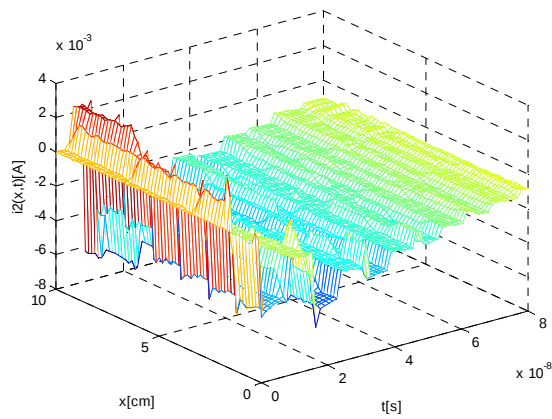


Figure 20. Courant induit de la seconde piste

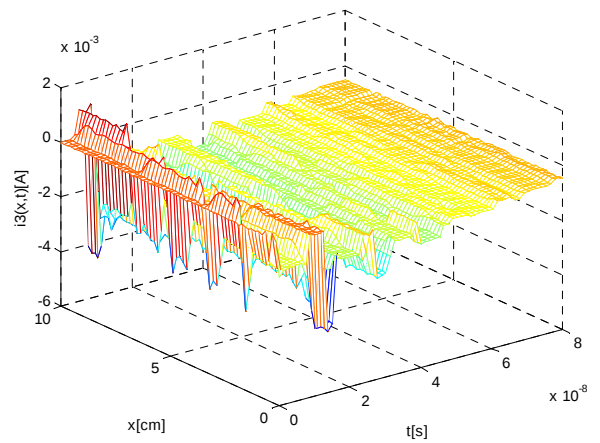


Figure 21. Courant induit de la troisième piste

Afin de déterminer les paramètres de tension et de courant $u_i(x,t)$ et $i_i(x,t)$ dans le domaine temporel, nous devons appliquer la transformation de Laplace du premier terme $u_i(x,t)$ prenant en compte la formulation couplée de MTL

4.2.3. Extraction des paramètres S pour un système MTL

Après la détermination du courant et de la tension des différentes lignes dans le domaine temporel, nous appliquons la transformation de Laplace pour extraire les paramètres S dans le domaine fréquentiel.

Le système MTL sans perte, caractérisé par la tension $u(x,t)$ et le courant $i(x,t)$ pour chaque ligne menant à deux vecteurs $u(x,t)$ et $i(x,t)$ s'écrit,

$$\frac{du(x,t)}{dx} = -[L] \frac{di(x,t)}{dt} \quad (35a)$$

$$\frac{di(x,t)}{dx} = -[C] \frac{du(x,t)}{dt} \quad (35b)$$

$[L]$ et $[C]$ représentent respectivement les matrices inductance et capacitance par unité de longueur.

On peut écrire la transformation de Laplace avec les notations suivantes:

$$\mathcal{L}\{u(x,t)\} = \tilde{U}(x,s) \text{ et } \mathcal{L}\{i(x,t)\} = \tilde{I}(x,s);$$

En appliquant la transformation de Laplace aux équations (35a) et (35b) selon la variable t , nous obtenons :

$$\frac{d\tilde{U}(x,s)}{dx} = -[L] \frac{d\tilde{I}(x,s)}{dx} \quad (36a)$$

$$\frac{d\tilde{I}(x,s)}{dx} = -[C] \frac{d\tilde{U}(x,s)}{dx} \quad (36b)$$

En utilisant une propriété de la transformation de Laplace sur les équations (36a) et (36b), nous obtenons:

$$\frac{d\tilde{U}(x,s)}{dx} = -[L] \{s\tilde{I}(x,s) - i(x,0)\} \quad (37a)$$

$$\frac{d\tilde{I}(x,s)}{dx} = -[C] \{s\tilde{U}(x,s) - u(x,0)\} \quad (37b)$$

avec

$$\tilde{U}(x,s) = \begin{bmatrix} \tilde{U}_1(x,s) \\ \tilde{U}_2(x,s) \\ \dots\dots\dots \\ \tilde{U}_n(x,s) \end{bmatrix} \text{ et } \tilde{I}(x,s) = \begin{bmatrix} \tilde{I}_1(x,s) \\ \tilde{I}_2(x,s) \\ \dots\dots\dots \\ \tilde{I}_n(x,s) \end{bmatrix} \quad (38)$$

avec $\tilde{U}(x,s)$ et $\tilde{I}(x,s)$ représentent respectivement les transformations de Laplace des vecteurs tension et courant, n est le nombre des lignes couplées, x est la distance le long de la ligne et s est une variable complexe de la transformation de Laplace.

Pour un système constitué par des lignes de transmission multiconducteurs, une fois que les géométries de ces lignes et la constante diélectrique du substrat homogène soient indiquées, les matrices $[L]$ et $[C]$ peuvent être calculées numériquement avec les techniques existantes [15,34,35].

Les équations des télégraphistes sont bien connues pour la prévision des tensions et des courants de ligne de transmission. Elles deviennent imprécises lorsque les longueurs d'onde correspondantes des fréquences considérées sont semblables aux vraies dimensions de la section de ligne de transmission et de la distance de séparation entre les lignes. Dans ce cas, nous appliquons les équations de Maxwell. Dans ce paragraphe, les équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel sont valables.

Par conséquent, à partir des équations (36a) et (36b), nous pouvons obtenir un système d'équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel:

$$\frac{d^2 \tilde{U}(x,s)}{dx^2} = [L][C]s^2 \tilde{U}(x,s) \quad (39a)$$

$$\frac{d^2 \tilde{I}(x,s)}{dx^2} = [C][L]s^2 \tilde{I}(x,s) \quad (39b)$$

Dans de telles conditions, une solution de TEM existe pour les tensions et les courants des lignes. Nous nous sommes intéressés à connaître la propagation des tensions exprimées dans le domaine fréquentiel:

$$\tilde{U}(x,s) = -e^{\frac{sx}{v}} \tilde{F}\left(-\frac{s}{v}\right) \quad (40)$$

v est la vitesse de la propagation de l'onde. En substituant (40) dans (39a), nous obtenons:

$$(I - [L][C]v^2)s^2 e^{\frac{sx}{v}} \tilde{F}\left(\frac{s}{v}\right) = 0 \quad (41)$$

où I est la matrice identité.

Ainsi,

$$(I - [L][C]v^2) = 0 \quad (42)$$

Il est clair que la vitesse de propagation v_j est liée aux valeurs propres λ_j de la matrice $[L][C]$ comme suit:

$$v_j = \pm \frac{1}{\sqrt{\lambda_j}} \quad j=1,2,3,\dots,n. \quad (43)$$

n était le nombre de lignes couplées, le signe ($\pm$) implique que l'onde peut se propager dans les directions positives et négatives le long de l'axe x .

Les équations (37a) et (37b) donnent:

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \tilde{U}(x,s) \\ \tilde{I}(x,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z(s) \\ -Y(s) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{U}(x,s) \\ \tilde{I}(x,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & [L] \\ [C] & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(x,0) \\ i(x,0) \end{bmatrix} \quad (44)$$

avec

$$Z(s) = s[L] \quad \text{et} \quad Y(s) = s[C] \quad (45)$$

$$\frac{d\tilde{T}(x,s)}{dx} = A(s)\tilde{T}(x,s) + Bt(x,0) \quad (46)$$

où

$$\begin{aligned} \tilde{T}(x,s) &= \begin{bmatrix} \tilde{U}(x,s) \\ \tilde{I}(x,s) \end{bmatrix}, \quad A(s) = \begin{bmatrix} 0 & -Z(s) \\ -Y(s) & 0 \end{bmatrix} \\ \text{et } B &= \begin{bmatrix} 0 & [L] \\ [C] & 0 \end{bmatrix}, \quad t(x,0) = \begin{bmatrix} u(x,0) \\ i(x,0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (47)$$

La solution de l'équation du premier ordre (46) est la somme d'une solution particulière et de la solution de l'équation homogène:

$$\tilde{T}(x,s) = \tilde{T}_p(x,s) + \tilde{T}_{\text{hom}}(x,s) \quad (48)$$

Nous obtenons alors:

$$\tilde{T}(x,s) = \psi(x,s)\tilde{T}(x_0,s) + \int_{x_0}^x \psi(x-\varphi,s)B\tilde{T}(\varphi,0)d\varphi \quad (49)$$

Pour $x_0 = 0$ on obtient:

$$\tilde{T}(x, s) = \psi(x, s) \tilde{T}(0, s) + \int_0^x \psi(x - \varphi, s) B \tilde{T}(\varphi, 0) d\varphi \quad (50)$$

Généralement pour (n+1) conducteurs des lignes de transmission, si la condition initiale est considérée nulle, on obtient :

$$\tilde{T}(x, s) = \psi(x, s) \tilde{T}(0, s) \quad (51)$$

avec,

$$\psi(x, s) = \exp(A(s)x) \quad (52)$$

Nous savons que e^N peut être écrit sous la forme:

$$e^N = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{N^p}{p!} = I + N + \frac{N^2}{2!} + \frac{N^3}{3!} + \frac{N^4}{4!} + \frac{N^5}{5!} + \dots \quad (53)$$

où N,

$$N = A(s)x = \begin{bmatrix} 0 & -Z(s)x \\ -Y(s)x & 0 \end{bmatrix} \quad (54)$$

Pour un système des lignes de transmission à multiconducteur sans perte, la matrice $[R]=[G]=0$ et le terme N^2 s'écrit,

$$N^2 = \begin{bmatrix} 0 & -Z(s)x \\ -Y(s)x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -Z(s)x \\ -Y(s)x & 0 \end{bmatrix} \quad (55a)$$

$$N^2 = \begin{bmatrix} Z(s)Y(s)x^2 & 0 \\ 0 & Y(s)Z(s)x^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^2 x^2 [L][C] & 0 \\ 0 & s^2 x^2 [C][L] \end{bmatrix} \quad (55b)$$

En utilisant l'équation (42) nous obtenons $[L][C] = [C][L] = [v_j]^{-2}$ dans le milieu homogène, avec $[v_j]$ une matrice diagonale d'éléments $v_1, v_2, \dots, v_n$ et $\tilde{U}_i(x, s)$ les vecteurs propres de la matrice $[L][C]$. Nous montrons, dans ce qui suit, que les courants $\tilde{I}_i(x, s)$ sont réellement les vecteurs propres de la matrice $[C][L]$,

$$N^2 = \begin{bmatrix} s^2 x^2 [v_j]^{-2} & 0 \\ 0 & s^2 x^2 [v_j]^{-2} \end{bmatrix} = s^2 x^2 [v_j]^{-2} \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (56)$$

Nous notons que

$$\Phi = s^2 x^2 [v_j]^{-2} = (sx[v_j]^{-1})^2 \quad (57)$$

Pour N pair:

$$\begin{aligned} N^2 &= \Phi I \\ N^4 &= N^2 N^2 = \Phi^2 I \end{aligned} \quad (58)$$

$$N^6 = N^4 N^2 = \Phi^3 I$$

·
·
·

$$N^{2p} = \Phi^p I$$

Pour N impair:

$$N^3 = N^2 N = \Phi N$$

$$N^5 = N^4 N = \Phi^2 N$$

$$N^7 = N^6 N = \Phi^3 N$$

·
·

$$N^{2p+1} = \Phi^p N$$

(59)

Alors nous obtenons l'expression suivante pour e^N ,

$$e^N = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{N^p}{p!} = I + N + \frac{\Phi I}{2!} + \frac{\Phi N}{3!} + \frac{\Phi^2 I}{4!} + \frac{\Phi^2 N}{5!} + \dots \quad (60a)$$

$$e^N = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{N^p}{p!} = I + \frac{\Phi I}{2!} + \frac{\Phi^2 I}{4!} + \dots + N + \frac{\Phi N}{3!} + \frac{\Phi^2 N}{5!} + \dots \quad (60b)$$

$$e^N = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{N^p}{p!} = I + \frac{\Phi I}{2!} + \frac{\Phi^2 I}{4!} + \dots + N \left[I + \frac{\Phi}{3!} + \frac{\Phi^2}{5!} + \dots \right] \quad (60c)$$

$$e^N = \left[\sum_{p=0}^{\infty} \frac{\Phi^p}{(2p)!} I + N \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\Phi^p}{(2p+1)!} \right] \quad (60d)$$

L'équation (52) devient,

$$\tilde{T}(x, s) = \left[\sum_{p=0}^{\infty} \frac{\Phi^p}{(2p)!} I + A(s)x \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\Phi^p}{(2p+1)!} \right] \tilde{T}(0, s) \quad (61)$$

Alors les expressions de la transformation de Laplace de tension $\tilde{U}(x, s)$ et du courant $\tilde{I}(x, s)$ à une distance x au long de la ligne peuvent être exprimées sous une matrice compacte de forme exprimée dans [15] :

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}(x, s) \\ \tilde{I}(x, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{11}(x, s) & \psi_{12}(x, s) \\ \psi_{21}(x, s) & \psi_{22}(x, s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{U}_L(0, s) \\ \tilde{I}_L(0, s) \end{bmatrix} \quad (62)$$

Avec $\psi_{ij}(x, s)$, ($i, j = 1, 2$) de $n \times n$ sous-matrices carrés d'une matrice de transition $\psi(x, s)$ calculée par une fonction exponentielle d'une matrice donnée.

Dans la configuration de la Figure 15, nous définissons respectivement les paramètres de la diaphonie proche (NEXT1 et NEXT2) et lointaine (FEXT1 et FEXT2) comme il a été mentionné par S. Ghnimi et al. dans [36]:

$$NEXT\ 1 = \tilde{S}_{21} = \frac{\tilde{U}_2(0, s)}{\tilde{U}_1(0, s)}, \quad NEXT\ 2 = \tilde{S}_{31} = \frac{\tilde{U}_3(0, s)}{\tilde{U}_1(0, s)} \quad (63a)$$

Et

$$FEXT\ 1 = \tilde{S}_{51} = \frac{\tilde{U}_2(d, s)}{\tilde{U}_1(0, s)}, \quad FEXT\ 2 = \tilde{S}_{61} = \frac{\tilde{U}_3(d, s)}{\tilde{U}_1(0, s)} \quad (63b)$$

Avec $\tilde{U}_i(x, s)$ la transformation de Laplace de la $i^{ème}$ tension de la ligne à la position x .

4.2.4. Validation de la méthode NILT

Afin de valider le procédé d'exécution de la méthode NILT et de déterminer en particulier les deux paramètres principaux proche et lointain pour le système MTL, nous avons considéré un circuit PCB simple constitué par trois lignes de transmission multiconducteurs illustré dans la figure 22. Des simulations ont été faites pour différents substrats homogènes diélectriques ($\epsilon_r = 2,2 ; 4,4 ; 5,99$). Les paramètres des lignes sont pris comme ils sont décrits dans la Figure 22 et ceci dans le but d'avoir une impédance de 50Ω de la ligne (l'épaisseur diélectrique $h=2\text{mm}$, la largeur $w=4\text{mm}$, longueur de la ligne $l = 14\text{ cm}$, séparation entre les traces est de 5 mm). Le port 1 est terminé par une source de tension en série avec un $Z_s = 50\Omega$, les autres ports sont terminés par une impédance de 50Ω ($Z_L = Z_{Ne} = Z_{Fe} = 50\Omega$).

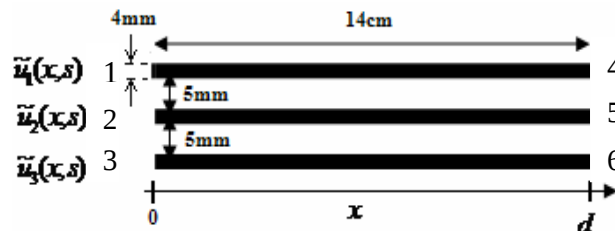


Figure 22. Les lignes de la carte PCB considérées pour la simulation

Dans cette application, le domaine significatif des fréquences est entre 300MHz et 5GHz et la source choisie de tension est différente de zéro à tout moment.

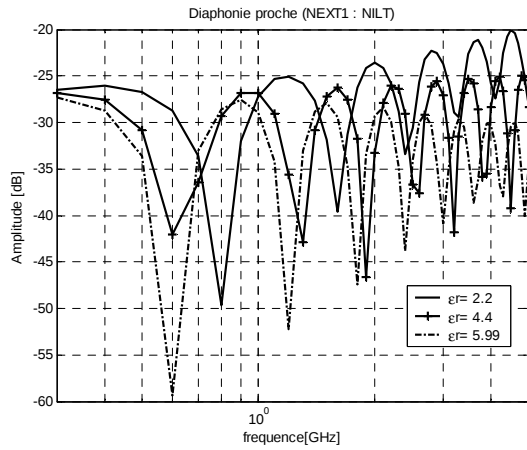


Figure 23. Module du paramètre $\tilde{S}_{21}$ ($NEXT1 = \tilde{S}_{21}$)

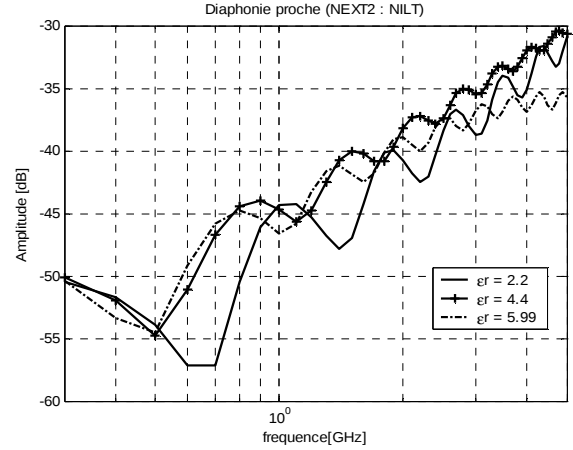


Figure 24. Module du paramètre $\tilde{S}_{31}$ ($NEXT2 = \tilde{S}_{31}$)

Le niveau de la diaphonie entre les lignes de transmission à multiconducteurs est représenté en fonction de la fréquence sur les Figures 23 et 24. Les résultats de simulation de notre méthode numérique présentent respectivement l'amplitude des diaphonies proches NEXT1 et NEXT2 dans le domaine fréquentiel pour différentes valeurs de la constante diélectrique ϵ_r , en utilisant un milieu homogène d'une carte électronique PCB utilisée dans les systèmes de télécommunication mobile.

Pour le niveau de diaphonie NEXT1, nous notons d'une part, que ce dernier diminue graduellement quand on augmente ϵ_r pour une fréquence relativement faible (300 MHz-700MHz) et pour une fréquence relativement forte (1 GHz-5 GHz). D'autre part le coefficient de la diaphonie a diminué entre (700 MHz-1 GHz) quand ϵ_r diminue, ce qui est très utile pour les systèmes de communication utilisant la bande GSM.

De même, on note la présence d'un décalage très significatif entre les trois courbes représentant le coefficient de la diaphonie pour différentes valeurs de la constante diélectrique relative ϵ_r , ce qui explique l'influence du paramètre du milieu pour la formulation développée de la méthode NILT. En effet, la vitesse v du mode de propagation dépend des matrices [L] et [C] qui dépendent fortement de la constante diélectrique relative ϵ_r du milieu où s'effectue la propagation.

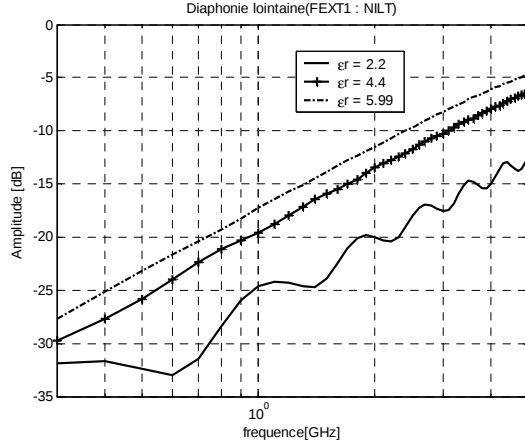


Figure 25. Module du paramètre $\tilde{S}_{51}$ ($FEXT1 = \tilde{S}_{51}$)

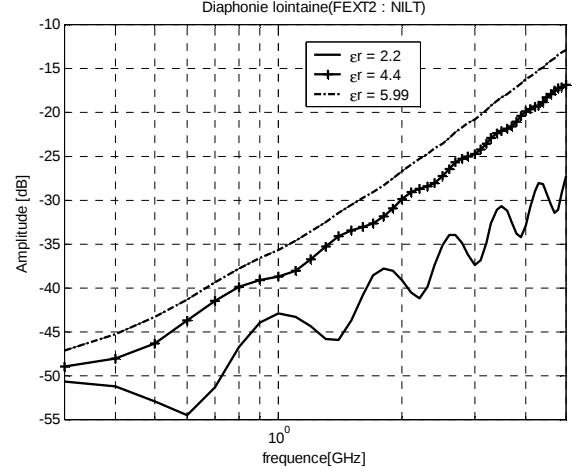


Figure 26. Module du paramètre $\tilde{S}_{61}$ ($FEXT2 = \tilde{S}_{61}$)

Les Figures 25 et 26 représentent respectivement l'amplitude d'une diaphonie lointaine simulée FEXT1 et FEXT2. Les résultats montrent une forte dépendance entre la diaphonie lointaine et la nature du substrat diélectrique. Cette diaphonie devient importante quand ϵ_r augmente. Les résultats prouvent également qu'il n'y a aucune variation observée si ϵ_r devient plus grand. Nous voyons quelques fluctuations pour les plus bas ϵ_r ($\epsilon_r = 2,2$).

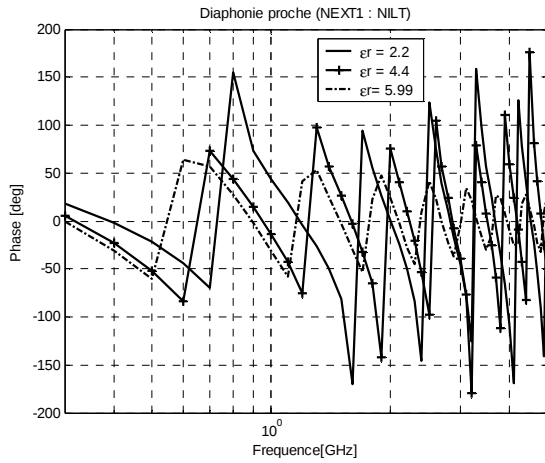


Figure 27. Phase du paramètre $\tilde{S}_{21}$

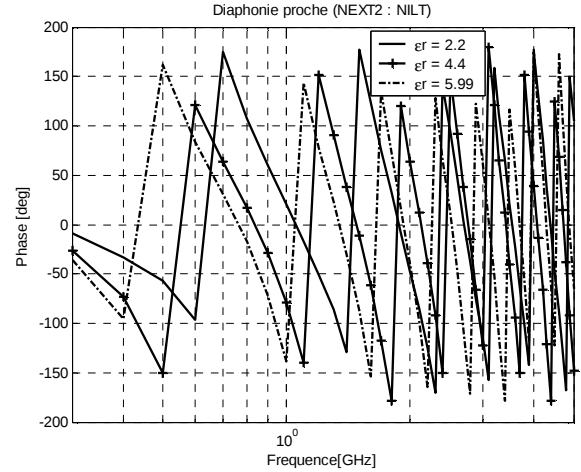


Figure 28. Phase du paramètre $\tilde{S}_{31}$

Des simulations comparant la phase de la diaphonie pour trois constantes diélectriques différentes sont rapportées sur les Figures 27 et 28. Nous observons des sauts de la phase entre les valeurs maximales et minimales. Ces sauts deviennent plus serrés dès que la fréquence augmente. Les Figures prouvent également que pour une fréquence donnée, l'amplitude des sauts est plus importante pour ϵ_r petit. Un autre comportement intéressant de

la phase apparaît quand ε_r devient plus grand ($\varepsilon_r = 5,99$) ; l'amplitude des sauts diminue avec la fréquence.

Sur la Figure 28, le comportement le plus remarquable est que la fréquence des sauts de phase augmente avec les valeurs de ε_r . L'amplitude des sauts demeure approximativement constante pour une ε_r indiquée.

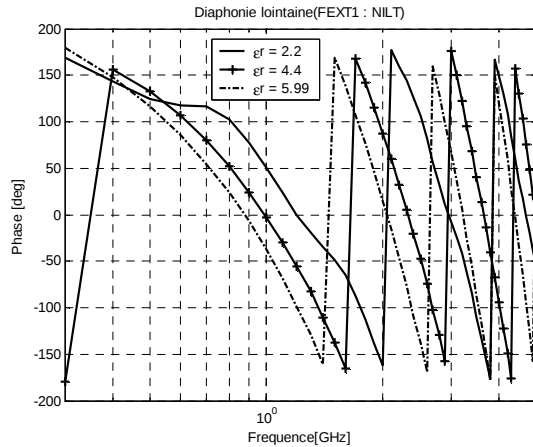


Figure 29. Phase du paramètre $\tilde{S}_{51}$

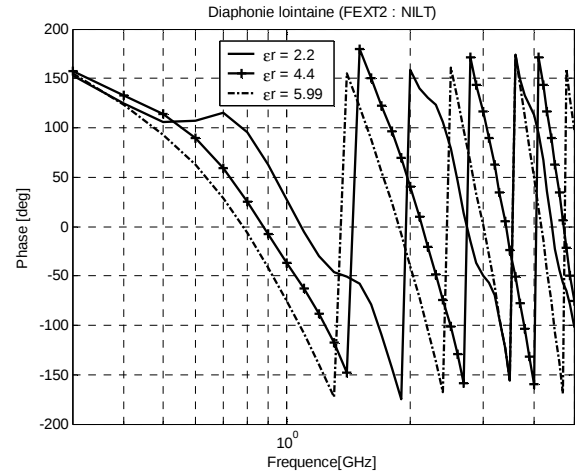


Figure 30. Phase du paramètre $\tilde{S}_{61}$

La Figure 29, montre que les variations de phase dépendent de ε_r . En effet, si ε_r est faible ($\varepsilon_r = 2,2$), les phases sauts ont une fréquence large bande [1,1-2 GHz] en comparaison avec le cas où ε_r est plus grand ($\varepsilon_r = 5,99$), les phases sauts ont des fréquences comprises entre 800 MHz et 1,4 GHz.

La Figure 30, prouve que la phase ne dépend pas de ε_r quand la fréquence est relativement basse ([300,500 MHz]). Cependant, la situation change en dehors de cette bande, en effet, le nombre des sauts de phase est fonction de ε_r dans la bande de fréquence [1,5GHz], l'affaiblissement de phase change 4 fois pour $\varepsilon_r=5,99$, 3 fois pour $\varepsilon_r=4,4$ et 2 fois pour $\varepsilon_r=2,2$.

Le problème serait plus simple s'il y avait un diélectrique homogène avec une valeur spécifique de ε_r . La vitesse de propagation serait alors définie sans ambiguïté puisque la propagation serait purement T.E.M (équation 22). Cette méthode NILT peut être considérée comme un procédé numérique pour la modélisation des systèmes MTL, ce qui nous aide pour l'analyse et le traitement numérique d'une carte électronique PCB.

5. Conclusion

Dans ce chapitre une formulation théorique généralisée pour un milieu homogène d'un système de lignes de transmission de multiconducteurs a été effectuée, pour calculer la tension et le courant à n'importe quelle position des lignes et pour déduire les paramètres $[S]$ dans le domaine fréquentiel.

Cette formulation présente une technique analytique et numérique puissante pour analyser la diaphonie entre les lignes à des conducteurs adjacents avec une bonne justification physique. Cette théorie simplifie le procédé informatique et réduit remarquablement le temps de calcul. Les résultats numériques prouvent que nous pouvons déterminer, par la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse, l'effet de diaphonie proche (NEXT) et lointaine (FEXT) sur une carte électronique PCB et optimiser la diaphonie selon les différentes valeurs du substrat diélectrique.

Les résultats obtenus prouvent que la méthode NILT donne une bonne approximation à l'extrémité proche et lointaine pour des médias homogènes.

Nous avons commencé par des lignes de transmission à diélectrique homogène illimité pour surmonter cette limitation. Des travaux sont actuellement menés afin d'étudier une nouvelle formulation pour les milieux inhomogènes et nous essayons d'implémenter un algorithme numérique optimal discrétisant efficacement le milieu pour n'importe quel genre de grille et assurant la robustesse de la méthode NILT pour l'analyse et le traitement numérique des systèmes de communication à géométrie complexe.

Bibliographie

- [1] S. W. Park, J. C. JU et D. C. Park, "Analysis of Crosstalk between Finite-Length Multiconductor Transmission Lines on a PCB by Using Circuit-Concept Approach", *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E88-B No.8, August 2005, pp. 3189-3194.
- [2] B. L. Gravelle et P. F. Wilson, "EMI/EMC in Printed Circuit Boards-A Literature Review", *IEEE Trans on Electromagnetic compatibility*, Vol. 34, No. 2, May 1992, pp. 109-116.
- [3] C. R. Paul et W. W. Everett, "Printed circuit board crosstalk", in *Proc.Int. IEEE EMC Symp.* 1985, pp. 452-459.
- [4] F. Sabath et H. Garbe, "Radiation Analysis of PCB Layout Using a Hybrid MoM-MTL Method", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 45, No. 2, May 2003, pp. 424-435.
- [5] C. R. Paul, "Solution of the Transmission-Line Equations under the Weak-Coupling Assumption", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, No. 3, August 2002, pp. 413- 423.
- [6] H. Amemiya, "Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines by means of equivalent circuits", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 3, Issue 1, January 1967, pp. 14 – 15.
- [7] Y. Kami et R. Sato, "Crosstalk of finite-length transmission lines in arbitrary directions on the same ground plane", *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat*, Aug. 1992, pp. 247–250.
- [8] S. W. Park, J. C. Ju et D. C. Park, "Analysis of crosstalk between multiconductor transmission lines in arbitrary directions using a circuit-concept approach", *Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Vol.1, , Sendai, Japan, June 2004, pp.277–280.
- [9] D. F. Williams, J. E. Rogers et C. L. Holloway, "Multiconductor transmission-line characterization: Representations, approximations, and accuracy", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No.4, Apr1999, pp.403-409. .
- [10] C. Gordon et K. M. Roselle, "Estimating crosstalk in multiconductor transmission lines", *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology*, Part B: Advanced Packaging, Vol. 19, No. 2, May 1996, pp. 273-277.
- [11] N. Boulejfen, B. K. Ammar, et F. M. Ghannouchi, "Frequency- and Time-Domain Analyses of Nonuniform Lossy Coupled Transmission Lines with Linear and Nonlinear Terminations", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 3, March 2000, pp. 367- 379.
- [12] F. Xiao, W. Liu et Y. Kami, "Analysis of Crosstalk Between Finite-Length Microstrip Lines: FDTD Approach and Circuit-Concept Modeling", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 43, No. 4, November 2001, pp.573- 578.
- [13] C. Nguyen, "On the analysis of parallel coupled transmission lines in an inhomogeneous medium", *Microwaves and Optical Tech. Letters*, Volume 3, No. 9, Jan 2007, pp. 308 – 310.
- [14] S. W. Park, F. Xiao, D. C. Park et Y. Kami, "Crosstalk Analysis Method for Two Bent Lines on a PCB Using a Circuit Model", *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E90-B(6), No.6, 2007, pp. 1313-1321.
- [15] C. D. Taylor, R. S. Satterwhite et C. W. Harrison, "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field", *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. AP-13, No. 6, Nov. 1965, pp. 987–989.
- [16] C. R. Paul, "Solution of the transmission-line equations for three conductor lines in homogeneous media", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-20, No. 1, Feb. 1978, pp. 216-222.

- [17] W. Liu et Y. Kami, "Analysis of coupling between transmission lines in arbitrary directions", *Proc. IEEE EMC Symposium*, Denver, Aug. 1998, pp. 952–957.
- [18] C. R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", *John Wiley & Sons, Inc.* New York, NY, USA, 1994, ISBN: 047102080X
- [19] C. R. Paul et B. A. Bowles, "Symbolic Solution of the Multiconductor Transmission-Line Equations for Lines Containing Shielded Wires" *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 33, No. 3, August 1991, pp. 149-162.
- [20] E. C. Chang et Sung-Mo Kang, "Transient Simulation of Lossy Coupled Transmission Lines Using Iterative Linear Least Square Fitting and Piecewise Recursive Convolution", *IEEE Transactions Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol.43, No. 11, Nov 1996, pp. 923-932.
- [21] C. R. Paul, "On the superposition of inductive and capacitive coupling in crosstalk-Prediction models", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-24, No. 3, Aug. 1982, pp. 335-343.
- [22] S. Ghnimi, A. Rajhi et A. Gharsallah, "Theoretical and Simulation of Crosstalk Between Two Strip Lines Using Multiconductor Transmission Line", *14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, December 2007, Marrakech, Morocco, pp. 137-141.
- [23] J. J. Wang, "Generalized Moment Methods in Electromagnetics : Formulation and Computer Solution of Integral Equations", *John Wiley & sons*, New York, 1991, ISBN: 0471514438.
- [24] G. Cerri, R. De Leo, V. M. Primiani, et A. Schiavoni, "FDTD analysis of crosstalk in multilayer printed circuits", *Int. J. Numerical Modeling*, Vol. 7, No. 3, 1994, pp. 209–221.
- [25] L. Brancik, "Matlab oriented matrix Laplace transforms inversion for distributed systems simulation", *Proc. of 12th Radioelektronika'2002*, Bratislava, Slovakia, May 2002, pp. 114-117.
- [26] S. Ghnimi, A. Rajhi et Ali Gharsallah, "Optimal Algorithm for the Numerical Inversion Laplace Transforms Method in a Multiconductor Transmission Line System", *5th IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, July 20-23, 2008, Amman – Jordan.
- [27] H. Rutishauser, "Der Quotienten-Differenzen-Algorithmus", *Birkhäuser Verlag Basel/Stuttgart* 1957. Zbl 0077.11103, MR 0089499.
- [28] J. Ahn , S. Kang et Y. H. Kwon, "A Flexible Inverse Laplace Transform Algorithm and its Application", *Springer Link*, Vol.71 , No. 2, October 2003, pp. 115 – 131.
- [29] K. S. Crump, "Numerical inversions of Laplace transform using a Fourier series approximation". *J. Assoc. Comput. Mach.* Vol. 23, No. 1, 1976, pp. 89-96.
- [30] S. Grivet-Talocia, H. Hao-Ming, A.E. Ruehli, F. Canavero et I.M. Elfadel, "Transient analysis of lossy transmission lines: an efficient approach based on the method of Characteristics", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Feb. 2004, Vol. 27, No 1, pp. 45 – 56.
- [31] F. R. De Hoog, J. H. Knight et A. N. Stokes, "An improved method for numerical inversion of Laplace transforms". *SIAM J. Sci. Stat. Comput.*3, 1982, pp. 357-366.
- [32] P. Henrici, "Applied and computational complex analysis", *John Wiley & Sons, Inc.* New York, NY, USA, Vol. 3, 1986, ISBN: 0-471-08703-3.
- [33] G. Honig et U. Hirdes "A method for the numerical inversion of Laplace transform", *J. Comput. Appl. Math.* 10, 1984, pp. 113-132.
- [34] W. T. Weeks, "Calculations of Coefficients of Capacitance of Multiconductor Transmission Lines in the Presence of a Dielectric Interface", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 18, No. 1, Jan.1970, pp. 35-43.

- [35] W. J. R. Hoefer, "The transmission line matrix theory and applications", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech*, Vol. MTT-33, N° 10, October 1985, pp. 882-893.
- [36] S. Ghnimi, A. Rajhi et A. Gharsallah, "Extraction of S-Parameters Using the Numerical Inversion of Laplace transforms (NILT) Method", *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Vol. 4, No. 3, 2008, pp.72-83.

Chapitre 3

Etude expérimentale des champs électrique et magnétique générés par les lignes électriques

1. Introduction

Le réseau électrique est l'une des infrastructures essentielles dans la vie actuelle puisqu'il assure le transport et la distribution de l'énergie électrique et alimente les secteurs industriels, économiques, urbains, éducatifs, etc. La Société Tunisienne d'Electricité et de Gaz (STEG) est appelée à assurer le bon fonctionnement de ce réseau, afin de satisfaire les besoins de ses clients dans divers domaines. Vu que ce réseau génère des champs électriques et magnétiques à proximité des lignes électriques et les équipements associés, beaucoup de questions se posent sur la nature de ces champs, qui peuvent être considérés comme une source de perturbation EM qui influe sur le fonctionnement du réseau de télécommunication. Notre objectif est d'étudier les caractéristiques de ces champs dans le réseau de transport d'énergie électrique en régime permanent et en régime transitoire et de vérifier la limitation et le degré de perturbation des champs électriques et magnétiques sur le réseau de la télécommunication mobile afin d'établir des seuils de tolérance définis par des normes internationales.

2. Présentation du réseau électrique

Le réseau électrique est en accroissement continu du fait de la demande de l'énergie. Il faut donc reprendre périodiquement des études pour préciser plusieurs aspects théoriques et expérimentaux. Ces études s'intègrent naturellement dans la planification à moyen et à long terme des réseaux qui font intervenir des considérations scientifiques.

Ce réseau assure le transport et la distribution d'énergie électrique pour les abonnés avec des contraintes imposées pour assurer une bonne qualité de service.

Les contraintes sont :

- garantir un niveau de tension à $\pm 7\%$.
- garantir un niveau de fréquence à 0.1Hz.
- garantir une bonne sélectivité des relais de protection.

2.1. Constituants d'un réseau électrique

L'étude d'un réseau d'énergie électrique nécessite au départ l'établissement d'un schéma unifilaire (Figure 1), ce qui amène à prévoir d'une part la liste de postes et d'autre part la liste des lignes électriques.

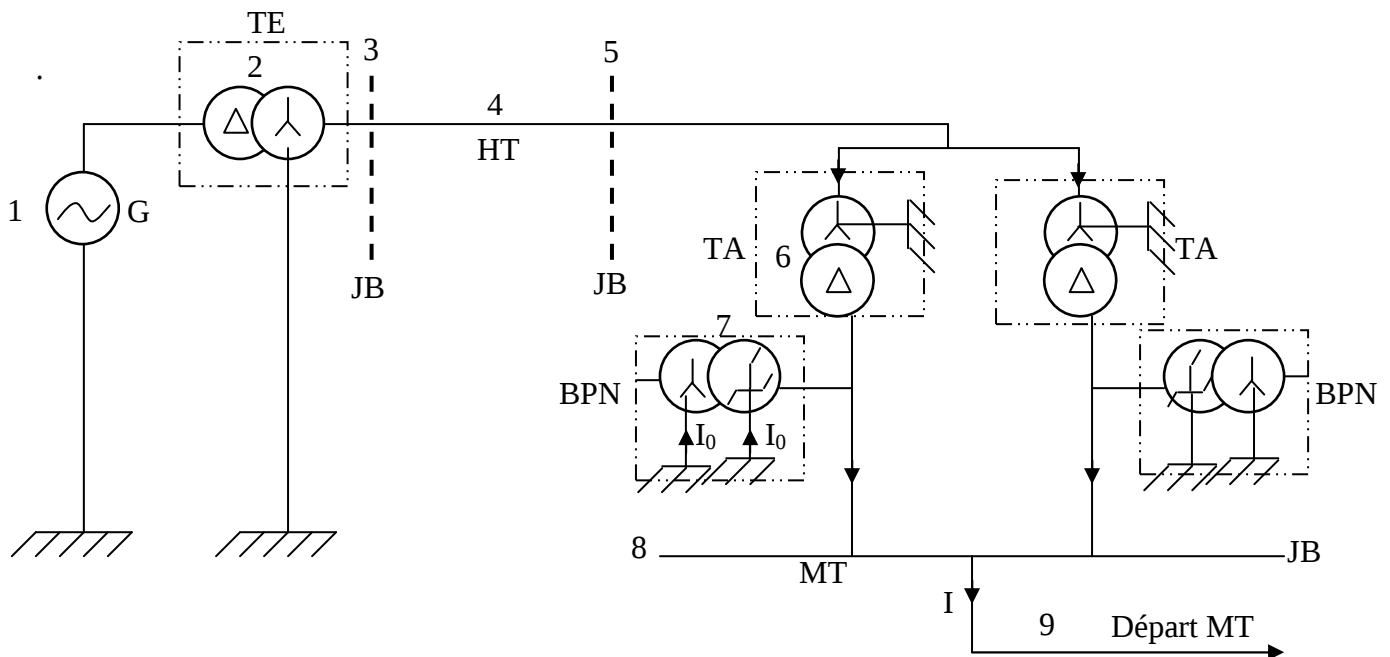


Figure 1. Schéma simplifié d'un réseau STEG

Le transport de l'énergie électrique du producteur (centrale électrique) au consommateur (ville, quartier, maison, ensemble industriel) se fait à l'aide de lignes électriques, qui constituent les artères d'un système d'énergie électrique.

- (1)- Générateur (G).
- (2)- Transformateur Elévateur (TE).
- (3)- Jeux de Barres haute tension HT (JB).

(4)- Lignes de transport **HT**.

(5)- Jeux de **Barres** HT/MT (JB).

(6)- Transformateur **A**baisseur HT/MT.

(7)- **B**obine de **P**oint **N**eutre (BPN): le rôle de la BPN est de créer un neutre artificiel puisque le couplage des transformateurs HT/MT de la STEG est triangle.

(8)- Jeux de **Barres** MT (JB).

(9)- Départ MT.

On peut classer les lignes électriques suivant plusieurs critères [1] ; le premier, selon la situation dans l'espace (lignes aériennes, câbles souterrains), le second selon le niveau de tension comme illustré dans le tableau 1 suivant :

Domaine de tension				
Arrêté technique Du 26 mai 1978	Arrêté technique du 2 avril 1991		Valeur de la tension nominale U	
			Courant alternatif	Courant continu
1 ^{ère} catégorie	Très basse tension	TBT	$U < 50V$	$U < 120V$
	Basse tension	BTA	$50V < U < 500V$	$120V < U < 750V$
		BTB	$500V < U < 1kV$	$750V < U < 1.5kV$
2 ^{ème} catégorie	Moyenne Tension	HTA	$1\text{ kV} < U < 50\text{ kV}$	$1.5\text{ kV} < U < 75kV$
3 ^{ème} catégorie	Haute Tension	HTB	$U > 50\text{ kV}$	$U > 75\text{ kV}$

Tableau 1: Catégories et niveaux de tension pour une ligne électrique

On limitera cette étude à la ligne de transport 150kV choisie arbitrairement et à la ligne de distribution 33kV.

2.2. Contexte d'étude du réseau électrique

La présence de la tension provoque l'existence d'un champ électrique et la présence du courant provoque l'existence d'un champ magnétique.

2.2.1. Champ électrique

Il est présent chaque fois qu'il existe une charge électrique. Les champs électriques sont mesurés en volts par mètre (V/m) ou en kilovolts par mètre (kV/m). Lorsque des charges s'accumulent sur des objets, elles ont tendance à se repousser si elles sont de même signe et à s'attirer si elles sont de signes contraires. Ce phénomène est caractérisé par la tension électrique et se mesure en volts (V). Tout appareil branché sur une prise de courant électrique, même s'il n'est pas en état de fonctionnement, possède un champ électrique associé, proportionnellement à la tension de la source à laquelle il est relié. L'intensité du champ est maximale à proximité de l'appareil et diminue en augmentant la distance.

2.2.2. Champ magnétique

Il se produit lorsqu'il y a déplacement de charges électriques, c'est-à-dire en présence d'un courant électrique. Les champs magnétiques agissent sur les charges en mouvement. Ils sont mesurés en Teslas (T) ou en multiples ou sous-multiples, mais ils sont généralement caractérisés par le champ excitation magnétique correspondante qui s'exprime en ampère par mètre (A/m). Certains pays utilisent l'unité Gauss (G) pour mesurer l'induction magnétique ($1\mu T = 10mG$).

Tout appareil électrique en état de fonctionnement, c'est-à-dire dans lequel circule un courant électrique, possède un champ magnétique associé qui est proportionnel à l'intensité du courant. Le champ est maximal à proximité de l'appareil et diminue avec l'augmentation de la distance. Ces champs ne sont pas atténués à travers la plupart des matériaux courants.

Les sources possibles de champs électromagnétiques sont de deux types:

- Les sources naturelles qui génèrent des champs statiques, tels que le champ magnétique terrestre et le champ électrique statique atmosphérique.
- Les sources liées aux applications électriques telles que les appareils domestiques ou les postes électriques.

2.2.3. Champs électrique et magnétique à Très Basse Fréquence (TBF)

Les champs électrique et magnétique à TBF sont ceux dont la fréquence est égale ou inférieure à 300 Hz ayant une longueur d'onde dans l'air très grande à des fréquences aussi

basses (6000 km à 50 Hz et 5000 km à 60 Hz). En pratique, ces champs ne sont pas couplés et agissent indépendamment les uns des autres et sont mesurés séparément.

L'existence de ces champs dans l'environnement des systèmes industriels, en particulier à proximité du réseau de la télécommunication mobile, engendre plusieurs phénomènes de perturbation qui doivent être traités afin d'étudier l'effet de la compatibilité électromagnétique sur le réseau GSM. Ces phénomènes peuvent se traduire par des effets directs limitatifs comme la perforation diélectrique des isolants, les décharges partielles et aussi par des effets indirects limitatifs comme les pertes d'énergies actives par effet de couronne, les pertes d'énergies actives par transfert d'énergie réactive produit par les capacités transversales.

Après la description des différents éléments du réseau électrique et le cadre d'étude approprié, on étudie dans ce qui suit la propagation des champs électrique et magnétique sur l'environnement du réseau électrique. Ce réseau, peut être considéré soit comme une source de perturbation EM en régime permanent ayant une fréquence fixe (50Hz) avec la présence des harmoniques, soit comme une source de perturbation transitoire avec une fréquence large bande.

3. Etude des systèmes électriques en régime permanent

Une étude globale des champs électriques et magnétiques complexes près de l'environnement des lignes électriques et les équipements associés a été mise en évidence par plusieurs auteurs [2-16]. Ces lignes et leurs équipements associés produisent des champs électriques et magnétiques à leur proximité, ce qui entraîne des effets dangereux sur cet environnement, quand les niveaux de champs dépassent les limites tolérées [3-5].

Il y a jusqu'à aujourd'hui un intérêt de recherche au sujet des caractéristiques de ces champs du point de vue théorique et expérimental [6-12]. Pour cette raison, différentes techniques théoriques et expérimentales ont été proposées pour analyser les caractéristiques des champs électriques et magnétiques dans beaucoup de secteurs [13-15]. Martin [16] donne un aperçu des méthodes et des normes de mesure et d'instrumentation qui peuvent être employées pour caractériser les champs électriques et magnétiques pour une fréquence basse. Ces méthodes ont été effectuées pour des mesures de champs près des lignes à hautes tensions et des équipements associés. Les résultats d'une première série de mesures ont été effectués par Farag [17], pour déterminer les niveaux du champ dans divers environnements (lignes de transport d'énergie, câbles électriques, sous-stations, appareillage électrique domestique) liés à l'exposition professionnelle et résidentielle. Feero [18], a présenté une mesure des profils de

champ magnétique autour d'une sous-station spécifique. Daily [19] a mesuré et a calculé les champs magnétiques produits par une sous-station de distribution. Anastasia [20] a examiné les champs électriques et magnétiques à 50 Hz provoqués par l'opération des sous-stations intérieures de distribution d'énergie. Jaekel [21] a fait des mesures de la force de champ dans une centrale électrique pour la situation équilibrée et le processus de mise en marche du générateur. Kaune [22] a analysé le champ magnétique produit par des lignes électriques à une distance relativement grande par rapport à leur espacement de phase. Hussein [23] a montré que la mesure du champ électrique et magnétique a été menée par des chercheurs sur les lignes triphasées. D' autre part, ces dernières années, beaucoup de recherches ont été concentrées sur l'approche théorique des champs électromagnétiques pour élaborer une formule pour les vecteurs champs électriques et magnétiques qui sont précis à n'importe quelle distance des lignes électriques. Laforest [24] a présenté un modèle théorique basé sur la distribution de charge pour calculer le champ électrique et sur la loi de Biot-Savart pour calculer le champ magnétique. Olsen [10] a présenté les composants de la densité de flux magnétique due à un conducteur aérien porté par l'une des phases du courant en utilisant la méthode de Gauss. Les théories d'image pour des fils ont été développées dans [11]. Olsen [2] donne des réponses approximatives au sujet des caractéristiques des champs électriques et magnétiques en basse fréquence à proximité des lignes haute tension et Filippopoulos [25] a développé la formule analytique du vecteur champ magnétique produit par n'importe quelle configuration des lignes électriques.

Cependant, la plupart des chercheurs ont ignoré l'impact de ces champs dans différentes situations, équipements et configurations géométriques des lignes aériennes en même temps. Pour résoudre cette contrainte, nous avons développé ce travail expérimental pour étudier le niveau des champs électriques et magnétiques générées par les lignes électriques de la STEG, et élaborer ces champs pour réduire le plus possible le degré de la perturbation à proximité des lignes d'énergie électrique de 150kV.

3.1. Calcul des champs magnétiques B

Les différentes méthodes présentées dans la littérature [6-25] exigent souvent un modèle précis pour la mesure de l'amplitude des champs électriques et magnétiques à proximité des lignes HT basée sur une méthode théorique robuste et optimale. Parmi les méthodes que nous avons trouvées dans la littérature, les méthodes de Maxwell, de Biot et Savart et des images.

Ces méthodes développent les expressions des champs électriques et magnétiques d'une manière significative selon les conditions de l'environnement.

3.1.1 Méthode de Biot et Savart

Le champ magnétique produit par les lignes aériennes est habituellement évalué par la loi de Biot et Savart. Dans la notation de phase, la formule du vecteur champ magnétique, créée par un courant $\vec{I}_i$ porté par le conducteur i de fil droit simple, dans la direction de l'axe y et exprimée par (1) si la ligne est infinie (Figure 2),

$$\vec{B}_i = \mu_0 \frac{\vec{I}_i \times \vec{R}_i}{2\pi R_i^2} \quad (1)$$

avec $\vec{I}_i = I_i \vec{e}_y$ indique la phase du courant $\vec{I}_i$ et $\vec{e}_y$ est le vecteur unitaire dans la direction de l'axe des y , $\vec{R}_i$ est la distance vectorielle du conducteur au point d'intérêt P et le symbole $\times$ dénote le produit vectoriel des vecteurs $\vec{e}_y$ et $\vec{R}_i$.

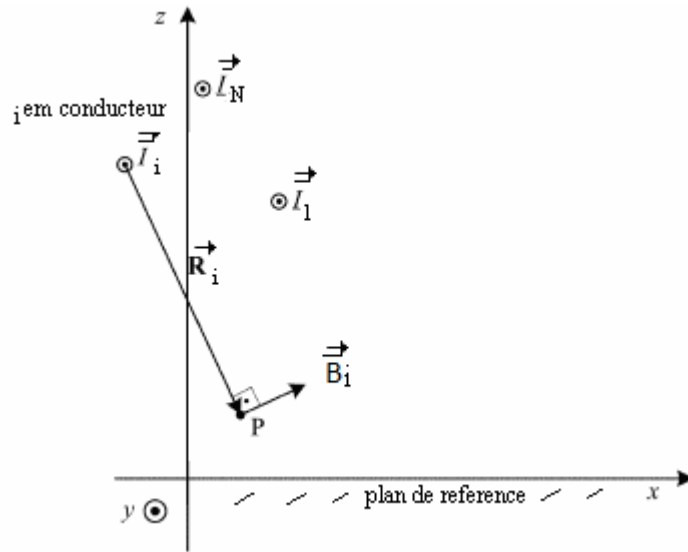


Figure 2. Section transversale du modèle d'une ligne électrique

La Figure 3 représente un modèle de ligne électrique triphasée où on a effectué la partie expérimentale avec les différentes dimensions réelles et montre les différentes orientations des champs magnétiques produits par chaque ligne en tenant compte des angles θ_{12} et θ_{13} . Afin de mesurer tous les champs magnétiques générés par les trois phases, nous avons considéré une superposition des vecteurs de différents courants.

Ce procédé est simple mais les calculs relatifs sont complexes, impliquant une composition de quantités de vecteurs et de phases.

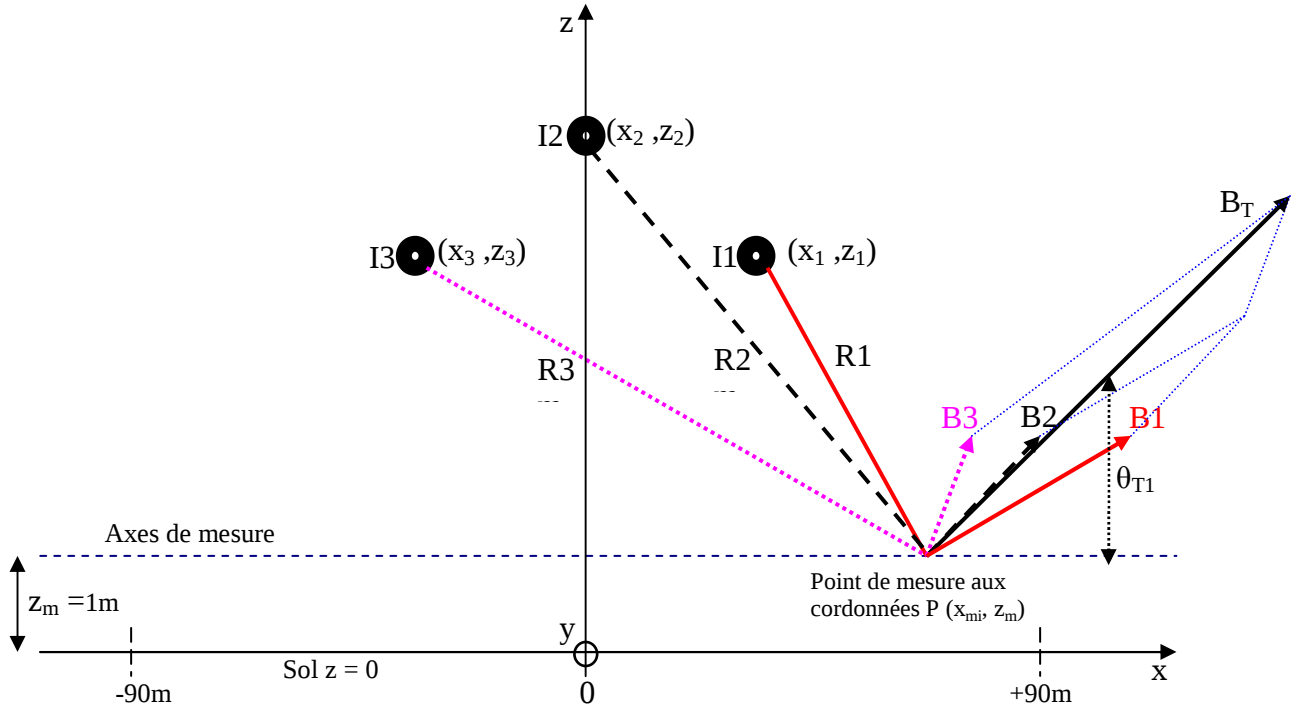


Figure 3. Configuration d'une ligne triphasée (circuit simple : simple terre)

Une ligne aérienne contenant N conducteurs produit un champ magnétique B au point de mesure P(x_m, z_m). Il est considéré comme la somme des champs produits par chaque conducteur séparément, donné par l'expression (2) qui est le calcul arithmétique du vecteur de champ magnétique.

$$\vec{\bar{B}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\vec{\bar{I}}_i \times \vec{\bar{R}}_i}{R_i^2} \quad (2)$$

Soit $(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$ la base orthonormée, l'amplitude du champ magnétique B_i pour un conducteur infini portant le courant I_i comme la valeur moyenne, est donnée par :

$$|B_i| = \mu_0 \frac{I_i}{2\pi R_i} \quad (3)$$

avec,

$$R_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} \quad (4)$$

En représentation classique dans l'espace, le vecteur champ magnétique est exprimé par (5);

$$\vec{\bar{B}}_i = \bar{B}_{ix} \vec{e}_x + \bar{B}_{iy} \vec{e}_y + \bar{B}_{iz} \vec{e}_z \quad (5)$$

La Figure.2 montre le champ magnétique $\vec{\bar{B}}_i$ au point "P" appartenant au plan x-z ($\bar{B}_{iy} = 0$). Les composants $\bar{B}_{ix}$ et $\bar{B}_{iz}$ d'un fil conducteur simple i au point P sont donnés par les expressions suivantes (6) et (7),

$$\bar{B}_{ix} = B_{ix}^{re} + jB_{ix}^{im} \quad (6)$$

$$\bar{B}_{iz} = B_{iz}^{re} + jB_{iz}^{im} \quad (7)$$

B_i^{re} et B_i^{im} représentent respectivement la partie réelle et imaginaire du vecteur $\vec{\bar{B}}_i$ qui correspond respectivement à la partie réelle et imaginaire I_i^{re} et I_i^{im} du courant $\bar{I}_i$; cependant, $\vec{\bar{B}}_i$ est exprimé par:

$$\vec{\bar{B}}_i = (B_{ix}^{re} \vec{e}_x + B_{iz}^{re} \vec{e}_z) + j(B_{ix}^{im} \vec{e}_x + B_{iz}^{im} \vec{e}_z) \quad (8)$$

Les composants du champ magnétique B au point P(x,z) sont donnés par les expressions (9) et (10),

$$\bar{B}_x = \sum_{i=1}^N (B_{ix}^{re} + jB_{ix}^{im}) \quad (9)$$

$$\bar{B}_z = \sum_{i=1}^N (B_{iz}^{re} + jB_{iz}^{im}) \quad (10)$$

La valeur résultante RMS de tous les champs magnétiques est indiquée par les expressions (11) et (12),

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_z^2} \quad (11)$$

$$B = \sqrt{(B^{re})^2 + (B^{im})^2} \quad (12)$$

Pour un système triphasé avec des conducteurs droits parallèles de longueur infinie (Figure 3),

$$B = \sqrt{(\sum_{i=1}^3 B_{ix}^{re})^2 + (\sum_{i=1}^3 B_{iz}^{re})^2 + (\sum_{i=1}^3 B_{ix}^{im})^2 + (\sum_{i=1}^3 B_{iz}^{im})^2} \quad (13)$$

La Figure 4 représente les variations des angles θ_{12} et θ_{13} qui définissent l'orientation de l'appareil de mesure par rapport à la ligne aux points de mesure x_m pour une intensité de courant égale à 200A.

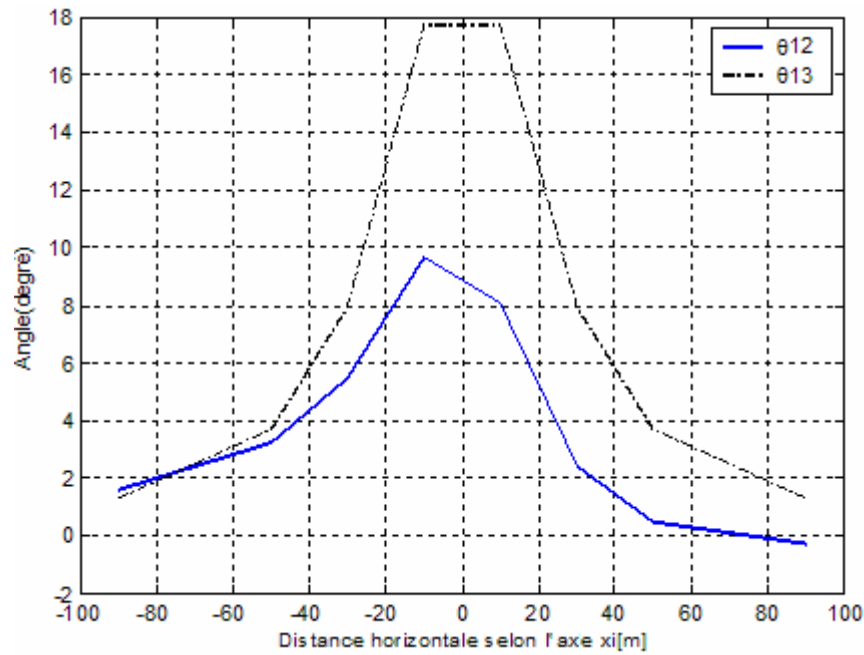


Figure 4. Variations de l'orientation de l'appareil des mesures le long de l'axe x

On note que les angles θ_{12} et θ_{13} deviennent importants lorsqu'on se rapproche de la ligne électrique. Donc une certaine attention devrait être faite dans l'orientation de l'appareil afin de mesurer les champs électriques et magnétiques d'une manière correcte.

3.2. Calcul des champs électriques E

Dans la littérature, lors de l'approche théorique du champ électrique, il y a principalement deux méthodes; une basée sur la distribution de charges tout en employant le concept des images et l'autre est basée sur la relation couplée des champs électriques et magnétiques qui exigent une résolution de l'équation de Maxwell.

3.2.1 Méthode des images

Cette méthode de résolution qu'on vient d'utiliser est appelée traditionnellement méthode des images. On considère la charge négative fictive, placée à une distance h au dessous du plan du conducteur, l'image de la charge ponctuelle q considérée comme une image virtuelle derrière un miroir. La force électrique qui agit sur la charge q due à l'attraction par la charge surfacique, est égale à la force que créerait une charge $-q$ placée à l'endroit de l'image (Figure 5).

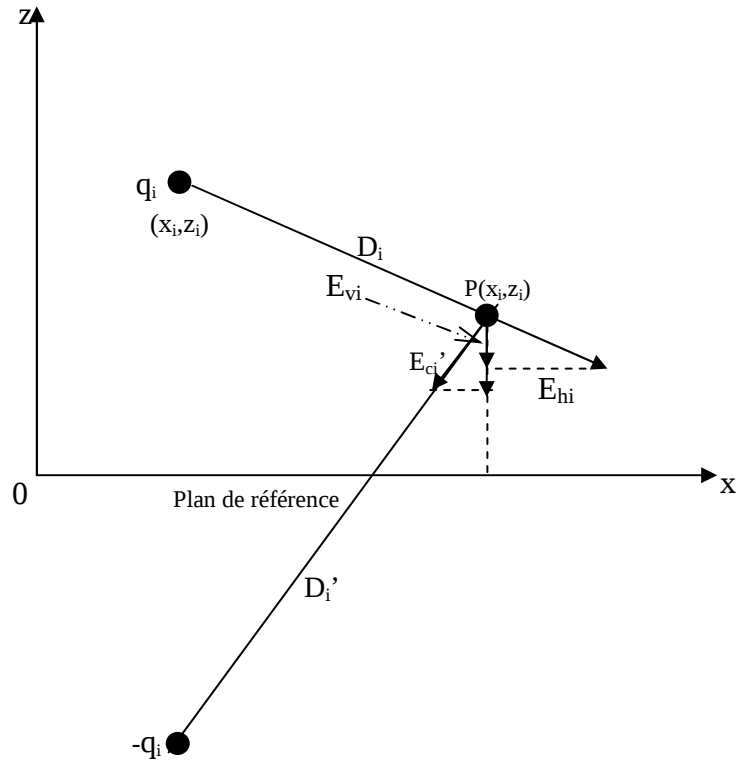


Figure 5. Coupe d'une ligne au voisinage du sol

Soit un système de N conducteurs infinis très longs soumis à des tensions électriques à basse fréquence. On suppose que les N conducteurs sont chargés chacun par une charge linéique q_i (l'indice de la charge correspond au numéro du conducteur). Le $(N+1)$ conducteur est le sol. Il est considéré comme un conducteur parfait. Si on applique la méthode des images (Figure. 6), on peut remplacer le sol par les images $-q_i$ des N conducteurs, sans modifier le champ électrique au dessus du sol.

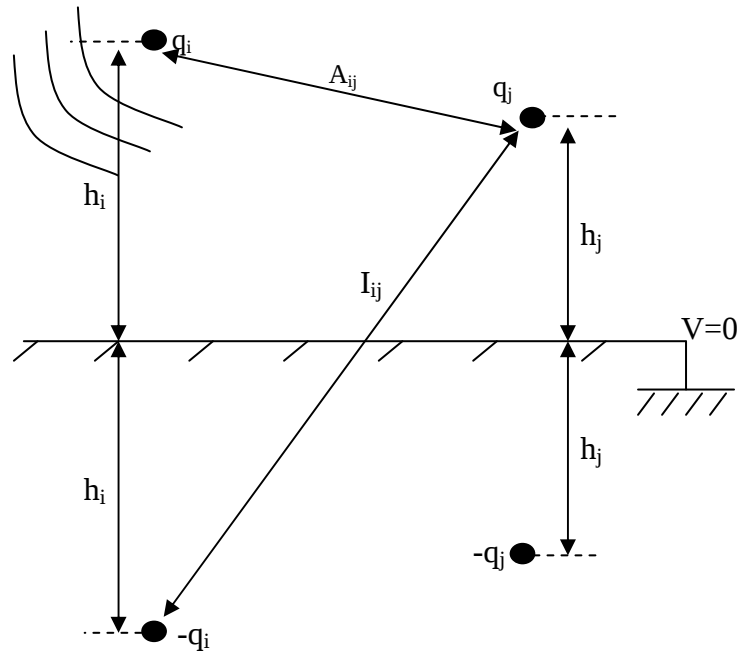


Figure 6. Deux lignes conductrices avec leurs images

La matrice des coefficients potentiels P est :

$$P_{ii} = \ln \left(\frac{2h_i}{r_{eq}} \right) \quad (14)$$

$$P_{ij} = P_{ji} = \ln \left(\frac{I_{ij}}{A_{ij}} \right) \quad (15)$$

avec

h_i est la hauteur du $i^{\text{ème}}$ conducteur au-dessus du sol

I_{ij} est la distance entre $i^{\text{ème}}$ conducteur et l'image de $j^{\text{ème}}$ conducteur

A_{ij} est la distance entre $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ conducteur

Similairement au cas du calcul des coefficients potentiels P, la notion de rayon moyen (ou rayon équivalent) intervient pour tenir compte de l'effet du faisceau. Les phénomènes étant électriques et n'étant plus magnétiques, ce rayon va s'exprimer par,

$$r_{eq} = R_i \left(\frac{N \cdot r_i}{R_i} \right)^{\frac{1}{N}} \quad (16)$$

N est le nombre de sous-conducteurs ;

r_i est le rayon effectif des sous-conducteurs ;

$2.R_i$ est la distance entre les sous-conducteurs.

De plus, l'inverse de la matrice des coefficients potentiels est prémultiplié avec le vecteur [V] comme montré dans l'équation (17), où le vecteur [V] est l'ensemble des tensions de tous les conducteurs de la ligne. Dans notre cas, on connaît les tensions V_i , $i=1$ à N et on cherche à connaître les charges linéiques, il suffit alors d'inverser la matrice P pour trouver l'expression de la charge qui est donnée par Olsen [11] et Malik [26],

$$[Q] = [P]^{-1} \cdot [V] \quad (17)$$

Avec $[P]$ représente la matrice des coefficients potentiels de dimension (NxN), $[Q]$ la matrice des vecteurs complexes de la densité de charge et $[V]$ le vecteur tension de dimension N pour un système avec N conducteurs placés au dessus de la terre.

Afin de calculer les charges linéiques de chacun des conducteurs, on peut calculer le champ électrique dans un plan (xOz), ce champ est provoqué par la charge de ce conducteur de coordonnées (x_i, z_i) comme présenté dans la Figure 5.

Ce champ au point $P(x_i, z_i)$ se compose en une composante verticale E_{vi} et une autre horizontale E_{hi} ,

$$E_{hi} = \left(\frac{q_i}{2\pi\epsilon_0 r} \right) (x - x_i) \left[\frac{1}{D_i^2} - \frac{1}{D_i'^2} \right] \quad (18)$$

$$E_{vi} = \left(\frac{q_i}{2\pi\epsilon_0 r} \right) \left[\frac{(z - z_i)}{D_i^2} - \frac{(z + z_i)}{D_i'^2} \right] \quad (19)$$

Avec D_i et D_i' représentent respectivement la distance entre le point P et le conducteur i et la distance entre le point P et l'image du conducteur i,

$$D_i = \left[(x - x_i)^2 + (z - z_i)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (20)$$

Les composantes horizontale et verticale du champ électrique dues aux N conducteurs seront,

$$E_{tn} = (E_{hn}^2 + E_{vn}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (21)$$

avec

$$E_{hn} = \sum_{i=1}^N E_{hi} \text{ et } E_{vn} = \sum_{i=1}^N E_{vi} \quad (22)$$

Une fois l'expression analytique du champ électrique présentée, nous étudions numériquement ces équations à base de la méthode des images.

3.2.2. Méthode de Maxwell

Malgré que cette méthode ait pris en charge la résolution des divers problèmes en électromagnétisme dans des études éditées dans le domaine des ingénieries, il reste beaucoup de questions qui se posent sur ses limites. Parmi les questions qu'on pourra se poser : Est-ce que les champs électrique et magnétique quasi-statiques sont couplés ? Est-ce qu'ils sont implicitement régis par les équations de Maxwell ?

Généralement, les champs électrique et magnétique sont couplés (c'est-à-dire si l'un est parfaitement connu, l'autre pourra en être déduit), bien qu'il existe des circonstances dans lesquelles ils peuvent être déterminés comme s'ils étaient indépendants [2]. C'est souvent le cas pour les champs à proximité des lignes électriques, parce que les champs changent très lentement dans le temps et les équations de Maxwell deviennent quasi-découplées dans les équations électrostatiques et magnétostatiques. Dans le cas des basses fréquences (50/60Hz), la méthode quasi-statique pourra être utilisée. Cette méthode utilise la première approximation où les équations de Maxwell sont indépendantes pour calculer les champs électriques et magnétiques statiques (c'est-à-dire, les champs électrostatiques et magnétostatiques). Les normes de ces champs oscillent simplement à la fréquence de la

source de courant sinusoïdal. L'image visuelle correspondante est celle d'un champ avec une distribution spatiale qui maintient la même forme, mais dont l'ensemble oscille dans le temps avec la source.

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale d'un premier champ (électrique ou magnétique) en un point de l'espace entraîne l'existence ou la variation temporelle au même point de l'espace du second champ associé.

La relation couplée bien connue des champs électrique et magnétique est donnée par l'équation de Maxwell-Faraday (23):

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} \vec{e}_x - \frac{\partial E_y}{\partial x} \vec{e}_z \right) \quad (23)$$

Avec $\vec{e}_x$ et $\vec{e}_z$ les vecteurs unitaires des axes x et z, perpendiculaires à l'axe y.

$$\left(\frac{\partial E_y}{\partial z} \vec{e}_x - \frac{\partial E_y}{\partial x} \vec{e}_z \right) = -j\omega \vec{B} \quad (24)$$

$$\left(\frac{\partial E_y}{\partial z} \vec{e}_x - \frac{\partial E_y}{\partial x} \vec{e}_z \right) = -j\omega (B_x \vec{e}_x + B_z \vec{e}_z) \quad (25)$$

Le champ électrique total au point P, est déterminé par l'intégration de l'équation (25) et le champ électrique résultant $\vec{E}$ est donné par l'expression suivante:

$$\vec{E} = j\omega \sqrt{\left(\sum_{i=1}^3 \int_{C_i} \vec{B}_{ix} \cdot d\vec{l} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^3 \int_{C_i} \vec{B}_{iz} \cdot d\vec{l} \right)^2} \quad (26)$$

On utilise ces équations, pour calculer analytiquement les champs électrique et magnétique d'une ligne électrique et on prend en considération le concept des champs électrique et magnétique couplés (méthode de Maxwell) et découplés (méthode des images et méthode de Biot et Savart) pour vérifier la validité de ces méthodes pour différentes situations de mesure et prouver quelles sont les méthodes les plus conformes avec les résultats pratiques des champs proches et lointains.

3.3. Mesure des champs E et B dans une ligne HT 150kV de la STEG

3.3.1. Les étapes de mesure

Des mesures ont été faites à différentes heures de la journée avec des intensités de courant variants entre 178A et 196A afin de détecter les valeurs des intensités des champs électrique

et magnétique pour les deux configurations géométriques considérées (simple terre ou double terre) comme représentées sur la Figure 7.

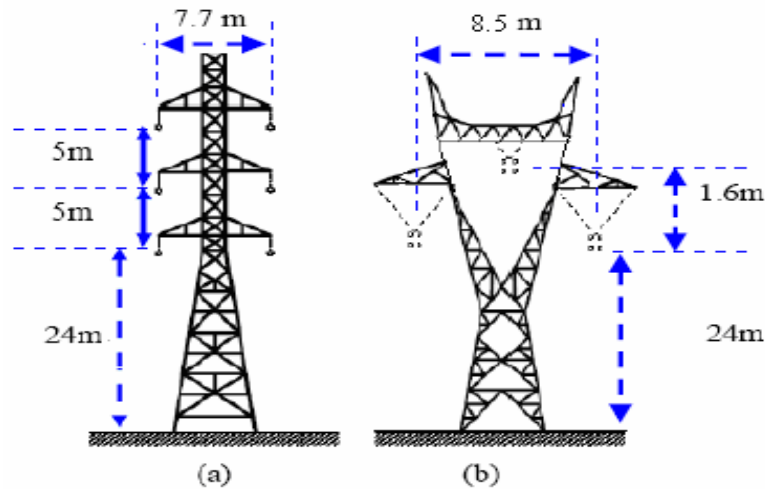


Figure 7. Pylônes de lignes électriques: a) double terre, b) simple terre

La direction $(x'Ox)$ a été employée pour mesurer les champs électriques E et magnétiques B . Nous avons pris des mesures dans trois situations différentes comme montrées dans la Figure 8 ; les points de mesure (M_1) sont autour du premier pylône qui fait l'interconnexion entre la centrale électrique et la ligne, les points de mesure (M_2) sont autour du deuxième pylône et les points de mesure ($M_{N-1,N}$) sont entre les $(N-1)^{\text{ième}}$ et $N^{\text{ième}}$ pylônes de la ligne. Ces différentes situations présentent un modèle réel de l'environnement électromagnétique du réseau de transport d'énergie électrique à haute tension.

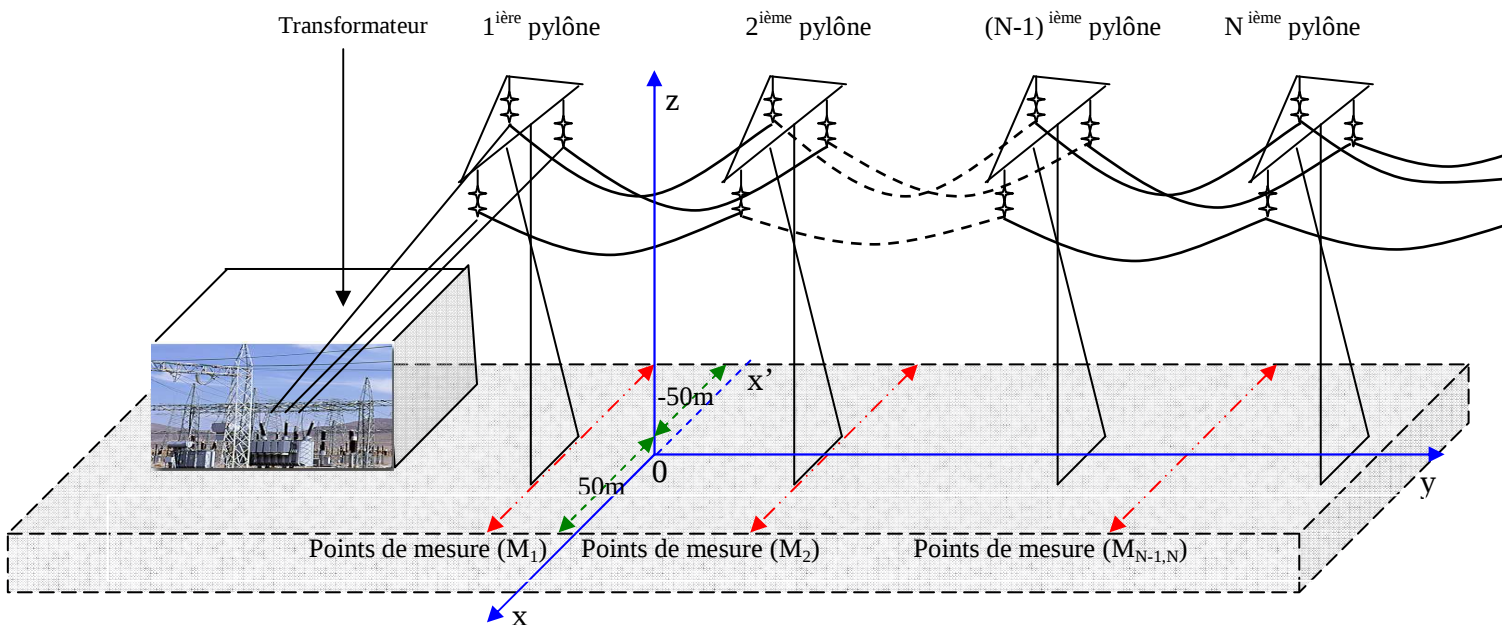


Figure 8. Points de mesure des champs E et B de la ligne électrique 150kV

Les résultats des champs électriques et magnétiques selon la distance ont été obtenus par le dispositif de mesure "HI-3604 ELF Field Strength Measurement System" (Figure 9) ayant les caractéristiques suivantes:

i) Fréquence: 50/60 Hz.

ii) Limites d'amplitudes:

- champ électrique 1V/m -199kV/m.

- champ magnétique 0,01 μ T- 2000 μ T.

iii) Sondes: deux sondes de commutateur sélectionnables pour mesurer les champs électrique et magnétique.

iiii) Réponse de polarisation: la sonde de déplacement et la sonde de champ magnétique sont conçues pour répondre à un composant de polarisation de champ à la fois.

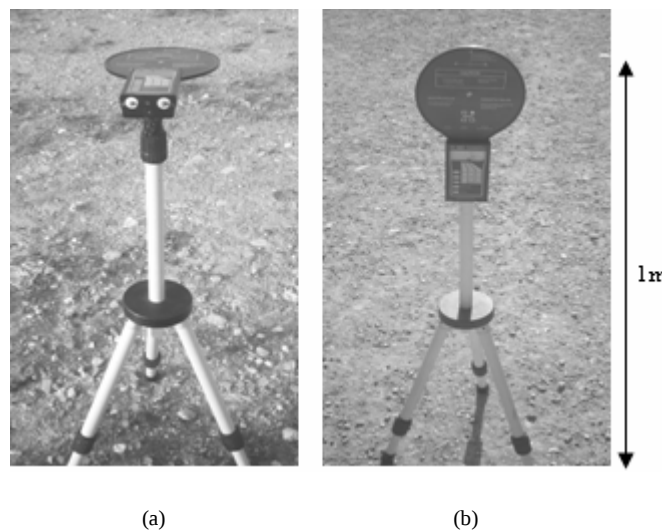


Figure 9. L'installation de mesure de HI-3604: (a) pour champ E; et (b) pour le champ B.

Les effets des angles θ_{12} et θ_{13} décrits dans la Figure 4, sont pris en compte dans l'orientation de l'appareil par rapport à la terre.

3.3.2. Validation théorique

L'objectif de cette recherche expérimentale est de prouver la validité des modèles théoriques mentionnés ci-dessus dans diverses situations de mesure afin de calculer le niveau d'amplitude des champs électriques et magnétiques à proximité des lignes électriques étudiées.

Les résultats théoriques des champs électriques et magnétiques ont été déterminés avec le logiciel Matlab, en utilisant respectivement, la loi de Biot et Savart (eq.12), la théorie des

images (eq.17 et 18) et les équations de Maxwell (eq.25) et en prenant en considération les concepts suivants:

- Le concept des champs électriques et magnétiques indépendants (théories des images et Biot et Savart).
- Le concept des champs électriques et magnétiques dépendants (théorie de Maxwell).

Afin de mesurer expérimentalement les champs magnétiques et électriques, nous avons employé les installations expérimentales de la fig.7 et de la fig.8 pour les configurations des lignes électriques 150kV simple terre et double terre. Pour chaque configuration, le dispositif de mesure est placé au long de l'axe x'Ox pour trois situations de mesure différentes (M_1 , M_2 , $M_{N-1,N}$).

Les résultats théoriques et expérimentaux pour la configuration simple terre sont représentés sur les Figures 10 et 11. Les mesures M_1 et M_2 ont été effectuées à une hauteur de 24m du pylône. Pour la mesure $M_{N-1,N}$, nous prenons en compte que les lignes électriques ne sont pas parallèles à la terre, puisqu'elles ont la configuration de fil parabolique de la portée (flèche); donc la hauteur considérée dans cette situation de mesure est de 16m.

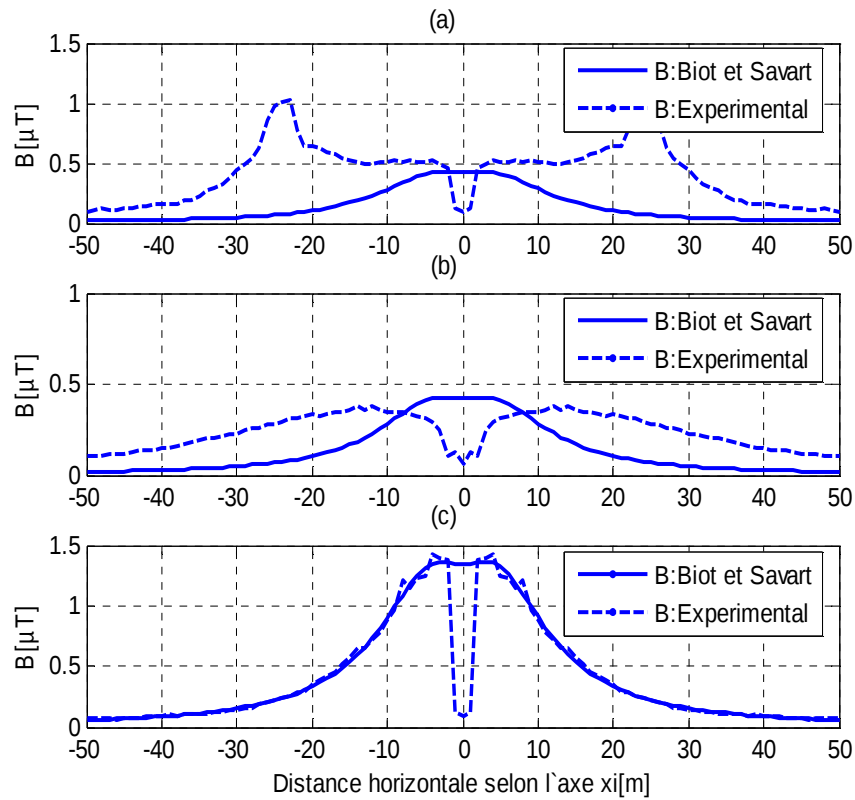


Figure 10. Résultats théoriques et expérimentaux du champ magnétique pour la configuration simple terre; (a) pour les points de mesure M_1 , (b) pour les points de mesure M_2 , (c) pour les points de mesure $M_{N-1,N}$.

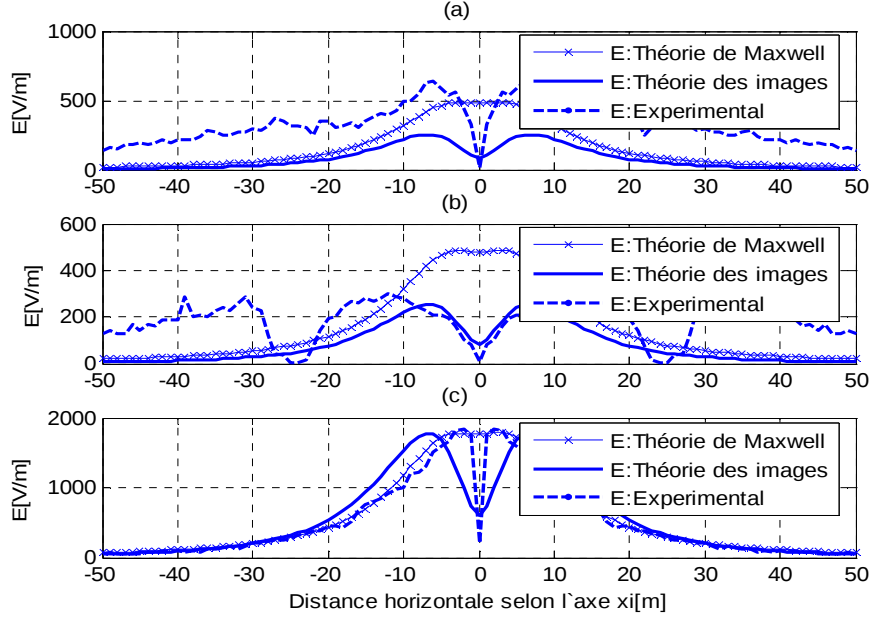


Figure 11. Résultats théoriques et expérimentaux du champ électrique pour la configuration simple terne; (a) pour les points de mesure M_1 , (b) pour les points de mesure M_2 , (c) pour les points de mesure $M_{N-1,N}$.

Les dépendances expérimentales des champs magnétiques et électriques sur la distance de la ligne HT sont représentées respectivement sur les Figures 10 à 13 pour une ligne simple terne et une ligne double terne. Nous notons qu'il y a une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et théoriques pour les deux configurations quand le point de mesure est loin de la ligne. A proximité de la ligne il y a une apparition des erreurs du modèle théorique dont la source pourrait être expliquée par la présence du champ généré par le poste de transformation.

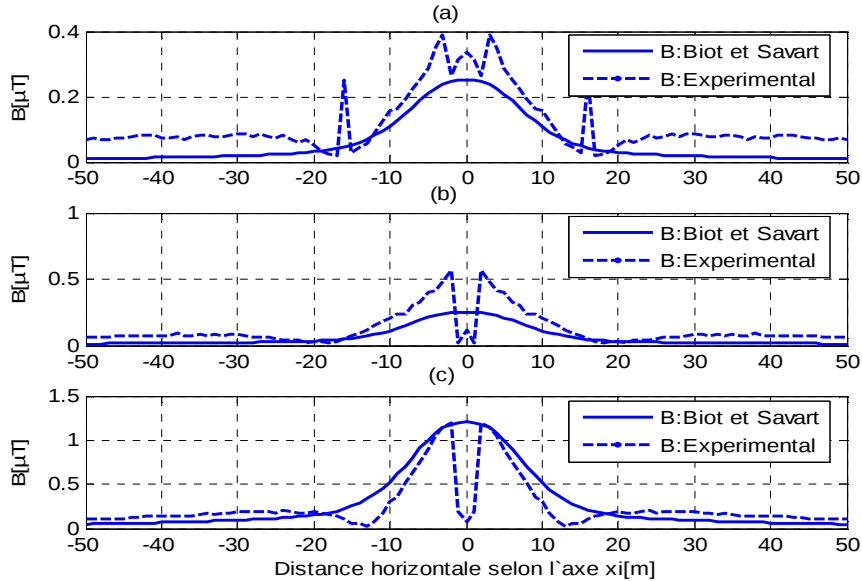


Figure 12. Résultats théoriques et expérimentaux du champ magnétique pour la configuration double terne; (a) pour les points de mesure M_1 , (b) pour les points de mesure M_2 , (c) pour les points de mesure $M_{N-1,N}$.

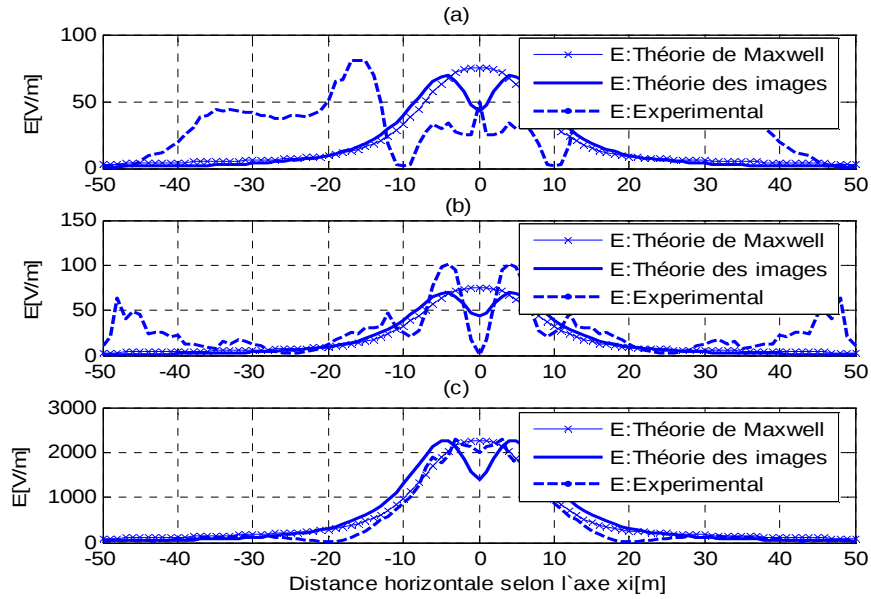


Figure 13. Résultats théoriques et expérimentaux du champ électrique pour la configuration double terne; (a) pour les points de mesure M_1 , (b) pour les points de mesure M_2 (c) pour les points de mesure $M_{N-1, N}$

Les résultats représentés sur les Figures 10 à 13 nous ont permis de confirmer la validité du modèle développé. La différence entre les résultats théoriques et expérimentaux sont produits dans la situation de mesure M_1 (Figures 12.a et 13.a) et ceci suite à l'existence du poste de transformation.

Ces erreurs ne sont pas relatives seulement à la configuration de la ligne électrique, mais elles sont également liées au processus de mesure lui-même; puisque les intensités de courant changent pendant les instants de mesure. Ainsi, lorsque le point de mesure est situé au dessous du pylône ($x \approx 0$), l'erreur peut être expliquée par l'existence du phénomène de la cage de Faraday.

D'autre part, nous notons également que la variation des champs magnétiques et électriques suivant la ligne est très significative dans la situation de mesure $M_{N-1, N}$. Les caractéristiques du champ dans ces environnements peuvent être différentes de manière compliquée lorsqu'on se rapproche ou on s'éloigne de la ligne. Ces champs changent en fonction de la distance, de la zone de travail indiquée et pour différentes situations. Ces différences, influencent la conception de l'instrumentation. La nature plus complexe des champs proches et lointains générés par des lignes électriques limite l'utilité de l'étude théorique proposée dans la littérature.

La théorie montre que plus on s'éloigne de la ligne, les champs diminuent. En pratique, on remarque l'existence de zones spéciales où le champ est plus important à des distances $x > 0$.

On constate dans la Figure 10.a que la variation du champ magnétique sur l'intervalle $([-30, -20], [20, 30])$ atteint une valeur maximale au point de mesure M_1 par contre le champ électrique au point M_2 (Figure 11.b) décroît vers une valeur minimale sur le même intervalle ce qui explique que le signe des champs électrostatiques sont tantôt de mêmes signes et tantôt de signes contraires (phénomène d'attraction).

Pour la Figure 12a, le maximum du champ magnétique est représenté sur d'autres intervalles $([-20, -10], [10, 20])$ autour du point de mesure M_1 et le champ électrique est maximal pour le même point de mesure, à cause de l'existence du phénomène de répulsion.

La figure 13b présente une grande différence entre les résultats théoriques et expérimentaux. En effet la valeur du champ électrique obtenu par la simulation et autour de $[50-75\text{V/m}]$ au point de mesure $x \approx 0$, par contre la valeur trouvée par la mesure est négligeable au même point de mesure, cette différence significative s'explique par le phénomène de la cage Faraday.

Les résultats obtenus prouvent que les modèles théoriques et pratiques ne sont pas toujours similaires. En effet, les modèles théoriques n'ont pas choisi plusieurs situations des mesures de champs.

3.3.3. Caractéristiques des champs pour différents points de mesure

Après la validation de la théorie existante des champs EM, des mesures ont été effectuées à l'entour des lignes électriques 150kV, les configurations simple et double ternes ont été utilisées. Les résultats de mesure de ces champs sont représentés dans les Figures 14 et 15.

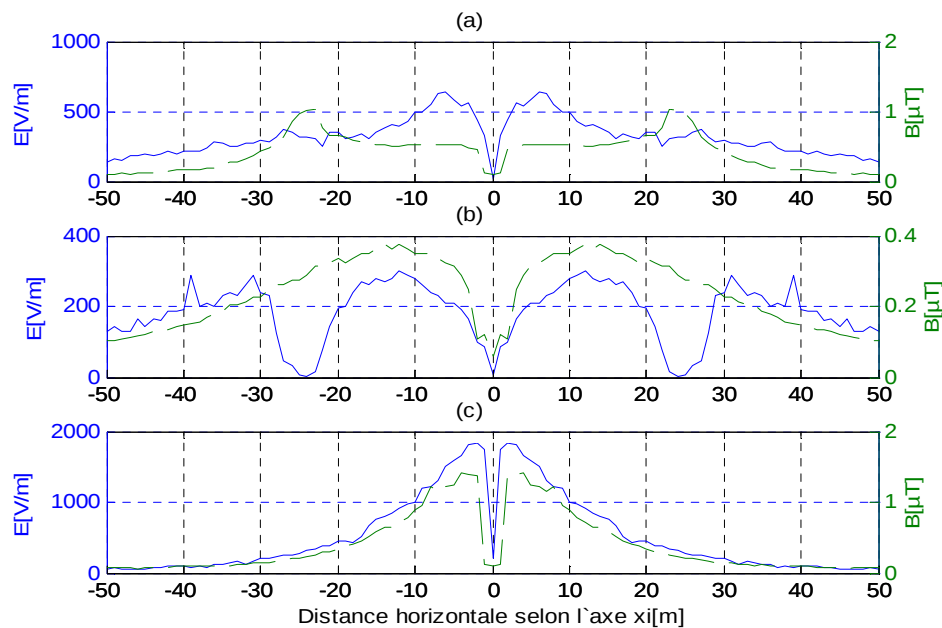


Figure 14. Intensités des champs magnétiques et électriques mesurés pour la configuration simple terne à différentes situations de mesure : (a) M_1 , (b) M_2 , (c) $M_{N-1,N}$

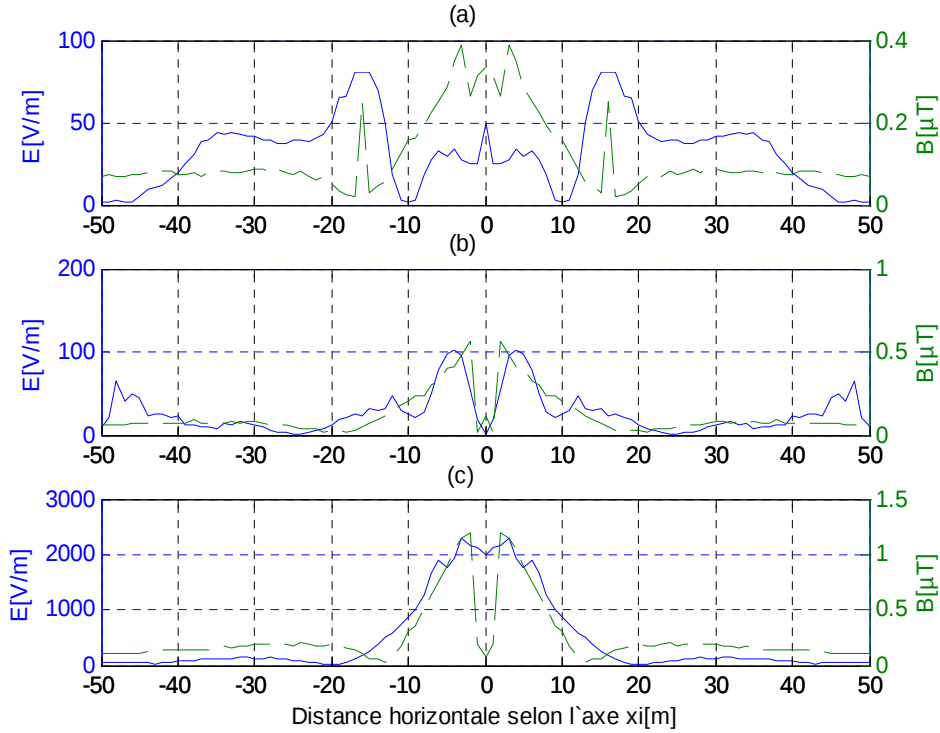


Figure 15. Intensités des champs magnétiques et électriques mesurés pour la configuration double terre à différentes situations de mesure: (a) M_1 , (b) M_2 , (c) $M_{N-1,N}$

Olsen [2], montre que les champs électriques et magnétiques sont couplés et il a prouvé également qu'il y a quelques circonstances dans lesquelles ils sont découplés, c'est souvent le cas pour des champs créés par des lignes électriques ayant une fréquence de 50/60 Hz parce que les champs changent très lentement dans le temps et que les équations de Maxwell deviennent presque indépendantes dans les champs électrostatiques et magnétostatiques.

Les résultats de mesures représentés sur les Figures 14 et 15 présentent des variations de champs électriques et magnétiques en fonction de la distance x (distance entre les différents points de mesure). Ces résultats montrent une dispersion entre les champs électriques et magnétiques.

3.3.4. Effet de la configuration des lignes HT sur la distribution des champs

Les Figures 16 et 17 présentent la distribution des champs électriques et magnétiques mesurés pour les différentes situations de mesure et pour les deux configurations à une distance x et à partir de la limite de ces champs, nous pouvons déduire le degré de perturbation des lignes électriques sur les équipements voisins.

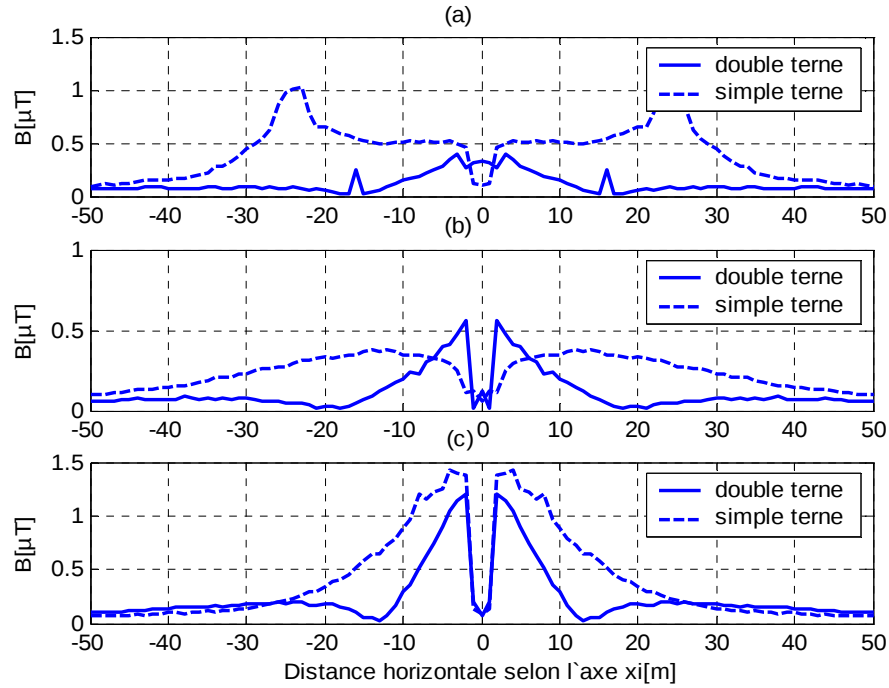


Figure 16. Distribution de l'intensité du champ magnétique mesuré produit par des lignes électriques simple et double terres

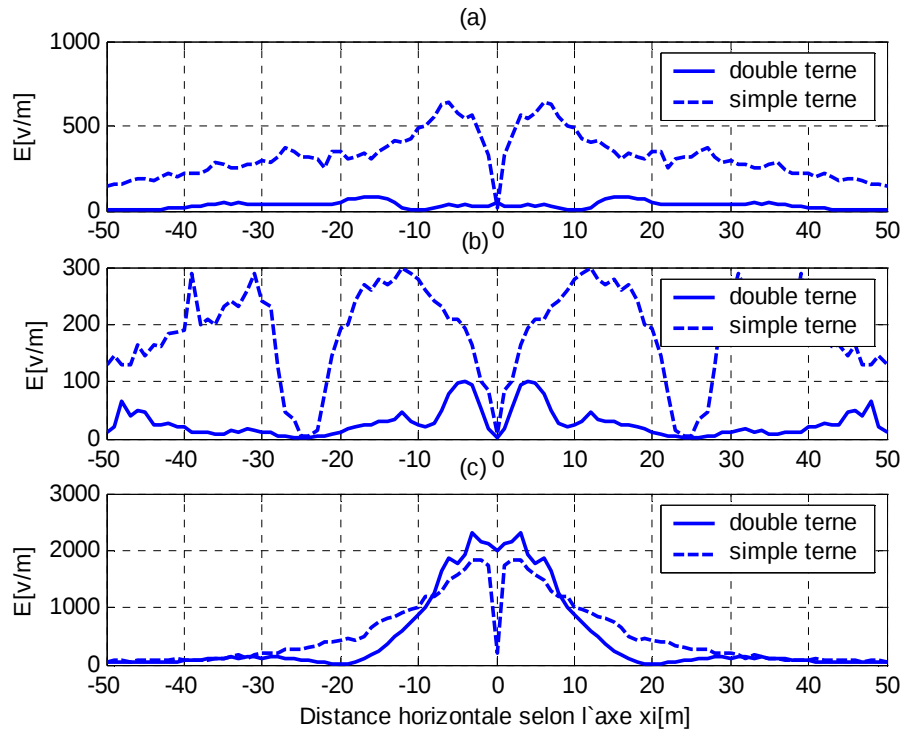


Figure 17. Distribution de l'intensité du champ électrique mesuré produit par des lignes électriques simple et double terres

La ligne double terre alimente le même jeu de barres 150kV, ainsi les champs magnétiques générés par les courants sont en phase (puisque la ligne alimente la même charge).

On remarque que la variation des champs est fortement liée aux points de mesure pour différentes configurations.

On constate à partir de la Figure 16 que le champ magnétique associé à la configuration simple terne à proximité du poste de transformateur (c'est-à-dire points de mesure M_1 et M_2) est plus faible que celui du double terne. Alors que lorsqu'on s'éloigne du poste (point de mesure $M_{N-1,N}$), on remarque que le champ B de la configuration simple terne s'intensifie par rapport à celui de la double terne.

En ce qui concerne le champ électrique E représenté sur la Figure 17 on remarque que plus on s'éloigne du poste électrique et on s'approche de la ligne électrique, le champ électrique de la configuration double terne devient plus important que celui du simple terne. Ce qui explique que le champ électrique ne dépend du nombre de conducteurs que dans les champs lointains ($M_{N-1,N}$), contrairement au champ magnétique qui dépend du nombre de conducteurs à proximité du poste de transformation (M_1).

3.4. Mesure des harmoniques générés par les départs MT 33kV à la STEG

La répartition déséquilibrée de charges et la présence de charges non linéaires entraînent une présence de courant homopolaire pollué avec l'harmonique en général d'ordre 3.

Les grandeurs des harmoniques sont exprimées sous la forme d'une somme composée, d'un terme sinusoïdal de la fréquence f et de valeur efficace A_1 (fondamental), de termes sinusoïdaux dont les fréquences sont égales à k fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces A_k (harmoniques), où k est le rang de chaque harmonique et d'une éventuelle composante continue de valeur A_0 .

La fonction périodique $u(t)$ de fréquence f peut être représentée sous la forme d'une série de Fourier :

$$u(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t - \varphi_k) \quad \forall k \in N \quad (27)$$

où, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ est la pulsation de la fréquence fondamentale et φ représente le déphasage de la composante harmonique.

Chaque terme de l'équation (27), définit une fréquence harmonique du signal $u(t)$. Les inter-harmoniques s'expriment selon la même équation $\forall i \in (Q - N)$. Les multiples non-entiers de $f = 50$ Hz composent la gamme des inter-harmoniques.

Les grandeurs des harmoniques sont exprimées en valeurs efficaces comme suit :

$$A_{eff} = (A_1^2 + A_3^2 + A_5^2 + A_7^2 + A_9^2 + A_{11}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (28)$$

$$A = (A_3^2 + A_5^2 + A_7^2 + A_9^2 + A_{11}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (29)$$

Le taux de distorsion, appelé encore distorsion harmonique ou facteur de distorsion, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental A_1 .

$$THD = \frac{A}{A_1} : \text{Taux de distorsion individuel} \quad (30)$$

$$TD = \frac{A}{A_{eff}} : \text{Taux de distorsion} \quad (31)$$

$$THG = \frac{TD}{\sqrt{1 - TD^2}} : \text{Taux de distorsion global} \quad (32)$$

$$I_{eff} = I \times \sqrt{A_{eff}} \quad (33)$$

Ces expressions, donnent une mesure sur l'influence de l'ensemble des harmoniques de courant et de tension sur le fonctionnement du réseau électrique.

Expérimentalement, nous avons prouvé que le taux de distorsion global des harmoniques dans les signaux de tension et de courant enregistrés sur la ligne de transport à haute tension 150kV (Radès, Hammamet) est faible, à cause de l'existence d'un transformateur HT/MT couplé en étoile à la terre coté HT et triangle coté MT (Figure 1) pour piéger le courant homopolaire I_0 et éliminer le passage des harmoniques à la ligne HT. Mais sur les lignes MT qui sont reliées directement à l'abonné, nous avons montré l'existence des harmoniques, le niveau du taux de distorsion globale de ces harmoniques dépend du récepteur (l'abonné). A titre d'exemple, les harmoniques sur le courant mesuré au niveau de la bobine point neutre (BNP) et égal à 25 A, sont illustrés dans le tableau 2:

k	1	3	5	7	9	11		A_{eff}	A	THD	TD	THG	$I_{eff}(A)$
Fréquence	50Hz	150Hz	250Hz	350Hz	450Hz	550Hz							
Harmonique	0.34	0.92	0.039	0.027	0.013	0.002		0.982	0.9213	2.71	0.94	2.75	24.55
$I_k(A)$	8.5	23	0.975	0.675	0.325	0.05							

Table 2 : Mesure du courant intégrant les rangs harmoniques.

D'après les valeurs expérimentales des harmoniques visualisés dans le tableau 2, nous constatons que le rang 3 est plus élevé par rapport aux autres harmoniques. L'effet de ces harmoniques dépend de la nature de la charge alimentée.

4. Etude des systèmes électriques en régimes transitoires

L'enclenchement et le déclenchement des lignes électriques permettent toujours des phénomènes transitoires. Dans leur utilisation normale, ces lignes fournissent une tension en régime permanent soumise à une fréquence industrielle (50 Hz), les équipements associés de ces lignes doivent être garantis pour une qualité de longue durée, les caractéristiques des champs électriques et magnétiques générés par ces équipements sont moins complexes.

Au cours des changements de régimes et lors des perturbations du système électrique, toute tension en fonction du temps qui dépasse la tension crête du régime permanent est à sa tolérance maximale. L'évolution des surtensions entre deux états de fonctionnement permanent, présente un phénomène transitoire, de très courte durée. Ce phénomène peut être caractérisé par un signal impulsif, avec des sources de perturbations internes et externes comme illustré dans la Figure 18 pour une ligne 150 kV.

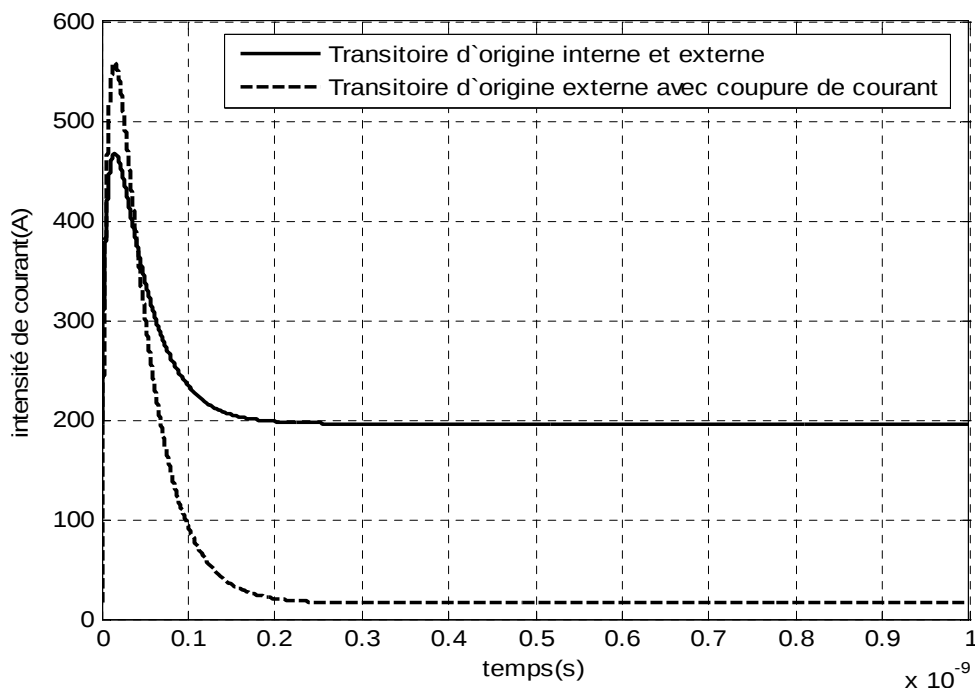


Figure 18. Exemples de l'effet des phénomènes transitoires sur une ligne HT 150 kV

L'étude des régimes transitoires en haute tension comporte une infinité de cas qu'il est impossible de traiter dans leur ensemble [27]. Pour faciliter l'étude de ces phénomènes, une

classification est proposée par la CEI [28]. On y trouve les surtensions transitoires internes au système concerné (surtensions de manœuvre, défauts du réseau..), et les surtensions transitoires externes au système concerné (choc de foudre,..).

4.1. Surtensions de manœuvre

Les surtensions de manœuvre proviennent essentiellement de l'enclenchement ou du déclenchement d'un disjoncteur sur une charge inductive. Ces phénomènes transitoires, sont aussi appelés surtensions harmoniques car leur fréquence d'oscillation amortie est très souvent un multiple de la fréquence du réseau. Ces surtensions sont dues à divers phénomènes physiques ; les résonances, la ferorésonance, les coupures de courant capacitif et inductif, l'arrachement de courant, les enclenchements et les réflexions.

En pratique, on constate que les surtensions de manoeuvre d'enclenchement peuvent atteindre jusqu'à trois fois la valeur de crête de la tension assignée du réseau considéré [29].

4.2. Défauts du réseau

Ces défauts provoquent des courants très élevés soit entre phases ou entre phase et terre. En général, ceux-ci s'accompagnent d'un déclenchement et d'un réenclenchement en charge du disjoncteur. Les surtensions sont alors dues principalement à des phénomènes de réflexions d'onde amplifiées, par les charges résiduelles (arbre touchant une ligne, isolateur encrassé, défaut de connexion). Ce phénomène de surtensions peut être plus important, mais sa probabilité est plus faible (1 par an environ pour un site donné). Les parafoudres moyenne tension permettent une diminution importante des surtensions, car ils évitent le déclenchement des disjoncteurs. Ces surtensions sont aussi appelées surtensions temporaires [30].

4.3. Les surtensions de foudre

Ce phénomène provient d'un impact direct de la foudre sur un système électrique, c'est un processus extrêmement rare (1 fois tous les 100 ans en un lieu déterminé) [31].

Le réseau électrique en régime permanent et transitoire fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations. Ceci dégrade la qualité de service (QoS) du réseau électrique (perte d'énergie) et des systèmes industriels voisins.

5. Etude de la QoS du réseau électrique et les perturbations associées

La qualité de service de l'électricité en régime permanent et transitoire est devenue un sujet stratégique (pour la compagnie d'électricité STEG, la maintenance industrielle et les constructeurs d'équipements) essentiellement pour la réduction des coûts liés à la perte de la continuité de services et le coût des perturbations (coupures, creux de tension, harmoniques, surtensions).

5.1. Objectifs de mesure de la QoS du réseau électrique

L'objectif de mesure de la qualité de service est d'établir une relation entre le fournisseur d'électricité (STEG) et les abonnés, et aussi entre l'environnement des lignes électriques et les systèmes industriels installés voisins. Il s'agit alors de définir les paramètres de mesure de la qualité de service et de comparer leurs valeurs à des limites prédéfinies. Elles permettent de déterminer la caractéristique de l'environnement électromagnétique auquel une installation future ou un nouvel équipement seraient soumis. Des actions d'amélioration du réseau électrique doivent être faites afin de sécuriser ce réseau et les systèmes industriels voisins.

Malgré le respect des règles de l'art (conception de schéma, choix des protections, du régime de neutre et mise en place des solutions adaptées) dès la phase de conception, des disfonctionnements et des perturbations peuvent apparaître en cours d'exploitation.

Ce phénomène de perturbations permanentes et transitoires exige une prévision des tensions et des surtensions dans un système électrique lors de son dimensionnement, en terme des harmoniques et de la propagation des ondes qui doivent être générées suite à des défauts d'isolement sur leur environnement, sous forme d'un champ électrique et magnétique considéré comme une source de perturbations au voisinage d'un victime sensible comme les systèmes du réseau mobile GSM. L'objectif a été vérifié par des mesures des champs électriques et magnétiques générés par les lignes aériennes haute tension (deux configurations) et les équipement associés dans notre environnement immédiat (nord de la Tunisie), et par l'établissement du degré de conformité au règlement international. L'étude s'est concentrée sur les lignes aériennes 150 kV et les lignes MT ainsi que la qualité de service (QoS) associée, pour assurer la compatibilité du réseau GSM avec l'environnement EM de ces lignes.

5.2. Perturbations électromagnétiques en régime permanent

En régime permanent, les lignes électriques produisent des champs électriques et magnétiques quasi-statiques, qui varient très lentement dans le temps. Ces champs, sont appelés des

champs électrostatiques et magnétostatiques reliés respectivement à la tension et au courant. Donc il existe une différence de potentiel entre la ligne électrique et la terre et un courant parcourt le long de la ligne. La question qui se pose au cours de ce régime concerne les effets magnétostatiques et électrostatiques des lignes électriques sur les circuits du réseau GSM.

5.2.1. Perturbation des harmoniques

D'une façon générale, tous les équipements électriques soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques ont des pertes accentuées et devront faire l'objet d'études des perturbations électromagnétiques. En effet, le passage du courant harmonique dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordements. Ces grandeurs de tensions et de courants harmoniques dues aux champs électriques et magnétiques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés ; certains sont instantanés et d'autres retardés dus aux échauffements.

Les effets instantanés sont causés par les tensions harmoniques qui peuvent influencer sur les équipements électroniques excités par des courants faibles, ce qui permet de créer un couplage avec les réseaux de télécommunication, des défauts de fonctionnement de certains équipements électriques, des risques d'excitation de résonance et entraînent des pertes d'exploitation. Concernant les effets dus aux échauffements, on trouve le risque de résonance avec le circuit amont (inductance réseau), suite à la circulation de certains harmoniques.

Ces effets peuvent être un facteur d'influence sur la qualité de service du réseau électrique et des systèmes industriels voisins.

Quoique la qualité de service à la STEG soit acceptable, des études y sont en cours de développement pour maîtriser cette qualité de service, dans le but d'améliorer le plan de tension et de minimiser l'effet des harmoniques.

5.2.2. Fluctuation de la tension (FLICKER)

Le phénomène de la fluctuation lente de la tension est une variation et une diminution rapide de la valeur efficace de la tension. Cette tension est modulée en amplitude par une enveloppe dont la fréquence varie entre 0,5 et 25 Hz. Le phénomène est dû à la propagation sur les lignes du réseau d'appels de courants importants à la mise en service ou hors service d'appareils dont la puissance absorbée varie de manière rapide (par exemple, avec les machines à souder, les fours à arcs,...).

Les conséquences de ce phénomène s’observent principalement sur des lampes à incandescence où il provoque un papillotement du flux lumineux ou “Flicker” [32]. Ceci produit une perturbation des équipements excités par ce réseau.

5.2.3. Système électrique triphasé de tensions en déséquilibre

Le déséquilibre d’un système électrique triphasé s’observe lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et en phase les unes par rapport aux autres. Ce phénomène fait appel à la décomposition de la composante fondamentale selon des composantes symétriques de Fortescue. On définit un degré de déséquilibre inverse et un degré de déséquilibre homopolaire [33].

Les conséquences d’un système électrique déséquilibré, sont parfois néfastes pour les équipements électroniques et de télécommunication. Ils provoquent l’échauffement des transformateurs et des BPN ce qui dégrade la QoS du réseau électrique eux-mêmes et la QoS des autres systèmes industriels proches.

5.3. Perturbations électromagnétiques en régime transitoire

Lors de perturbations en régime transitoire, telles qu’une ouverture ou une fermeture brusque d’un disjoncteur de sous-station, ou de transformateur, l’établissement d’un court-circuit en un point du réseau ou l’apparition d’un choc de foudre sur une ligne électrique HT, le réseau électrique de transport peut être fortement perturbé. Les marges de sécurité sont beaucoup plus restreintes. En effet, le système électrique statique réclame une parfaite maîtrise des niveaux de surtensions engendrées par les fonctionnements du système en régime permanent et en régime transitoire. Mais une surtension non maîtrisée lors d’un régime transitoire peut être néfaste pour l’installation et produit des perturbations d’origine interne et des perturbations d’origine externe.

Ces phénomènes transitoires, peuvent entraîner des couplages inductifs ou capacitifs entre ces lignes et les équipements voisins, dus essentiellement au rayonnement et à la conduction.

5.3.1. Perturbation par rayonnement

En cas de choc de foudre, les lignes produisent un champ électrique et un champ magnétique pendant une durée très courte. La variation de ces champs, transforme la nature de l’onde quasi-statique en une onde EM qui se propage dans l’espace afin d’atteindre un récepteur (victime). Ce phénomène, génère un courant et une tension pulsés, plus élevés, distribués sur

toutes les pistes de récepteur dans un temps plus court, ce qui perturbe le bon fonctionnement de la victime. Ceci pose une question majeure sur la fiabilité du réseau de télécommunication mobile au voisinage d'une ligne électrique perturbée. Est-ce que ces champs en régime transitoire sont des causes de perturbation du réseau GSM ?

5.3.2. Perturbation par conduction

Concernant la perturbation par conduction, on prend par exemple le cas d'une ligne électrique aérienne perturbée par un coup de foudre. Cette ligne doit assurer le transport d'énergie électrique dans toutes les zones urbaines et industrielles. La procédure de transport d'énergie électrique doit passer par des étapes bien étudiées pour assurer la sécurité de ces équipements sur l'environnement associé; les lignes haute tension incluses sur le réseau de transport d'énergie électrique sont connectées au réseau de distribution MT par un transformateur HT/MT. Chaque ligne est composée de conducteurs de phase suspendus au moyen de chaînes d'isolateurs à des pylônes mis à la terre. Un ou des conducteurs supplémentaires appelés câbles de gardes sont reliés à la terre pour chaque pylône et assurent principalement la protection contre les coups de foudre sur les conducteurs de phase.

Ces techniques ne sont pas toujours fiables, en effet, dans le cas de coup de foudre sur les conducteurs du réseau de transport ou du réseau de distribution, des disjoncteurs sont déclenchés, pour limiter cette quantité de charge externe importante sur l'environnement et assurer la sécurité pour les autres maillages du réseau électrique. Cette quantité de charge doit passer par le plus proche câble de garde relié à la terre, pour que la terre absorbe cette énergie. Cette marge de sécurité n'est pas toujours vraie, car le degré d'absorption de cette quantité dépend de la résistivité et de la conductivité de la terre et du câble de garde, si la conductivité de la terre est forte la résistivité est faible, donc l'absorption de cette charge a besoin de temps, la majorité de cette charge importante reste dans le câble de garde, et doit être véhiculée le long de la ligne finie entre deux pylônes, ce qui permet d'avoir une différence de potentiel (dpp) importante entre la ligne électrique et la terre(tension flottante). Les stations de base du réseau GSM sont alimentées par le réseau électrique, les câbles de garde sont proches des câbles des stations de base, ceci engendre une perturbation par conduction de câble de garde qui porte un courant fort sur un autre câble d'excitation de station de base qui induit un courant faible, ceci peut être une des causes de perturbation du réseau de télécommunication mobile.

L'analyse du comportement dynamique d'un système électrique source et d'un autre système industriel victime proche nécessite donc d'apporter un niveau de modélisation suffisant pour ses différentes organes. Pour ce faire, il faut prendre du recul par rapport aux méthodes de modélisation couramment employées dans l'industrie pour avoir de bons résultats et s'attacher à développer une procédure de caractérisation des structures d'alimentation dans l'environnement des autres systèmes industriels, en particulier le système de télécommunication mobile.

6. Conclusion

Ce chapitre présente les résultats théoriques et expérimentaux des champs électriques et magnétiques produits par les lignes aériennes 150 kV en régime permanent, en utilisant les configurations de simple et double ternes qui sont intégrées dans le réseau de la Société Tunisienne de l'Electricité et du Gaz (STEG). Les résultats expérimentaux ont montré les caractéristiques de ces champs dans différentes positions des lignes électriques. Cette étude nous a permis de valider les résultats obtenus avec différentes méthodes : la loi de Biot et Savart, les images et la théorie de Maxwell en tenant compte de l'environnement EM de différents équipements du réseau. Nous avons pu également élaborer les caractéristiques des champs générés par des lignes électriques pour différentes configurations et d'observer le degré de perturbation produit par ces lignes électriques dans un environnement EM précis.

Les résultats théoriques actuels sont limités dans les situations de mesure M1 et M2. Cette limitation est due au fait que nous n'avons pas présenté l'effet de l'équipement associé (centrale électrique, ligne, transformateur..). Pour améliorer cette approche théorique, nous devons prendre en compte la théorie des images près de la ligne électrique et la loi de Biot et Savart pour des situations loin des lignes.

L'étude de ces champs dans diverses situations a montré l'influence de la configuration de la ligne sur la distribution des champs, ce qui nous a permis de planifier les systèmes électriques selon une distance bien définie (50m).

Dans le cas d'une ligne électrique perturbée, les techniques de protection ont montré des limitations dans quelques situations, en particulier sur l'environnement du réseau GSM.

Bibliographie

- [1] A. Chanal, "Présentation et calcul des lignes", *Technique de l'ingénieur, Traité génie électrique*, ISSN 0992-5449.
- [2] R. G. Olsen et P. S. Wong, "Characteristics of low frequency electric and magnetic fields in the vicinity of electric power lines", *IEEE Trans. Power Del.* vol. 7, no. 4, Oct. 1992, pp. 2046–2055.
- [3] "Possible health hazards from exposure to power-frequency electric and magnetic fields—A COMAR technical information statement", *IEEE Eng. Med. Biol.*, vol. 19, No. 1, Jan./Feb. 2000, pp. 131–137.
- [4] "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)", in *Health Phys., Int. Commission on Non Ionizing Radiation Protection*, vol. 74, 1998, pp. 495–523.
- [5] W. H. Bailey, S. H. Su, T. D. Bracken, et R. Kavet, "Summary and evaluation of guidelines for occupational exposure to power frequency electric and magnetic fields", *Health Phys.*, vol. 73, 1998, pp. 433–453.
- [6] E. Salinas, "Magnetic field management at the transmission and distribution stages", in *Proc. 5th Int. Power Engineering Conf., Singapore*, 2001, pp. 325–330.
- [7] D. Tsanakas, G. Filippopoulos, J. Voyazakis, et G. Kouvarakis, "Compact and optimum phase conductor arrangement for the reduction of electric and magnetic fields", in *Proc. CIGRE Symposium. Report 36-103*, Paris, France, 2000.
- [8] P. Pettersson, "Principles in transmission line magnetic field reduction", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 11, no. 3, Jul. 1996, pp. 1587–1593.
- [9] C. Garrido, A. F. Otero, et J. Cidrás, "Low-Frequency Magnetic Fields From Electrical Appliances and Power Lines", *IEEE Trans. Power Del.* Vol.18, N°. 4, october 2003, pp. 1310 – 1319.
- [10] R. G. Olsen, D. Deno, et R. S. Baishiki, "Magnetic fields from electric power lines— theory and comparison to measurements", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 3, N°. 4, Oct. 1988, pp. 2127–2136.
- [11] R. G. Olsen et T. A. Pankaskie, "On the exact, Carson and image theories for wires at or above the earth's interface", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-102, N°. 4, Apr. 1983, pp. 769–778.
- [12] A.A. Dahab, F. K. Amoura et W. S. Abu-Elhaiga, "Comparison of magnetic field distribution of noncompact and compact parallel transmission-line configurations", *IEEE Trans. Power Deliv.* 20 (3) (2005), pp. 2114–2118.
- [13] F. P. Dawalibi, "Computation of electromagnetic fields produced by electric power lines and residential electrical wiring", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 8, July 1993, pp. 1285–1294.
- [14] P. S. Maruvada, A. Turgeon, D. L. Guolet, et C. U. Cardinal, "A statistical model to evaluate the influence of proximity to transmissions lines on residential magnetic fields", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 13, Oct. 1998, pp. 1322–1327.
- [15] P. S. Maruvada, A. Turgeon, D. L. Guolet, et C. U. Cardinal, "An experimental study of residential magnetic fields in the vicinity of transmission lines", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 13, Oct. 1998, pp. 1328–1334.
- [16] M. Misakian, "ELF Electric and Magnetic Field Measurement Methods ", *U.S. Government work not protected by U.S. copyright*, pp. 150-155.
- [17] A. S. Farag, M. M. Dawoud, T. C. Cheng, et J. S. Cheng, "Occupational exposure assessment for power frequency electromagnetic fields", *Elect. Power Syst. Res.*, Vol. 48, 1999, pp. 151–175.

- [18] W. E. Feero, J. Yontz, et J. H. Dunlap, "Magnetic fields remote from substations", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 4, no. 3, pp. 1862–1868, Jul.1989.
- [19] W. K. Daily et F. Dawalibi, "Measurements and calculations of electromagnetic fields in electric power substations", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 9, N°. 1, Jan. 1994, pp. 324–333.
- [20] A. S. Safigianni, et C. G. Tsompanidou, "Measurements of Electric and Magnetic Fields Due to the Operation of Indoor Power Distribution Substations", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 20, N°. 3, July 2005, pp. 1800-1805.
- [21] B. Jaekel, "Low frequency magnetic fields near energized components of power stations", in *Proc. Int. Wroclaw Symp. Electromagnetic Compatibility*, Wroclaw, Poland, 1998, pp. 133–137.
- [22] W. T. Kaune et L. E. Zaffanella, "Analysis of magnetic fields produced far from electric power lines", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 7, N°. 4, Oct. 1992, pp. 2082–2091.
- [23] A. Hussein, A. Noor Azlinda, Jambak et M.I. Tumiran, "Characteristic of Electric and Magnetic Field in the Vicinity of Quadruple Electric Power Line", *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, Tsinghua University, Beijing, China, August 25-29, 2005, pp.1-5.
- [24] J. J. Laforest (Ed.), "Transmission line reference Book 345 kV and above", *Palo Alto: EPRI, 2nd edition*, 1982.
- [25] G. Filippopoulos et D. Tsanakas, "Analytical Calculation of the Magnetic Field Produced by Electric Power Lines", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 20, N°. 2, April, 2005, pp. 1474-1482.
- [26] N. H. Malik, "A Review of the charge simulation method and its applications", *IEEE Trans. Electrical Insulation*, Vol 24, N° 1, 1989, pp. 3-20.
- [27] M. Aguet et M. Ianoz, "Haute tension", *Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique*, Editions Dunod, 1987
- [28] "Cordination de l'isolement", *Pub.CEI 60071-1*, Geneve, 1976.
- [29] M. Aguet et J.J. Morf, "Energie électrique", *Traite d'électricité, Edition Dundod* Lausanne, 1987.
- [30] A. Mauduit, "Installation électrique à haute tension et basse tension", *Edition Dunod*, Tome 2, paris 1959.
- [31] L. Bergeron, "Du coup de béliet en hydraulique au coups de foudre en électricité", *Edition Dunod*, 1929.
- [32] R. Wierda, "Flicker ou scintillement des sources lumineuses" *Cahier technique de Merlin Gerin* N° 176.
- [33] R. Calvas, "Les perturbations électriques en basse tension" *Cahier technique de Schneider* N°141.

Chapitre 4

L'effet des lignes électriques sur les circuits de télécommunications mobiles

1. Introduction

Différentes techniques peuvent être utilisées pour étudier les problèmes de la compatibilité électromagnétique des circuits de télécommunication mobile avec l'environnement EM des lignes électriques. Nous présentons dans ce chapitre, les modélisations analytiques et numériques de ces circuits avec les systèmes des lignes de transmission de multiconducteurs situées dans un environnement EM bruité. L'effet de cet environnement électromagnétique sur les caractéristiques de ces circuits est systématiquement explicité en régime permanent ayant une fréquence fixe et en régime transitoire fonctionnant à une fréquence large bande.

Dans ce contexte, nous proposons un modèle pour trouver la corrélation entre ces deux entités, et pour étudier l'effet électrostatique et magnétostatique du réseau électrique sur les circuits de télécommunication mobile et d'en développer les principales caractéristiques dans une première section.

Ensuite, les problèmes de couplage entre les lignes électriques en régime transitoire et les circuits de télécommunication sont traités en utilisant la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse (NILT).

Enfin, le dernier volet détaille les solutions visant à limiter la pollution électromagnétique dans cet environnement pour optimiser le réseau de la téléphonie mobile en présence de bruit EM.

2. L'effet des lignes électriques sur les circuits MTL en régime permanent

Il est possible que les lignes électriques causent une perturbation des circuits de télécommunication. Ce phénomène est dû à l'induction électromagnétique et l'influence électrostatique lorsque le réseau électrique fonctionne en régime permanent [1].

2.1. Effet électromagnétique

Soit un ensemble de circuits $C_1, C_2, \dots, C_i, \dots, C_n$ parcourus par des courants d'intensité $I_1, I_2, \dots, I_i, \dots, I_n$ comme le montre la Figure 1.

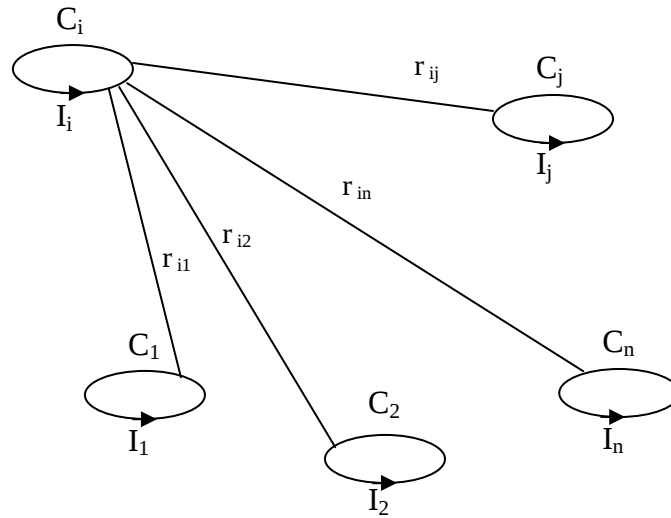


Figure 1. Influence électromagnétique de différents circuits

D'après la loi de Biot et Savart, le champ B est proportionnel à I donc le flux ϕ est proportionnel aussi à I . Le flux ϕ_i du champ magnétique total traversant le circuit C_i peut être écrit en fonction de l'inductance propre du circuit C_i et des inductances mutuelles entre le circuit C_i et les autres circuits C_j ,

$$\phi_i = L_{ii} I_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n L_{ij} I_j \quad (1)$$

où L_{ii} et L_{ij} représentent respectivement la “self inductance” du circuit i et la “mutuelle inductance” des circuits i et j . Le flux $L_{ii} I_i$ étant le flux propre dû au champ propre B_i créé par le courant I_i à travers le circuit C_i lui-même, les flux $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n L_{ij} I_j$, où I_j est dû aux champs

magnétiques B_j créés par les courants I_j , sont les flux d'induction mutuelle.

Pour l'ensemble des circuits nous pouvons écrire l'équation (1) sous la forme matricielle :

$$[\phi_i] = [L_{ii}] [I_i] + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [L_{ij}] [I_j] \quad (2)$$

Les éléments diagonaux de la matrice L sont les inductances propres des circuits, les autres éléments sont appelés inductances mutuelles entre les circuits.

D'après l'équation (2), on remarque bien que si les courants varient au cours du temps, on aura bien une variation du flux et cette variation va engendrer une création d'une force électromotrice f.e.m induite dans les différents circuits d'après la loi de Faraday.

Dans notre cas, nous considérons une ligne électrique triphasée fonctionnant en régime permanent et un circuit de télécommunication modélisé par une ligne de transmission constituée de deux conducteurs S et T. Les diverses distances étant identifiées sur la Figure 2 pour étudier la corrélation entre ces deux systèmes; on désigne par $r_{S,Ci}$ et $r_{T,Ci}$ les distances de chaque circuit C_i ($i=1$ à 3) de la ligne électrique aux conducteurs S et T et par r ($r = 26\text{mm}$) le rayon de chaque conducteur de la ligne électrique.

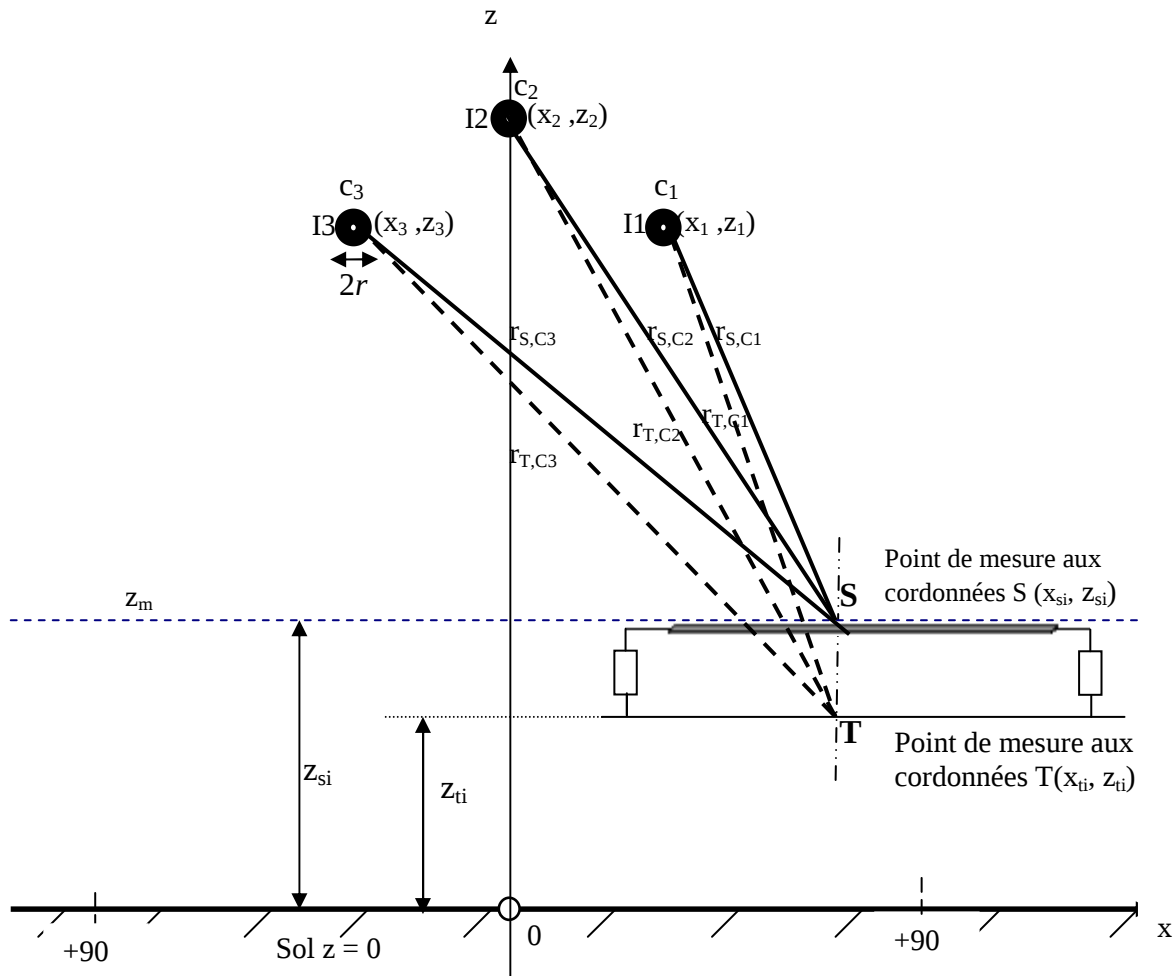


Figure 2. Modèle d'une ligne de transmission au voisinage d'une ligne électrique HT

On considère la boucle formée d'un conducteur C_i (de la ligne électrique) et du conducteur S (circuit de télécommunication); la self-inductance de ce système est donnée par la moitié de celle d'une paire de conducteurs parallèles puisque seulement le conducteur C_i contribue à la force électromotrice induite dans S . On note cette self-inductance par L_{S,C_i} ($i=1:3$). Dans le cas pratique, lorsque la distance r_{S,C_i} entre le conducteur C_i et le conducteur S est beaucoup plus grande que r , on trouve les expressions suivantes:

$$L_{S,C_i} = 2 \times 10^{-4} \times \log\left(\frac{r_{S,C_i}}{r}\right) \text{ henrys / km} \quad (3a)$$

$$L_{T,C_i} = 2 \times 10^{-4} \times \log\left(\frac{r_{T,C_i}}{r}\right) \text{ henrys / km} \quad (3b)$$

Par conséquent, la mutuelle inductance entre le conducteur C_i et la boucle ST est donnée par,

$$M_{C_i} = L_{T,C_i} - L_{S,C_i} \quad (4a)$$

$$M_{C_i} = 2 \times 10^{-4} \times \log\left(\frac{r_{T,C_i}}{r_{S,C_i}}\right) \text{ henrys / km} \quad (4b)$$

Ces mutuelles inductances M_{C_i} résultent des flux produits par les courants qui, dans le cas d'un système électrique triphasé normal, ont un déphasage mutuel de 120° : les trois flux ont la même relation de phase. Par conséquent, la mutuelle inductance résultante M est la somme des trois mutuelles inductances de chaque phase,

$$M = \sum_{i=1}^3 M_{C_i} \quad (5)$$

La force électromotrice 'f.e.m' induite dans la boucle ST est alors donnée par,

$$E_m = 2\pi f \sum_{i=1}^3 M_{C_i} \bar{I}_i \quad (6)$$

où I_i est l'intensité de courant efficace le long de la $i^{\text{ème}}$ ligne électrique.

Puisque M est la somme des mutuelles inductances M_{C_i} , il y aurait une annulation partielle des tensions induites dues au courant électrique. Cette annulation est presque complète dans le cas d'un système électrique triphasé équilibré avec des conducteurs symétriquement espacés. Dans tous les cas, plus la distance entre le circuit de télécommunication et la ligne électrique est grande, plus cette annulation est effective.

2.2. Effet électrostatique

Soit un ensemble de conducteurs $C_1, C_2, \dots, C_i, \dots, C_n$, dont chacun est caractérisé par une charge et un potentiel $(Q_1, V_1), (Q_2, V_2), \dots, (Q_i, V_i), \dots, (Q_n, V_n)$ représenté en figure 3.

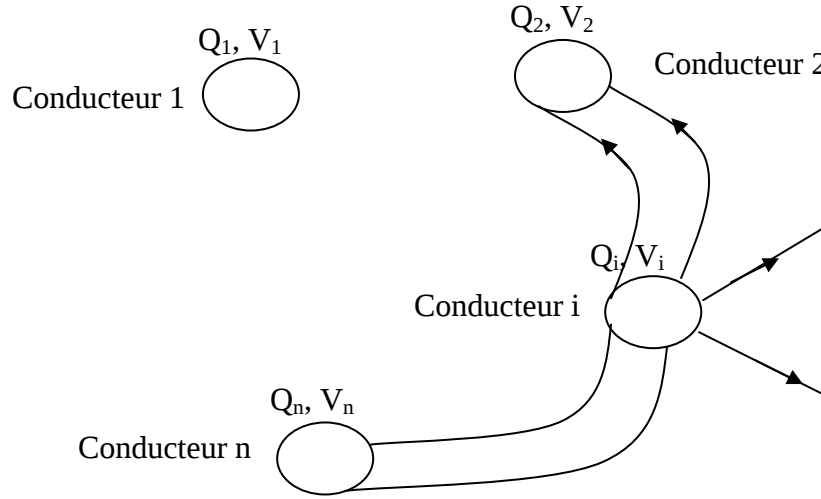


Figure 3. Influence électrostatique de différents conducteurs

Les interaction entre les différents conducteurs s'interprètent en terme des coefficients de capacité des conducteurs propres (C_{ii}) et les coefficients d'influence entre les conducteurs (C_{ij}), la charge électrostatique totale du $i^{\text{ème}}$ conducteur est égale à,

$$Q_i = C_{ii} V_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_{ij} V_j \quad (7)$$

La charge $C_{ii} V_i$ étant la charge propre dûe au champ propre E_i créé par V_i à travers le conducteur C_i lui-même, les charges $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_{ij} V_j$; (V_j étant dû aux champs électriques E_j) créés par les tensions V_j , sont les charge d'influence.

En considérant un conducteur C_i ($i = 1, 2, 3$) parallèle à un plan infini, la distribution du potentiel entre le conducteur C_i et ce plan est exactement identique à celle entre son image et ce plan (Figure 4).

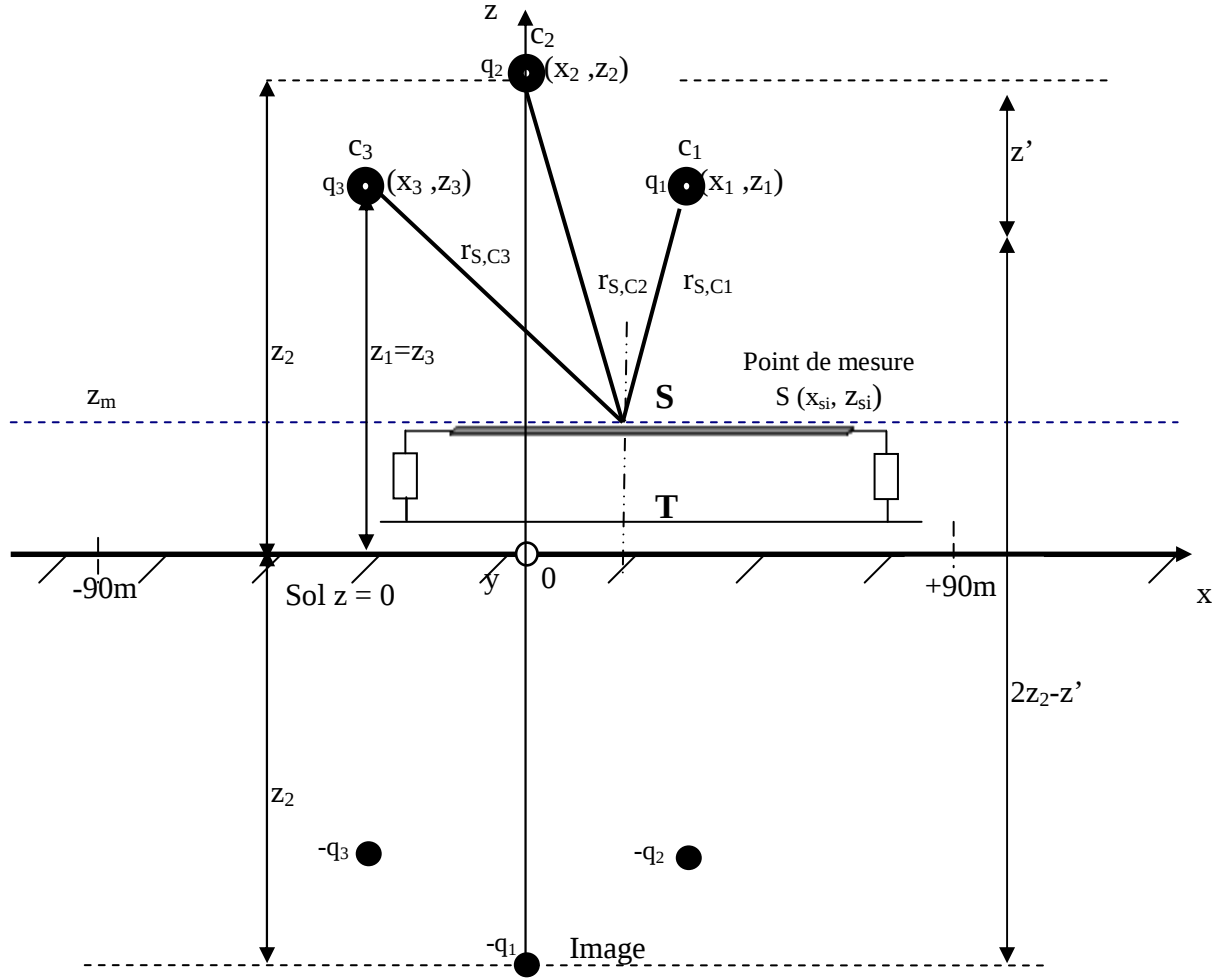


Figure 4. Modèle d'une ligne de transmission au voisinage d'une ligne électrique et son image

Par conséquent, si C_2 porte une charge q (Coulomb/mètre), le potentiel de C_2 par rapport au plan infini (la terre dans le cas pratique) prend l'expression:

$$V_{C_2} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int_r^{Z_2} \left\{ \frac{q}{z'} + \frac{q}{2Z_2 - z'} \right\} dz' \quad (8a)$$

$$V_{C_2} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} q \log_e \left(\frac{2Z_2 - r}{r} \right) \quad (8b)$$

Le potentiel du conducteur S au-dessus de la terre due au conducteur C_2 est donné par une expression similaire, sauf que les limites de l'intégration sont maintenant le rayon r_{S,C_i} et la hauteur Z_i . Par conséquent, si l'on note V_{S,C_i} le potentiel de S dû à C_i , on a :

$$V_{S,C_i} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int_{r_{S,C_i}}^{Z_i} \left\{ \frac{q}{z'} + \frac{q}{2Z_i - z'} \right\} dz' \quad (9a)$$

$$V_{S,C_i} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} q \log_e \left(\frac{2z_i - r_{S,C_i}}{r_{S,C_i}} \right) \quad (9b)$$

D'après l'équation (8b) on a,

$$V_{S,C_i} = V_{C_i} \left\{ \frac{\log_e \left(\frac{2z_i - r_{S,C_i}}{r_{S,C_i}} \right)}{\log_e \left(\frac{2z_i - r}{r} \right)} \right\} \quad (9c)$$

Le potentiel de S par rapport à la terre dû à tous les conducteurs C_i s'écrit :

$$V_S = \sum_{i=1}^3 V_{S,C_i} \quad (10a)$$

De même pour le potentiel du conducteur T , on obtient,

$$V_T = \sum_{i=1}^3 V_{T,C_i} \quad (10b)$$

2.3. Application

Soit une ligne électrique triphasée 150 kV, de courant 196 ampères, de puissance 45 MW, de fréquence 50 Hz et de longueur 83 kilomètres, le facteur de puissance étant 0,9 et les conducteurs de la ligne électrique ayant des rayons de 26 millimètres disposés comme le montre la Figure 5.

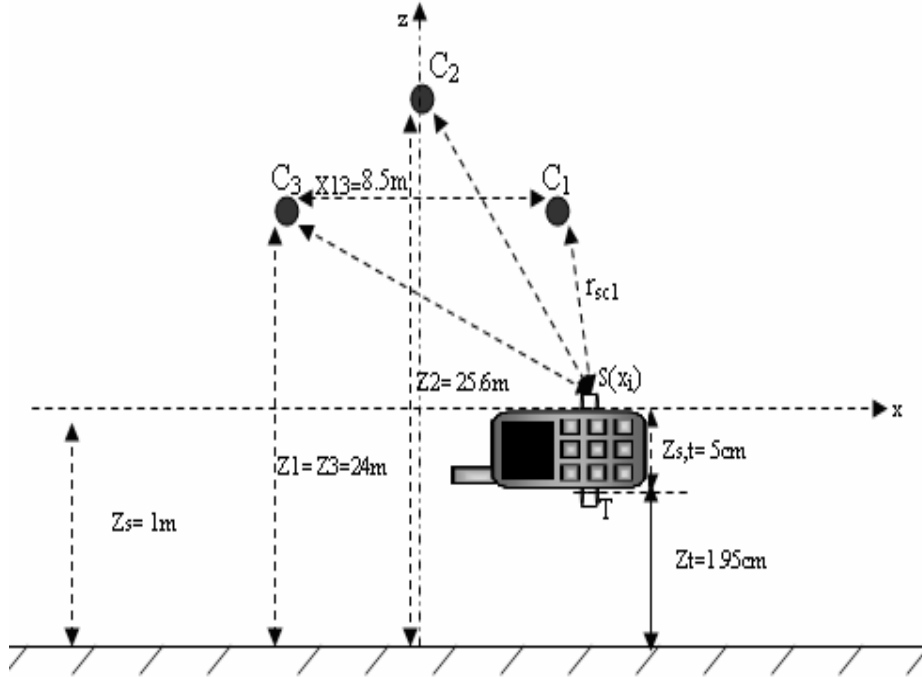


Figure 5. Exemple simplifié d'un circuit PCB au voisinage d'une ligne électrique 150kV

Les Figures 6 et 7 présentent respectivement l'effet électromagnétique en terme de f.e.m. induite sur un circuit de télécommunication et l'effet électrostatique en terme de potentiel électrique induit sur ce circuit.

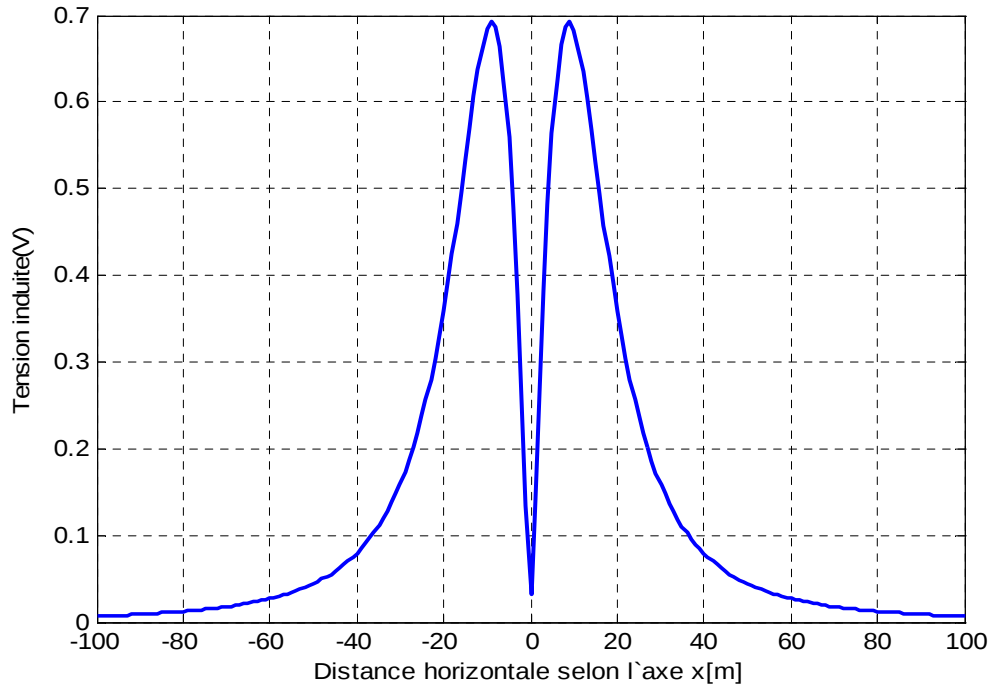


Figure 6. Effet électromagnétique d'une ligne électrique sur un circuit PCB

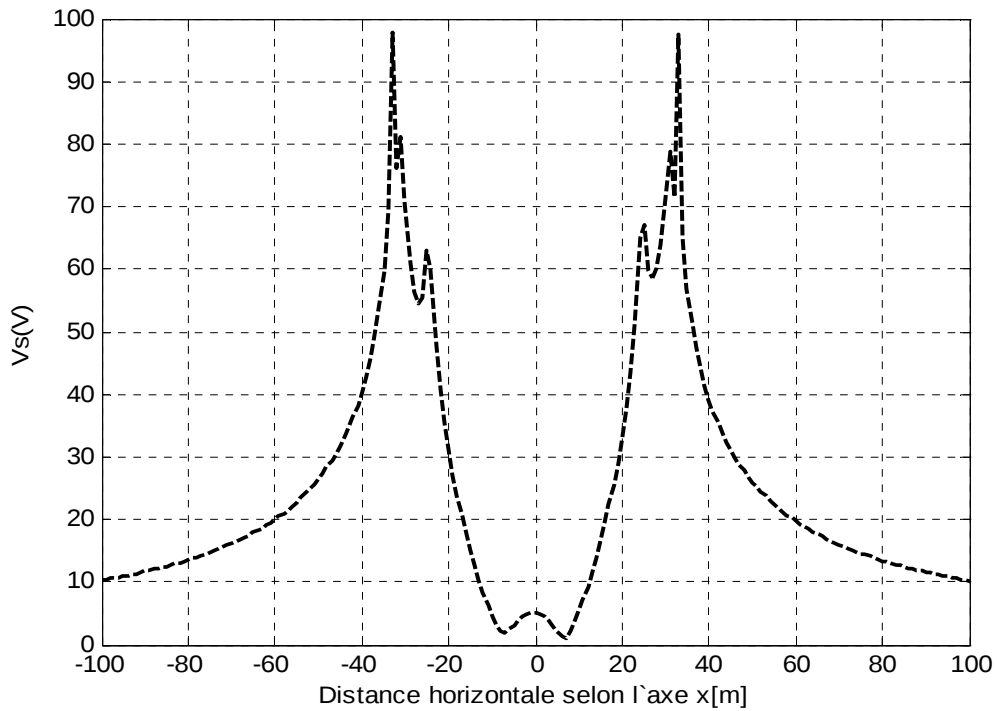


Figure 7. Effet électrostatique d'une ligne électrique sur un circuit PCB

La figure 6, présente la variation de la tension induite en fonction de la distance pour une ligne électrique 150kV sur le circuit de télécommunication. En effet, la valeur maximale de cette tension induite est de 0.7V autour de l'intervalle [0-20m], par contre la valeur de la tension d'alimentation de l'appareil téléphonique mobile est égale à 3.7V.

La résultante est de $4.4V > 3.7V$ ce qui perturbe le fonctionnement du portable ou dans le cas échéant endommage le circuit électronique du portable.

Dans la Figure 7, la variation de l'effet électrostatique en fonction de la distance est plus importante; en effet lorsqu'on se rapproche du pylône de la ligne électrique, on constate que cet effet diminue, et lorsqu'on s'en éloigne, le potentiel électrostatique atteint une valeur maximale au point $x=30m$, puis décroît. L'absence de la charge électrostatique dans le premier cas, juste au dessous du pylône, peut être expliquée par le phénomène de la cage de Faraday. Ce phénomène fait que le champ électrostatique est nul à l'intérieur d'un conducteur creux ou d'une cavité intérieure à un conducteur.

Dans le cas d'un pylône intégré dans le réseau STEG, il s'agit d'une cage en métal, lorsqu'elle reçoit une décharge électrique, elle la propage le long des différentes tiges et la transmet directement vers le sol. L'espace se trouvant à l'intérieur (au dessous du pylône) est donc totalement protégé de tout foudroiement, et ne sera pas soumis à l'influence d'une source d'électricité placée à l'extérieur de l'enceinte, qui joue le rôle d'un écran de "blindage".

Les ondes GSM comme toutes les ondes électromagnétiques sont, comme leur nom l'indique, "l'association" d'un vecteur champ électrique et d'un vecteur champ magnétique. Si l'un des deux est nul, à cause du phénomène de la cage de Faraday l'autre disparaît, l'onde ne se propage plus à l'intérieur d'un pylône de la ligne électrique.

La valeur maximale du potentiel sur l'intervalle [20- 40 m] peut être expliquée par la présence des charges électriques accumulées. Elle est basée sur le principe de la répulsion des charges identiques. Par exemple, les extrémités libres des deux rubans, chargés de manières identiques, se repoussent proportionnellement à leurs charges. Suivant l'angle formé par les deux rubans on peut en déduire l'amplitude de la charge électrique.

3. L'effet des lignes électriques sur les circuits MTL en régime transitoire

Nous nous sommes intéressés dans cette étude aux effets des lignes électriques sur les circuits hautes fréquences (HF), utilisés dans les systèmes de télécommunication mobile. Ces effets se manifestent en régime transitoire dans les lignes électriques et sont dus à une coupure brusque de ces lignes.

On étudie le problème de couplage électromagnétique entre un système électrique perturbateur et un autre système de télécommunication récepteur. On considère un système MTL sans perte exposé à un champ incident qui peut être porté par une onde EM. Deux points principaux sont traités; le premier concerne le circuit équivalent optimal prenant en compte les différents concepts physiques basés sur la théorie des lignes de transmissions et le deuxième porte sur le choix et l'exécution de la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse (NILT) qui présente des résultats efficaces avec une durée de calcul très courte. Les circuits RF du réseau mobile peuvent être considérés comme une carte électronique PCB récepteur, infecté par une source de perturbation (Figure 8) fonctionnant à une fréquence large bande. En effet, cette onde peut influencer la bande de fréquence du réseau de la téléphonie mobile GSM.

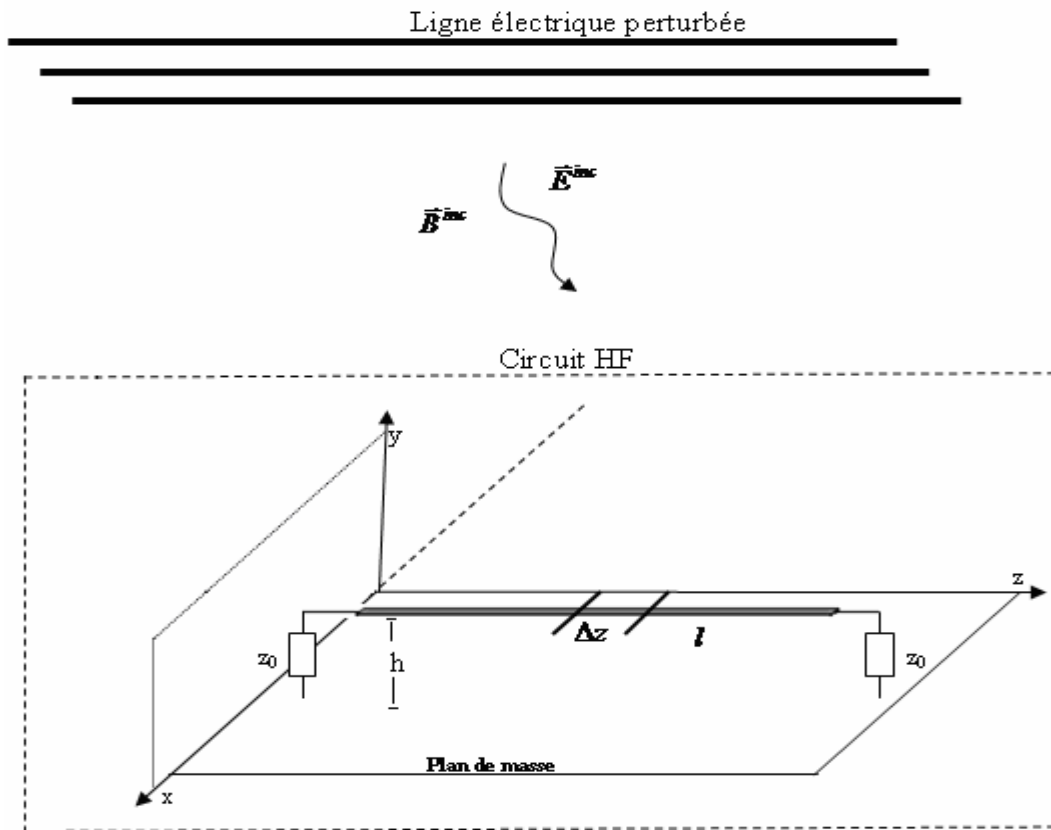


Figure 8. Ligne de transmission excitée par une source de perturbation externe

La résolution de ce problème est basée sur l'effet de la superposition des sources de chaque tension et de courant distribuées dans ce circuit, en utilisant la méthode numérique NILT afin de trouver l'amplitude de couplage à l'extrémité proche et lointaine. Des formulations

théoriques du problème sont présentées, le procédé de simulation et les résultats numériques sont donnés par la suite.

3.1. Formulation d'une ligne de transmission excitée par une onde EM incidente

La ligne de transmission considérée est le meilleur modèle pour les configurations des circuits micro-ondes et l'interaction de ce circuit avec les ondes électromagnétiques exige habituellement des analyses pour les sources de courant et de tension distribuées et induites le long des lignes [2-26].

Les équations utilisées dans le domaine fréquentiel pour analyser les effets de couplage dans un circuit HF avec deux conducteurs, sont développées comme un système d'équations partielles couplées [27,28]. Le vecteur tension et le vecteur courant au long de la ligne sont représentés respectivement par les termes $\tilde{U}(z,t)$ et $\tilde{I}(z,t)$ ayant une dimension N.

$$\frac{d\tilde{U}(z,s)}{dz} + Z(z,s)\tilde{I}(z,s) = \tilde{U}_F(z,s) \quad (11a)$$

$$\frac{d\tilde{I}(z,s)}{dz} + Y(z,s)\tilde{U}(z,s) = \tilde{I}_F(z,s) \quad (11b)$$

où Z et Y représentent respectivement les matrices d'impédance et d'inductance par unité de longueur ; $\tilde{U}(z,t)$ et $\tilde{I}(z,t)$ représentent respectivement les transformées de Laplace du vecteur tension $u(z,t)$ et du vecteur courant $i(z,t)$; s représente la variable complexe de la transformée de Laplace; $\tilde{U}_F(z,s)$ et $\tilde{I}_F(z,s)$ représentent respectivement la transformée de Laplace de la source distribuée du vecteur tension $u_F(z,t)$ et du vecteur courant $i_F(z,t)$ dûs au couplage électromagnétique de l'onde incidente.

Les sources distribuées sur la ligne de transmission dues au couplage électromagnétique peuvent être réécrites en termes des composantes des champs électriques et magnétiques [annexe1] et puisque ces champs à proximité des lignes électriques en régime transitoire varient sur une durée très courte, les sources $\tilde{U}_F(z,s)$, $\tilde{I}_F(z,s)$ peuvent être exprimées en utilisant la loi de Maxwell-Faraday [29] :

$$\tilde{U}_F(z,s) = s \int_0^h B_x(y,z) dy + E_z(0,z) \quad (12a)$$

$$\tilde{I}_F(z,s) = -Y(z) \int_0^h E_y(y,z) dy \quad (12b)$$

avec h est la hauteur du conducteur, E_y et B_x sont respectivement les composantes verticales du champ électrique et transversales du champ magnétique au niveau du conducteur dans le domaine de Laplace. L'équation (11) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dy} \begin{bmatrix} \tilde{U}(z,s) \\ \tilde{I}(z,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & sL \\ sC & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{U}(z,s) \\ \tilde{I}(z,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(z,s) \\ \tilde{I}_F(z,s) \end{bmatrix} \quad (13)$$

où nous avons pris, $\tilde{T}(z,s) = \begin{bmatrix} \tilde{U}(z,s) \\ \tilde{I}(z,s) \end{bmatrix}$, $Q(s) = \begin{bmatrix} 0 & sL \\ sC & 0 \end{bmatrix}$ et $\tilde{T}_F(z,s) = \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(z,s) \\ \tilde{I}_F(z,s) \end{bmatrix}$.

L'équation (13) devient,

$$\frac{d}{dy} \tilde{T}(z,s) + Q(s) \tilde{T}(z,s) = \tilde{T}_F(z,s) \quad (14)$$

Pour une section Δz la solution de l'équation (14) est donnée en terme de la matrice $\Phi(\Delta z, s)$ par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}(z + \Delta z, s) \\ \tilde{I}(z + \Delta z, s) \end{bmatrix} = \Phi(\Delta z, s) \begin{bmatrix} \tilde{U}(z, s) \\ \tilde{I}(z, s) \end{bmatrix} + \int_z^{z+\Delta z} \Phi(z - \tau, s) \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(\tau, s) \\ \tilde{I}_F(\tau, s) \end{bmatrix} d\tau \quad (15)$$

avec

$$\Phi(\Delta x, s) = \begin{bmatrix} \cosh(\psi \Delta x) & -Y_0^{-1} \sinh(\psi \Delta x) \\ -Y_0 \sinh(\psi \Delta x) & \cosh(\psi \Delta x) \end{bmatrix} \quad (16)$$

où ψ est la matrice de propagation à phase constante de la section Δz de la ligne, définie par

$$\psi = M \sqrt{\lambda} M^{-1} \quad (17)$$

M et λ présentent, respectivement, la valeur et le vecteur propre du produit matriciel $Z(z,s).Y(z,s)$. La matrice admittance Y_0 de la section Δz de la ligne est exprimée par,

$$Y_0 = Z(z,s)^{-1} \Psi \quad (18)$$

L'équation (15) relie les tensions et les courants à l'une des extrémités du segment de la ligne avec les mêmes variables sur l'autre extrémité. On considère la même direction du courant dans les deux extrémités. Si le segment est électriquement très petit, l'intégrale (15) peut être exprimée :

$$\int_z^{z+\Delta z} \Phi(z - \tau, s) \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(\tau, s) \\ \tilde{I}_F(\tau, s) \end{bmatrix} d\tau \approx \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(z, s) \Delta z \\ \tilde{I}_F(z, s) \Delta z \end{bmatrix} \quad (19)$$

Dans les équations (15) et (19), la ligne peut être constituée par M segments électriques de longueur Δz . Une représentation équivalente peut être obtenue en incluant les sources définies dans (12) entre chacun de ces segments et en appliquant les conditions aux limites en $z=0$, $z=l$, avec l la longueur totale de la ligne.

Cette représentation est obtenue en additionnant les vecteurs des sources distribuées à chaque étape de la connexion en cascade de la chaîne des matrices, soit alors :

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}(l, s) \\ \tilde{I}(l, s) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^M \Phi^{(M+1-i)} \begin{bmatrix} \tilde{U}(0, s) \\ \tilde{I}(0, s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{U}_{FT}(l, s) \\ \tilde{I}_{FT}(l, s) \end{bmatrix} \quad (20)$$

avec,

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_{FT}(l, s) \\ \tilde{I}_{FT}(l, s) \end{bmatrix} = \int_0^l \Phi(l-z, s) \begin{bmatrix} \tilde{U}_F(z, s) \\ \tilde{I}_F(z, s) \end{bmatrix} dz \quad (21)$$

La résolution numérique de l'équation (20) n'est pas facile à estimer, parce que les sources de tension et de courant distribuées sont présentées par la fonction matrice exponentielle. Gurpreet [30] a étudié l'effet de couplage lointain d'une onde EM sur des lignes de transmission de multiconducteurs et a proposé un modèle équivalent qui est constitué principalement par des sources distribuées de tension et de courant équivalentes, dues au couplage électromagnétique

Après calcul, la solution de l'équation (20) s'écrit ainsi :

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}(l, s) \\ \tilde{I}(l, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{12} \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{U}(0, s) \\ \tilde{I}(0, s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{U}_{FT}(l, s) \\ \tilde{I}_{FT}(l, s) \end{bmatrix} \quad (22)$$

Ce modèle peut être efficace pour analyser le couplage électromagnétique entre un système électrique en régime transitoire et un autre système de télécommunication sensible. Afin d'évaluer efficacement l'analyse numérique, nous proposons dans la prochaine section une méthode numérique utilisant la transformation de Laplace inverse qui prend en compte les différentes tensions et courants incidents distribués.

3.2. Application d'un circuit PCB excité par une onde EM incidente

Afin d'avoir une estimation précise de l'effet de l'environnement électromagnétique des lignes électriques en régime transitoire sur les lignes de transmission HF, particulièrement quand la longueur de la ligne est semblable à la longueur d'onde du signal considéré, une méthode numérique linéaire est présentée et mise en application sous l'environnement Matlab. Cette méthode est basée sur la transformation de Laplace inverse (NILT) et peut être considérée comme une méthode numérique efficace dans le domaine temporel [31,32].

La méthode NILT, annoncée dans le chapitre 2, permet d'analyser et de déterminer à un point quelconque du système MTL le courant et la tension des différentes lignes de transmission

dans le domaine temporel. Afin d'étudier l'effet des ondes incidentes sur un circuit formé par une ligne de transmission, nous proposons un circuit équivalent ayant des sources de courant et des sources de tension distribuées (Figure 9) et nous employons par la suite, la méthode linéaire NILT .

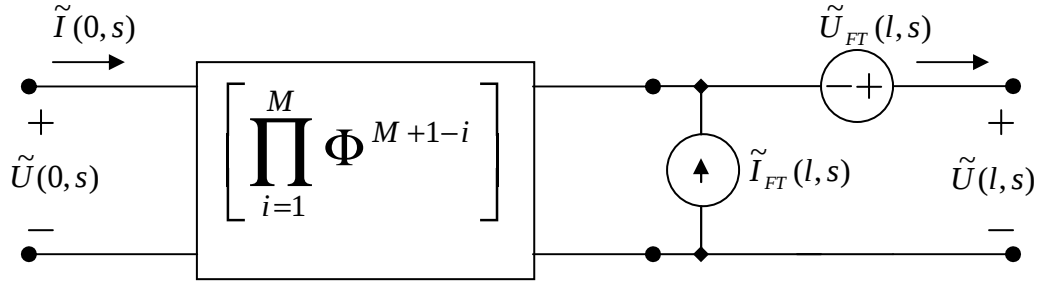


Figure 9. Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par une onde EM incidente

Pour avoir un circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par une onde EM, nous supposons qu'il y a M sources de courants distribuées et M sources de tensions distribuées et chaque source de courant et de tension est placée dans une longueur élémentaire Δz de la ligne de transmission HF; le nombre M augmente avec la fréquence.

Dans notre cas, la fréquence est relativement faible ce qui résultera à un nombre M très réduit. L'effet de ces M sources dans la distribution du courant et de la tension est calculé en utilisant la méthode NILT.

Cette source est engendrée par des lignes électriques en régime transitoire dû à la coupure brusque de ces lignes à cause d'un coup de foudre, par exemple. Le courant parcouru le long de cette ligne et le courant généré par la foudre, produisent une quantité de charges très importante sur l'environnement dans une durée très courte.

Les sources de perturbation distribuées sont présentées en terme de courant incident sur une ligne de transmission [33] et peuvent être exprimée par:

$$i(y,t) = \exp(-\alpha y) i(0,t - y/v) \quad (23)$$

La Figure 10 présente la variation du courant transitoire pour deux lignes électriques HT et MT en fonction du temps.

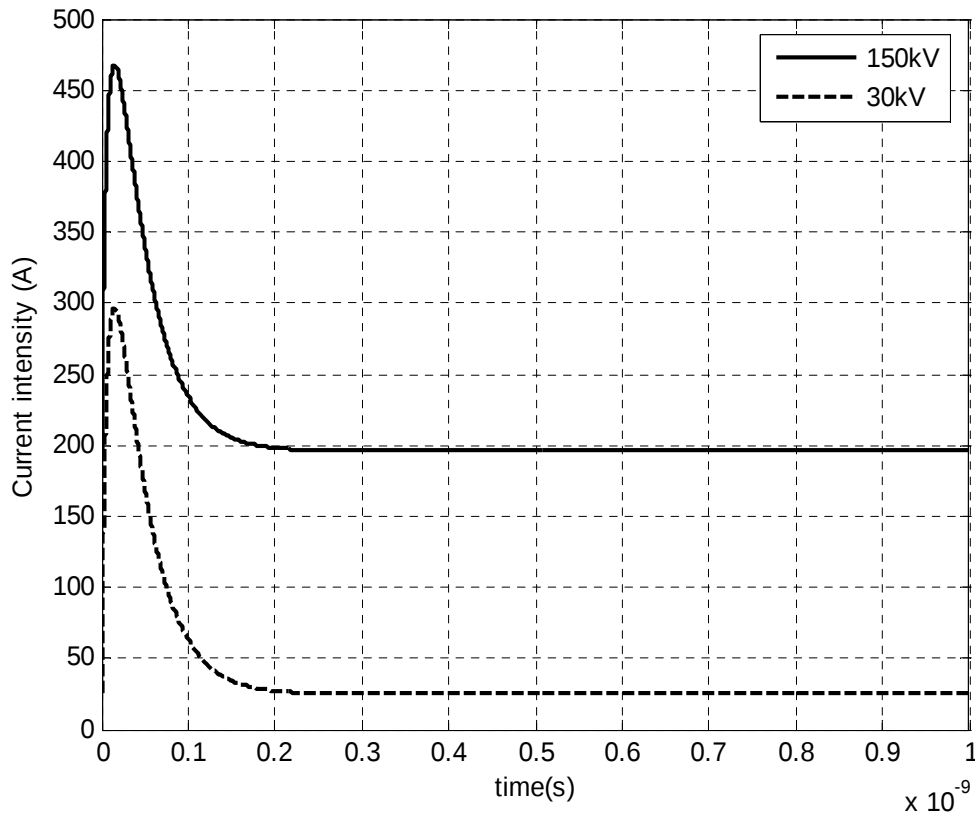


Figure 10. Variations du courant des lignes électriques en régime transitoire

Ce courant transitoire est induit sur les équipements du réseau mobile dans une durée très courte, et l'inverse de cette durée présente une fréquence large bande atteinte jusqu'à la bande de fréquence du réseau GSM, ce qui influe sur les performances de ce réseau. En effet, si le circuit HF fonctionne dans la bande 900 MHz, donc pour une durée transitoire de valeur $\frac{10}{9}ns$, elle affectera le fonctionnement du circuit HF, c'est-à-dire peut perturber les équipements de télécommunication fonctionnant à cette bande de fréquence.

Au début, les résultats de la méthode proposée sont utilisés pour une ligne de transmission simple, le calcul a été fait pour une intensité de champ électrique $E= 1V /m$ et une intensité de champ magnétique $H= 1A/m$, la tension et le courant induits le long de la ligne de transmission HF exposée par ces deux derniers champs sont présentés dans les Figures 11 et 12.

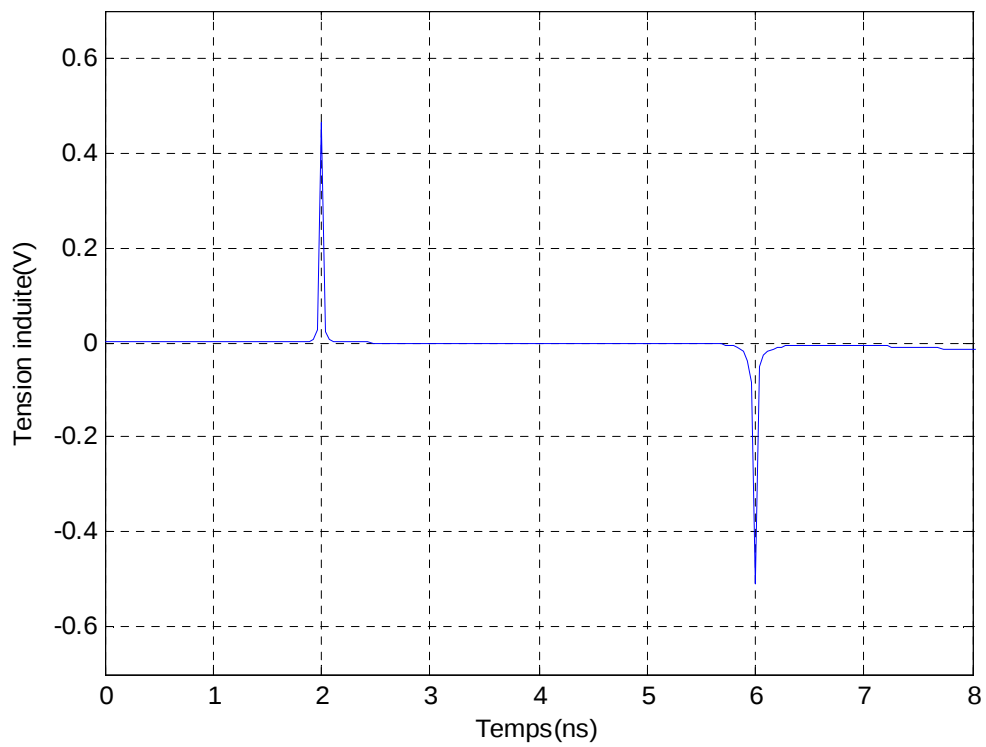


Figure 11. Tension transitoire induite le long d'une ligne de transmission HF
($h = 2\text{mm}$, $\epsilon_r = 2,2$, $l = 14\text{cm}$, $w = 4\text{mm}$)

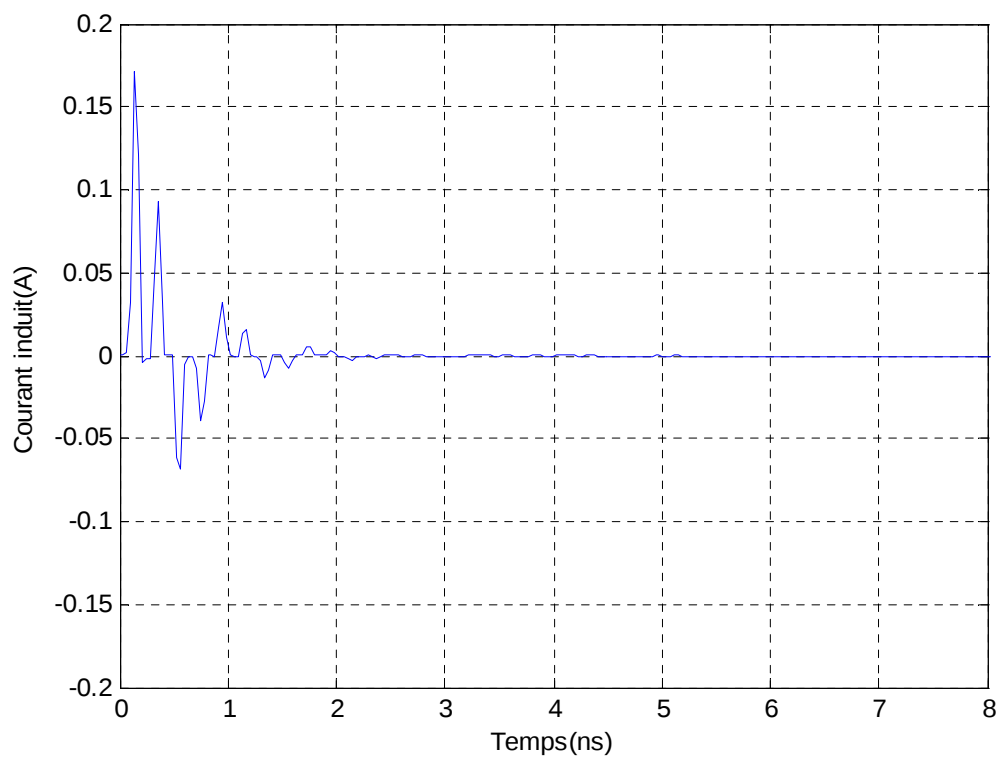


Figure 12. Courant transitoire induit le long d'une ligne de transmission HF
($h = 2\text{mm}$, $\epsilon_r = 2,2$, $l = 14\text{cm}$, $w = 4\text{mm}$)

Dans la Figure 11, nous constatons que la tension induite en fonction du temps le long de la ligne est de forme pulsée ce qui influe sur le fonctionnement des circuits PCB. Ainsi, la Figure 12 présente un courant oscillant d'une manière rapide, surtout au début de la durée transitoire.

Nous pouvons constater que les champs électriques et magnétiques générés par les lignes électriques en régime transitoire influent sur les circuits de télécommunication mobile, ce qui perturbe le fonctionnement du réseau GSM et dégrade la qualité de service de ce réseau.

4. Solutions proposées

Dans la littérature, plusieurs antennes ont été utilisées dans une variété d'applications [34-37], en particulier, pour des applications à haute précision GSM, UMTS et WLAN. D'ailleurs, les antennes multi-bandes sont importantes pour assurer divers services de la téléphonie mobile. La conception de ces antennes a été variée, avec des géométries différentes de sorte qu'il existe beaucoup de solutions, qui peuvent fournir facilement les caractéristiques électriques désirées, mais elles deviennent impraticables aux conditions opérationnelles sur la taille, le poids et la sensibilité aux bruits EM.

La géométrie complexe de ces diverses antennes présente un problème au niveau de la réalisation. Ces antennes exigent des équipements très sophistiqués et un coût plus élevé pour le concepteur et pour leur intégration dans certaines applications telles que la station de base de la téléphonie mobile. Pour cela, nous prenons des antennes larges bandes basées sur la technologie planaire facilement intégrées dans les systèmes de télécommunication.

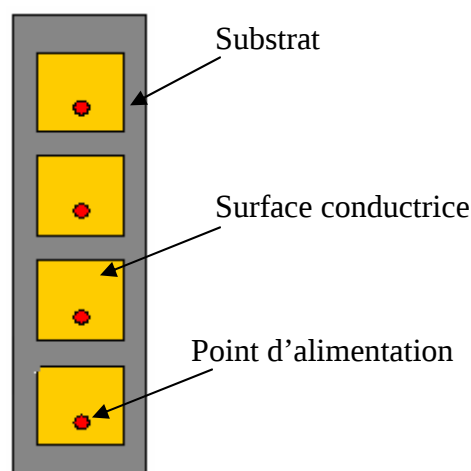


Figure 13. Réseau d'antenne cellulaire basé sur la technologie planaire

Cette technologie illustrée dans la Figure 13, présente une surface conductrice importante, ce qui augmente l'effet de charge quasi-statique sur cette surface lorsque ce système est situé dans un environnement électromagnétique bruité, en particulier au voisinage des lignes électriques. Ce bruit, dû aux fluctuations de charges de ces lignes et aux réseaux déséquilibrés en régime permanent ou transitoire, perturbe le fonctionnement de ces dispositifs et influe sur la couverture de ces antennes proposées.

Pour surmonter les limites de ces antennes imprimées, nous avons conçu une antenne multi et large bande robuste aux bruits de charge quasi-statique. Plusieurs approches sont présentées afin de concevoir une antenne multi bandes telle que le concept de la fente.

4.1. Etude théorique des antennes proposées

Dans la littérature l'analyse des antennes imprimées est basée principalement sur deux méthodes approximatives : le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité résonante [38].

Le modèle de la cavité prend l'antenne rectangulaire comme une cavité résonante fermée avec les murs magnétiques et elle peut prévoir toutes les propriétés de l'antenne avec l'exactitude élevée mais nécessite plus d'effort de calcul que le modèle de la ligne de transmission. Il est considéré en tant que deux surfaces conductrices séparées par un substrat diélectrique avec la constante diélectrique relative ϵ_r , cette cavité devient résonante quand la surface conductrice est excitée par une distribution de densité de courant surfacique J .

Par conséquent, l'analyse de l'élément rayonnant représenté sur la Figure 14 est basée sur la technologie de l'antenne micro-ruban avec la fente rectangulaire. Elle emploie le concept des cavités multi-résonnantes en divisant la géométrie de l'élément de rayonnement dans différentes surfaces et chacune a une distribution de courant surfacique $\vec{J}$ ce qui peut mener à différentes caractéristiques du rayonnement.

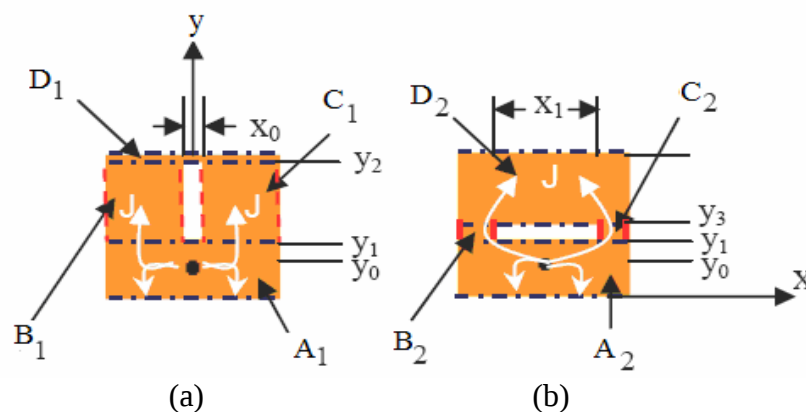


Figure 14. Géométries proposées pour l'antenne a) double bande 1, b) double bande 2

Les surfaces conductrices rayonnantes des antennes 1 et 2 peuvent être divisées en quatre sous-sections (A_1 B_1 C_1 D_1) pour l'antenne 1 et (A_2 B_2 C_2 D_2) pour l'antenne 2; nous notons que les sous-sections B_1 et C_1 ou B_2 et C_2 sont semblable pour la distribution du courant puisqu'elles sont de dimensions identiques.

En conclusion, les éléments proposés du rayonnement (l'antenne 1 et l'antenne 2) peuvent être analysés comme des systèmes avec 4 cavités; la cavité principale avec la dimension L et W , la cavité avec la dimension de B_i (ou C_i), la cavité avec la dimension D_i et la cavité avec la dimension de A_i avec $i=1,2$. Nous notons que les sous-sections D_1 pour l'antenne 1 et B_2 , C_2 pour l'antenne 2 ont des petites dimensions, donc leurs fréquences de résonance sont plus hautes que les bandes de fréquence considérées.

Les dimensions de l'antenne proposée sont de largeur $W=8\text{cm}$ et de longueur $L=8.55\text{cm}$, avec un plan de masse cuivre; une fente conçue avec une longueur égale à $y_2-y_1 = 4\text{cm}$ et une largeur $x_0 = 0.4\text{cm}$ pour l'antenne 1, $y_3-y_1=0.4\text{cm}$ et une largeur $x_1=4\text{cm}$ pour l'antenne 2 et la distance entre la sonde d'alimentation et la fente est $d=y_1-y_0$. Le câble coaxial a été excité par une source RF avec une impédance de $50\ \Omega$ et la bande de fréquence de l'analyse varie entre $50\ \text{Hz}$ et $3.2\ \text{GHz}$. Le matériel du substrat utilisé dans la simulation est le plexy-glass ($\epsilon_r = 2.55$) ayant la hauteur $h = 2.5\ \text{centimètres}$ et l'épaisseur de la pièce rapportée est négligeable.

On assume que le champ électrique est invariable tout au long de la largeur W de la pièce rapportée. L'accès de rayonnement pour une fente simple est donné par :

$$Y_{slot} = G_{slot} + jB_{slot} \quad (24)$$

avec une fente dont la conductibilité est égale à

$$G_{slot} = \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \text{ pour } W < \lambda_0 \quad (25a)$$

et

$$G_{slot} = \frac{W^2}{120\lambda_0^2} \text{ pour } W > \lambda_0 \quad (25b)$$

La susceptance de rayonnement d'une fente simple [38] est donnée par

$$B_{slot} = \frac{2\pi\Delta L\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda_0 Z_0} \quad (26)$$

avec

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{W\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (27)$$

λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre, Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban avec une longueur L et une largeur W .

Les effets du milieu et les champs à chaque extrémité du substrat sont expliqués par le constante diélectrique relative efficace ϵ_{eff} , qui est donnée dans l'équation (28) :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (28)$$

La prolongation du bord ΔL étant la longueur utile égale à :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (29)$$

A partir de la Figure 15, on peut déduire que la longueur électrique efficace du substrat est légèrement plus grande que la longueur réelle L et ceci dû au recouvrement du champ électrique au bord de rayonnement du substrat; donc il est nécessaire d'ajouter deux prolongements du bord $2\Delta L$.

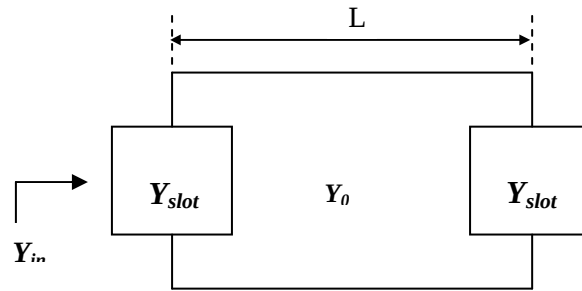


Figure 15. Modèle de circuit équivalent

Pour déterminer l'impédance de l'antenne, nous combinons l'admittance de la fente avec la théorie de la ligne de transmission. Pour n'importe quelle sous-section des antennes proposées, on a deux fentes parallèles séparées par une ligne de transmission avec une longueur indiquée et une admittance caractéristique Y_0 , l'admittance d'entrée au bord de l'antenne rayonnée qui peut être trouvée en ajoutant l'admittance de la fente à l'admittance de la deuxième fente et en la transformant à travers la longueur du substrat en utilisant l'équation de la ligne de transmission donnée par:

$$Y_{in} = Y_{slot} + Y_0 \frac{Y_{slot} + jY_0 \tan \beta(L + 2\Delta L)}{Y_0 + jY_{slot} \tan \beta(L + 2\Delta L)} \quad (30)$$

A la résonance $(L + 2\Delta l = \frac{1}{2} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}})$ la partie imaginaire de (30) disparaît et l'élément de rayonnement se comporte comme deux fentes parallèles ayant une admittance d'entrée égale à deux fois la conductibilité de la fente.

$$(Y_{in} = 2G_{slot}) \quad (31)$$

La fréquence de fonctionnement en termes de dimensions du substrat est:

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}(L + 2\Delta l)} \quad (32)$$

Pour les différentes sous-sections, l'admittance d'entrée est calculée pour la dimension correspondante du bord de rayonnement et pour la position de la fente.

A base des équations théoriques de (24-32), nous pouvons montrer que le coefficient de réflexion S_{11} est donné par l'expression suivante:

$$S_{11} = \frac{Y_{in}Z_0 - 1}{Y_{in}Z_0 + 1} \quad (33)$$

La largeur de la bande de l'antenne considérée est définie par:

$$B(\%) = 100 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_r} \quad (34)$$

où f_{max} et f_{min} sont déterminés pour un niveau spécifique (par exemple à -10dB), la fréquence de résonance des antennes rectangulaires de pièce rapportée est calculée en employant le modèle de la cavité résonnante, ainsi que des équations pour la constante diélectrique efficace et la prolongation de bord. La fréquence de résonance f_{mn} d'une antenne rectangulaire de hauteur h , de largeur W et de longueur L , est comparable à $\lambda_s / 2$, où λ_s est la longueur d'onde du substrat,

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_e}\right)^2 + \left(\frac{n}{W_e}\right)^2} \quad (35)$$

où m et n prennent les valeurs de nombres entiers ($m=1, n=0$ pour le mode le plus dominant), et L_e et W_e sont les dimensions effectives.

La longueur utile L_e et la largeur W_e sont rapprochées comme suit:

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (36)$$

$$W_e \approx W \quad (37)$$

Bien que l'antenne patch possède des géométries simples, les résonateurs micro-ruban sont difficiles à étudier en raison de la non-homogénéité du milieu. Pour cette difficulté, différentes méthodes approchées ont été proposées pour la détermination des caractéristiques radio-électriques des antennes imprimées, en se basant sur la détermination de la distribution des courants surfaciques $\vec{J}$. Parmi ces méthodes, on peut citer la méthode de la ligne de transmission et la méthode de cavité. Ces méthodes prennent en compte au départ la nature de phénomènes physiques, ce qui permet de justifier les approximations de résonance des antennes basées sur la technologie planaire, mais bien que ces méthodes permettent un calcul numérique rapide et une interprétation physique possible, elles ont l'inconvénient d'être approximatives.

Antenne 1		Antenne 2	
Cavité	f_{10}	Cavité	f_{10}
Cavité principale	9.38e+008	principale Cavité	9.38e+008
Sous- Cavité A1	9.58 e+008	Sous- Cavité A2	9.51 e+008
Sous- Cavité B1	1.54e+009	Sous- Cavité B2	2.19 e+009
Sous- Cavité C1	1.54e+009	Sous- Cavité C2	2.19 e+009
Sous- Cavité D1	2.48 e+009	Sous- Cavité D2	9.56 e+008

Tableau 1: Etude paramétrique des variations des fréquences de résonance (f_{10})

Le tableau 1 présente une analyse théorique pour les deux antennes proposées qui sont divisées sur 4 surfaces conductrices et qui sont traitées en tant que cavités secondaires (A₁, B₁, C₁, D₁) pour l'antenne 1 et (A₂, B₂, C₂, D₂) pour l'antenne 2. Toutes les dimensions de l'antenne (L, W) sont considérées comme une cavité principale avec une densité de courant $\vec{J}$ qui résonne à 938 MHz. Dans ce point, on a des cavités multi-structures et nous pouvons expliquer le comportement des fréquences multi-résonantes. En effet, la première fréquence de résonance f_{r_1} est liée à la dimension de la cavité la plus grande (cavité principale) qui couvre la bande GSM; la deuxième fréquence f_{r_2} peut être assemblée de l'approche des cavités secondaires A₁ pour l'antenne 1 et A₂ pour l'antenne 2 et sa valeur est autour de 2 GHz couvrant la bande UMTS. L'existence de la troisième fréquence de résonance peut être expliquée par des cavités secondaires semblables B₁ de C₁ pour l'antenne proposée 1 et de

B₂ , C₂ pour l'antenne proposée 2. Nous notons également que les surfaces conduites D₁ et D₂ pour les deux antennes peuvent être considérées électriquement comme inactives en raison de toute la densité de courant extérieure qui est la somme de deux densités de courant dans les directions opposées $\vec{J} = \vec{J}_1 + \vec{J}_2 = \vec{0}$.

Du point de vue fréquence de résonance, l'antenne conçue fonctionne principalement dans la bande GSM avec un bon choix de la dimension de la fente et la position du point d'alimentation relativement à la fente et nous pouvons donner d'autres possibilités de couvrir d'autres bandes pour les systèmes de télécommunication de la deuxième et de la troisième génération.

Pour valider les résultats théoriques, nous avons fait la simulation avec le logiciel (ADS) dans la bande de fréquence qui varie entre 50MHz et 3,2GHz. Les paramètres théoriques S₁₁, sont montrés sur la Figure 13 pour les deux antennes proposées 1 et 2.

Les analyses des résultats du coefficient de réflexion simulé par l'ADS pour les deux antennes proposées, prouvent que, d'une part, que l'antenne 1 ayant trois fréquences de résonance (f_{r1} , f_{r2} et f_{r3}); et pour les différentes distances, la fréquence f_{r1} est presque la même, mais les autres fréquences f_{r2} et f_{r3} se changent en fonction de la distance d. D'autre part, ils prouvent également que la deuxième antenne a deux fréquences de résonance (f_{r1} , f_{r2}), et nous pouvons noter ainsi que la largeur de la bande passante et la fréquence de résonance dépend de la position de la fente.

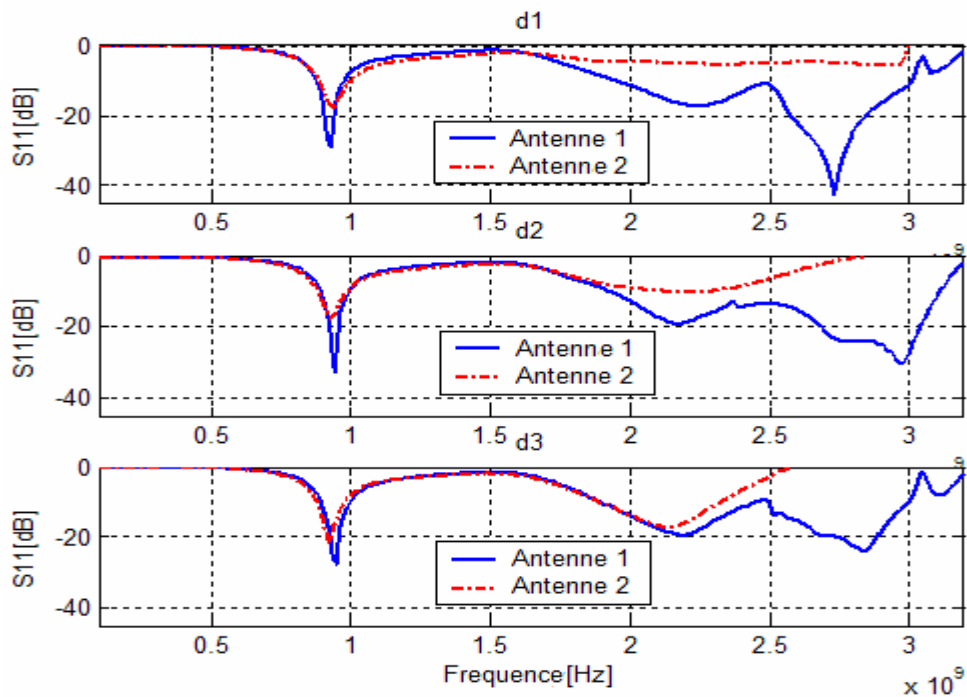


Figure 16. Comparaisons des coefficients de réflexions simulés pour différentes distances d.

Sur la Figure 16, les coefficients de réflexion des deux antennes sont montrés pour trois distances différentes ($d_1=0.1\text{cm}$, $d_2=1\text{cm}$, $d_3=2\text{cm}$) et on constate que la première fréquence de résonance est presque identique autour de 900MHz, ceci explique que les dimensions L et W sont destinées pour le système GSM et que l'existence de la fente à différentes positions fait apparaître les autres bandes. Pour l'antenne 1 à -10 dB, elle couvre les bandes UMTS/WLAN et a deux autres fréquences de résonance f_{r2} et f_{r3} .

Les résultats de simulation sont récapitulés dans les tableaux 2 – 4 pour l'antenne 1.

Type d'antenne	d1	d2	d3
fréquence centrale f_{r1} (GHz)	0.921	0.923	0.921
BP [%]	10.74	11.37	9.66

Tableau 2 : Bande passante autour de la fréquence f_{r1}

Le tableau 2, présente la largeur de la bande autour de la première fréquence de résonance f_{r1} et on note que la fréquence de résonance f_{r1} et la largeur de bande sont presque les mêmes pour différentes distances d .

Type d'antenne	d1	d2	d3
fréquence centrale f_{r2} (GHz)	2.25	2.15	2.16
BP [%]	47.55	55.88	28.37

Tableau 3 : Bande passante autour de la fréquence f_{r2}

Type d'antenne	d1	d2	d3
fréquence centrale f_{r3} (GHz)	2.74	2.97	2.85
BP [%]	39.05	40.4	17.54

Tableau 4 : Bande passante autour de la fréquence f_{r3}

Les deux tableaux 3 et 4, présentent respectivement la largeur de la bande passante autour des fréquences de résonance f_{r2} et f_{r3} et on note que la largeur de bande dépend de la distance d . On note également pour $d = 1\text{cm}$, l'antenne micro ruban présente une grande largeur de bande d'exécution autour des fréquences de résonance.

La fréquence de résonance f_{r1} indiquée par l'équation (32) peut être calculée en mode le plus dominant TM₁₀ de l'antenne patch avec les dimensions ($W = 8\text{cm}$, $L = 8,55\text{ cm}$), pour atteindre la couverture de la bande GSM.

Ces deux derniers tableaux expliquent la dépendance entre la deuxième et la troisième fréquence de résonance f_{r2} et f_{r3} selon les différentes valeurs d . Ces valeurs représentent la distance entre le point d'alimentation et la fente proposée et affirment que les fréquences de résonances f_{r2} et f_{r3} , dépendent respectivement de la dimension des cavités résonantes. En effet, ces variations de f_{r2} et f_{r3} ayant les comportements inverses si f_{r2} augmente alors f_{r3} diminué et vice versa pour la distance d , ceci explique que lorsqu'on conçoit une antenne avec une fente basée sur la technologie planaire et la surface conductrice de cette antenne est exposée par des champs fondamentaux, la couverture et la fréquence de résonance de cette antenne créée par la fente pourraient être modifiées, ce qui influe sur la qualité de service du réseau mobile.

4.2. Conception et simulation des antennes réseaux

Plusieurs applications exigent des caractéristiques de rayonnement sous certaines conditions. Ces applications ne peuvent être seulement réalisées que si un certain nombre d'éléments de rayonnement sont arrangés d'une façon géométrique ou électrique. En conséquence, nous pouvons obtenir le modèle de rayonnement désiré dans une direction ou dans des directions particulières.

Les antennes réseaux sont utilisées dans les stations de base cellulaires pour créer les modèles directionnels couvrant seulement le secteur désiré. Ces antennes, qui se composent habituellement d'un choix de 4 à 12 éléments, sont mentionnées sous les systèmes cellulaires comme sectoriels ou les antennes directionnelles. Dans ce qui suit, on choisit arbitrairement un réseau d'antennes de quatre éléments linéaires basé sur la technologie planaire (Figure 17). La conception de ces réseaux présente quatre patches parallèles d'un côté et d'un espacement latéral $s=8.55\text{mm}$ entre ces éléments, avec un plan de masse de l'autre coté. Les quatre patches ont été excités par des sources RF avec l'impédance 50 Ohms pour l'adaptation.

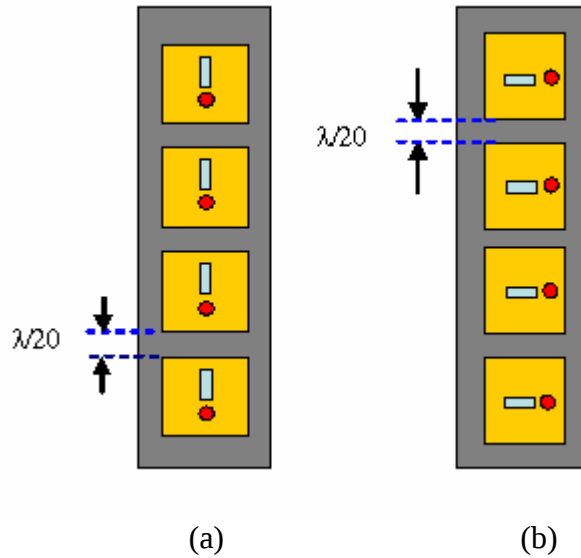


Figure 17. Géométries de deux antennes réseaux proposées ; a) antenne réseau 1, b) antenne réseau 2

Le modèle de rayonnement du réseau d'antennes peut être défini selon la simulation du logiciel ADS qui est basé théoriquement sur la méthode des moments. Cette théorie a un modèle de rayonnement approximatif pour les antennes micro-rubans.

Des simulations par ce logiciel ont été effectuées pour les deux configurations des réseaux d'antennes proposés, pour accéder aux caractéristiques de rayonnement d'antenne pour diverses distances (d_1 , d_2 , et d_3) dans les deuxième et troisième bandes de fréquence opérationnelles et pour différentes positions du point d'alimentation.

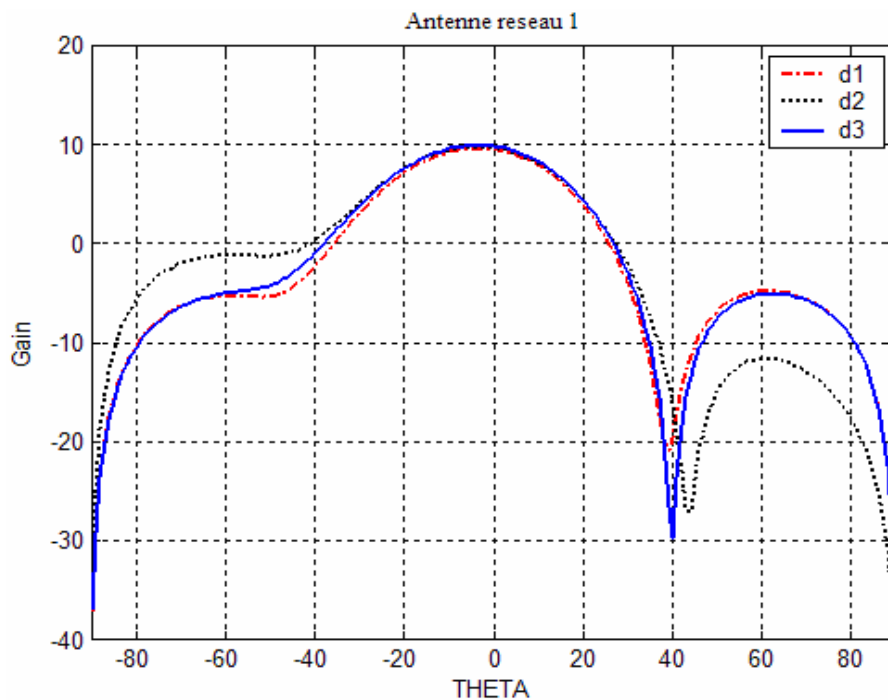


Figure 18. Variation du gain à différentes distances pour l'antenne réseau 1

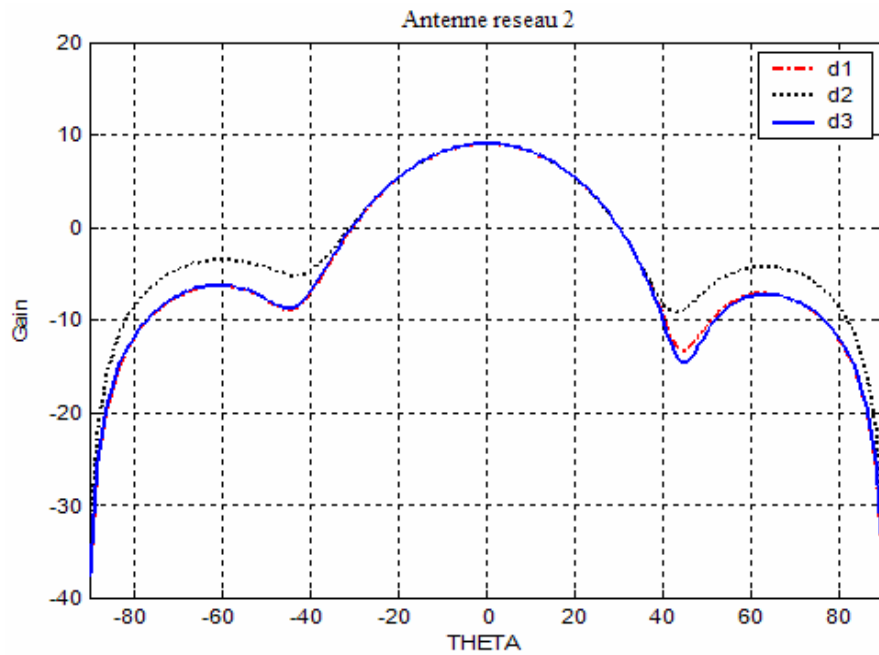


Figure 19. Variation du gain à différentes distances pour l'antenne réseau 2

Les Figures 18 et 19 présentent les variations du gain en fonction de l'angle θ pour trois distances différentes, et on note que les gains maximaux d'antenne sont respectivement 10 dBi et 9,5 dBi dans les réseaux d'antennes 1 et 2. On constate que le gain dépend de la distance d au niveau des lobes secondaires.

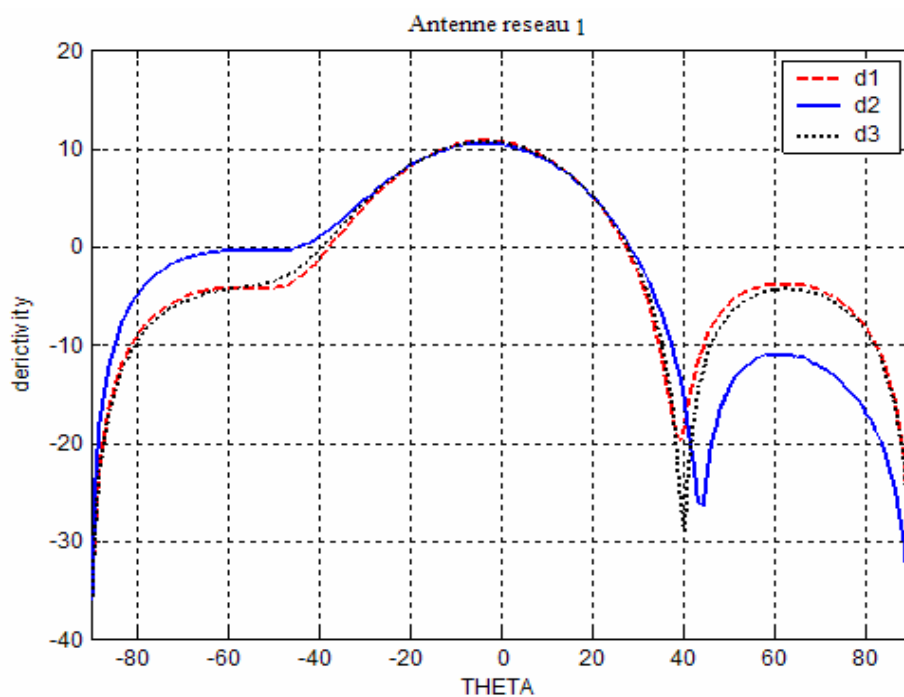


Figure 20. Variation de la directivité à différentes distances pour l'antenne réseau 1

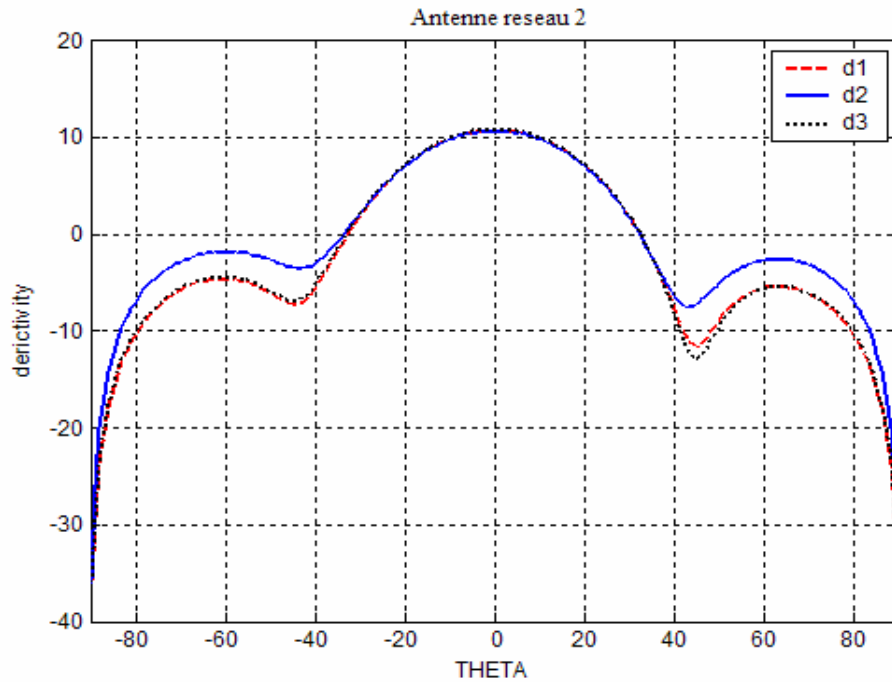


Figure 21. Variation de la directivité à différentes distances pour l'antenne réseau 2

Les Figures 20 et 21 présentent la directivité en fonction de l'angle θ et on note que l'antenne réseau 2 est plus directive que l'antenne réseau 1. En effet, les amplitudes du lobe principal des deux antennes réseaux présentent presque la même caractéristique, mais au niveau des lobes secondaires l'amplitude de la deuxième configuration est plus grande que celle de la première, ainsi la directivité dépend de la distance d .

Pour les deux réseaux d'antennes dans la bande UMTS, les rayonnements sectoriels sont obtenus et sont très proches en gain et en directivité que ceux obtenus par les antennes patches universelles.

On peut conclure que l'existence de la fente et la position d'alimentation ont un impact sur le rayonnement. En effet, la distribution du courant surfacique J en plusieurs sections, entraîne l'existence de plusieurs secteurs sous forme d'un lobe principal et d'autres lobes secondaires.

La position d'alimentation aura un effet sur l'exactitude de cette prévision, elle inclut dans ces études paramétriques basées sur un substrat à prix réduit avec une optimisation de la distance entre l'alimentation et la fente proposée. Les changements de la position du point d'alimentation aident aussi à la conception d'une station de base avec une caractéristique large bande et avec un minimum d'effet de charge quasi-statique généré par les équipements des lignes électriques voisines.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la compatibilité EM d'un circuit PCB utilisé dans les systèmes de télécommunication mobile avec l'environnement EM des lignes électriques. Nous avons présenté une technique analytique puissante pour étudier le degré de perturbation EM engendré par ces lignes électriques. Cette technique nous permet d'avoir un effet électromagnétique et électrostatique sur les circuits lors de son fonctionnement. Cette perturbation a été exprimée en terme de la force électromotrice et du potentiel induit en régime permanent. Ce qui influe sur le fonctionnement du circuit PCB et dans le cas échéant bloquer la communication du signal numérique.

En régime transitoire, nous avons utilisé la méthode numérique de la transformation de Laplace inverse pour étudier la perturbation dans un système MTL excité par une onde EM incidente. Cette méthode donne des résultats satisfaisants, puisqu'elle prend en considération toutes les sources distribuées du courant et de la tension le long des différentes lignes. Le fait d'inclure les différents concepts physiques, tels que les linéarités du circuit équivalent, notre méthode semble être satisfaisante. Les résultats de notre simulation, permettent de réduire le niveau du couplage entre une carte électronique PCB et les champs lointains générés par les lignes électriques voisines fonctionnent en régime transitoire. Ainsi, nous avons proposé une solution pour minimiser les effets parasites de ces champs sur les systèmes de télécommunication mobile, en utilisant les antennes planaires avec fente.

Bibliographie

- [1] H. Cotton et H. Barber, "The transmission and distribution of electrical energy", *The English University Press*, 3rd edition, ISBN 10: 0340147717.
- [2] C. R. Paul, "A Brief History of Work in Transmission Lines for EMC Applications", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 49, N° 2, May. 2007, pp. 237-252.
- [3] S. K. Das et W. T. Smith, "Application of Asymptotic Waveform Evaluation for Analysis of Skin Effect in Lossy Interconnects", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 39, N° 2, May. 1997, pp. 138-146.
- [4] C. R. Paul, "Literal solutions for time-domain crosstalk on lossless transmission lines", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 34, N° 4, Nov. 1992, pp. 433-444.
- [5] D. S. Gao, A. T. Yang et S. Mo Kang, "Modeling and simulation of interconnection delays and crosstalks in high-speed integrated circuits", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 37, N° 1, Jan. 1990, pp. 1-9.
- [6] E. C. Chang et S. M. Kang, "Transient simulation of lossy coupled transmission lines using iterative linear least square fitting and piecewise recursive convolution", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 43, N° 11, Nov. 1996, pp. 923-932.
- [7] E. C. Chang et S. M. Kang, "Computationally efficient Simulation of a lossy transmission line with skin effect by using numerical inversion of Laplace Transform", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and applications*, Vol. 39, N° 11, Nov. 1992, pp. 861-868.
- [8] D. Winkelstein, R. Pomerleau et M.B. Steer, "Transient simulation of complex lossy multiport transmission line networks with non linear digital device termination using a circuit simulator", *IEEE. Energy and Information Technologies in the Southeast*, Southeastcon '89, Vol. 3, pp.1239-1244.
- [9] T.J. Brazil, "Causal convolution- a new method for the transient analysis of linear systems at microwave frequencies," *IEEE Transaction on MTT*, Vol. 43, Feb. 1995, pp. 315-312.
- [10] C. R. Paul, "A spice model for multiconductor transmission lines excited by an incident electromagnetic field", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 36, N° 4, Nov. 1994, pp. 342-354.
- [11] C. R. Paul, "Frequency response of multiconductor transmission lines illuminated by an electromagnetic field", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 18, N° 4, Nov. 1976, pp. 183-190.
- [12] C. R. Paul, "Efficient numerical computation of the frequency response of cables illuminated by an electromagnetic field", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, N° 4, April. 1974, pp. 454-457.
- [13] Y. Kami et R. Sato, "Circuit-concept approach to externally excited transmission lines", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 27, N° 4, Nov. 1985, pp. 177-183.
- [14] I. Maio, F. G. Canavero et B. Dilecce, "Analysis of Crosstalk and Field Coupling to Lossy MTL's in a SPICE Environment", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, N° 3, Aug. 1996, pp. 221-229.
- [15] I. Erdin, A. Dounavis, R. Achar et M. S. Nakhla, "A spice model for incident field coupling to lossy multiconductor transmission lines", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 43, N° 4, Nov. 2001, pp. 485-494.

- [16] A. C. Cangellaris, "Distributed equivalent sources for the analysis of multiconductor transmission lines excited by an electromagnetic field", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, N° 10, Oct. 1988, pp. 1445-1448.
- [17] G. E. J. Bridges et L. Shafa, "Plane wave coupling to multiple conductor transmission lines above a Lossy earth", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 31, N° 1, Feb. 1989, pp. 21-33.
- [18] E. S. M. Mok et G. I. Costache, "Skin-effect considerations on transient response of a transmission line excited by an electromagnetic pulse", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 34, N° 3, Aug. 1992, pp. 320-329.
- [19] C. W. Harrison, "Generalized theory of impedance loaded multiconductor transmission lines in an incident field", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 14, N° 2, May. 1972, pp. 56-63.
- [20] A. K. Agrawal, H. J. PRICE et S. H. Gurbaxani, "Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field", *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, Vol. 22, N° 2, May. 1980, pp. 119-129.
- [21] P. Bernardi, R. Cicchetti et C. Pirone, "Transient response of a microstrip line circuit excited by an external electromagnetic source", *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, Vol. 34, N° 2, May 1992, pp. 100-108.
- [22] S. K. Das et W. T. Smith, "Incident field coupling analysis of multiconductor transmission lines using asymptotic waveform evaluation", *International Symposium on electromagnetic compatibility*, EMC'1994, Sendai, Japan, pp- 265-270.
- [23] F. Rachidi, "Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field", *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, Vol. 35, N° 3, Aug. 1993, pp-404-407.
- [24] G. S. Shinh, N. M. Nakhla, R. Achar, M.S. Nakhla, A. Dounavis et I. Erdin, "Fast transient analysis of incident field coupling to multiconductor transmission lines", *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, Vol. 48, N° 1, Feb. 2006, pp. 57-73.
- [25] J. E. Schuttaina et R. Mittra, "Nonlinear transient analysis of coupled transmission lines", *IEEE Transaction on circuits and systems*, Vol. 36, 1989, pp. 959-967.
- [26] E. Chiprout et M. Nakhla, "Fast nonlinear waveform estimation for large distributed networks", *IEEE MTT-S Int. Microwave symposium digest*, Vol. 3, Jun 1992, pp.1341-1344.
- [27] C. D. Taylor, "On Electromagnetic-Field Excitation of Unshielded Multiconductor Cables", *IEEE. Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-20, No. 4, November 1978, pp. 495-500.
- [28] P. Gomez, P. Moreno et J. L. Naredo "Frequency-Domain Transient Analysis of Nonuniform Lines With Incident Field Excitation", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 20 No. 3, July 2005, pp. 2273- 2280.
- [29] F. Rachidi, "Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. 35, No. 3, Aug. 1993, pp. 404-407.
- [30] G. S. Shinh, N. M. Nakhla, R. Achar, M.S. Nakhla, A. Dounavis et I. Erdin, "Fast transient analysis of incident field coupling to multiconductor transmission lines", *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, Vol. 48, N° 1, Feb. 2006, pp. 57-73.
- [31] T. Hosono, "Numerical inversion of Laplace transform", *Transaction Inst. Elect. Eng. Japan*, Vol. 99, Oct. 1979, pp. 43-49.
- [32] T. Hosono, "Numerical inversion of Laplace transform and some application to wave optics," *Radio Science*, Vol. 16, Nov-Dec 1981, pp. 1015-1019.

- [33] C.A. Nucci, F. Rachidi, M. Ianoz et C. Mazzetti, "Lightning-induced voltages on overhead power lines", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 35, Feb. 1993, pp. 75–85.
- [34] E. Surducan, D.S. Iancu, V. Surducan et J. Glossner, "Microstrip composite antenna for multiple Communication protocols", *International Journal of Microwave and Optical Technology*, (IJMOT 2006-5-30) Vol-I-No.2, 2006, pp.772-775.
- [35] J. Liu, J. Xia et G. Wang, "A Dual-Band Microstrip-Fed Bow-Tie Antenna for GSM/CDMA and 3G/WLAN", *IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications*, Aug. 2007, pp.504-507.
- [36] K.F. Lee, K.M. Luk, K. F. Tong, S. M. Shum, T. Huynh et R. Q. Lee, "Experimental and Simulation Studies of the Coaxially Fed U-slot Rectangular Patch Antenna", *IEE Proceedings- Microwave Antennas and Propagation*, Vol. 144, No. 5, 1997, pp. 354–358.
- [37] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas et C. Luxey, "Antenne miniature quadri-bande GSM/DCS/PCS/UMTS ", *13èmes Journées Nationales Microondes*, LILLE, mai 2003, pp. 21-23.
- [38] C. A. Balanies, "Antenna Theory: Analysis and Design", *2nd edition*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.

5

Chapitre

Etudes et Mesures de la qualité de service du réseau GSM au voisinage d'un réseau électrique

1. Introduction

Les caractéristiques fluctuantes du canal radio mobile et la nature dynamique de l'environnement augmentent la complexité des études pour un opérateur de télécommunication. Après l'ouverture d'un nouveau cycle d'exploitation l'opérateur commence à observer la qualité de service, à mesurer et à prévoir des mécanismes qui lui permettent l'évaluation des performances de son réseau afin de garantir l'efficacité et la fiabilité des services fournis. En effet, toutes ces entités, notamment la partie canal radio, nécessitent d'être améliorées pour assurer leurs robustesses dans un environnement EM bruyé, en particulier à proximité des lignes électriques qui sont parmi les

causes de perturbation des canaux, puisqu'elles sont étalées dans toutes les cellules du réseau GSM.

Dans ce chapitre, nous introduisons deux grandes parties :

- Dans la première, nous présentons les caractéristiques du signal GSM dans l'interface radio en présence des lignes électriques. Cette interface peut être vue comme une chaîne de communication numérique bruitée par une source de bruit en régime permanent ou transitoire.
- Dans la seconde partie de ce présent chapitre, nous illustrons l'effet des lignes HT et MT d'énergie électrique en régimes permanent et transitoire, sur les signaux radio électriques du réseau GSM. Pour ce fait, des mesures et des tests ont été réalisés avec la collaboration du Centre d'Etudes et de Recherche des Télécommunication (CERT) à proximité de ces lignes sur la qualité de service du réseau GSM, pour trouver une corrélation de ce dernier avec le réseau électrique. L'analyse des paramètres radio mesurés, nous permet de caractériser le réseau GSM au voisinage du réseau électrique, ce qui nous aide à proposer quelques solutions, afin d'assurer la compatibilité de ces deux réseaux étudiés.

2. Présentation de l'interface radio mobile

Le réseau radio mobile GSM a été conçu dès le départ pour offrir le service de la voix avec la mobilité [1,2]. Ce type de réseau implémente les normes GSM et n'échappe pas des systèmes des communications classiques et traditionnels. Par conséquent, on peut le présenter comme une chaîne de communication numérique constituée par différents blocs ; l'information transmise peut prendre la forme d'une voix de communication. Le bloc de numérisation est soumis à une opération de conversion qui le transforme en une séquence binaire ou plus généralement le message peut être converti en une séquence de symboles (S) prenant ses valeurs dans un alphabet fini. Ensuite, on doit passer par la technique de multiplexage temporelle TDMA, dans laquelle les données sont émises sous forme de courts paquets (Burst), qui sont insérés dans une trame de huit TS. Cette trame a été modulée, en utilisant la modulation GMSK pour adapter le signal transmis au canal radio sous une forme pulsée [3,4]. Ce schéma synoptique est représenté par la Figure 1, où on trouve les trois étapes classiques d'une chaîne de communication : l'émetteur, le canal et le récepteur dans un environnement EM perturbé.

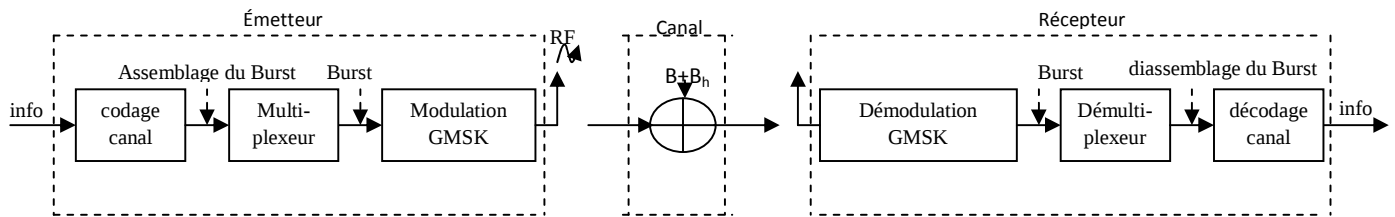


Figure 1. Structures d'un système de communication GSM

Pour assurer la transmission du signal, l'information doit se propager sur le canal radio. Ce signal transmis sera le siège des perturbations d'autres signaux présents dans l'environnement.

2.1. Caractéristiques du signal GSM

Les signaux GSM émettant à une fréquence dite "à 900 MHz", qui utilise une bande de fréquence comprise entre 890 et 915 MHz avec une puissance maximale de 2 W et reçoivent les signaux à une fréquence comprise entre 935 et 960 MHz. Pour augmenter le nombre de canaux de communication, deux techniques sont utilisées simultanément [3,5].

-La technique d'accès TDMA :

Une trame de durée 4,615 ms est divisée en 8 intervalles de temps égaux. Chaque intervalle d'une trame constitue un canal de durée 577µs. On peut ainsi faire passer 8 communications simultanément.

-La technique d'accès FDMA

Les bandes utilisées pour la communication mobile sont divisées en 124 sous-bandes, de largeur du canal égale à 200 kHz et chaque fréquence est subdivisée dans l'espace temporel en 8 TS. En effet, le réseau GSM fonctionne en réalité en mode pulsé modulé, puisque pour chaque canal de communication, on utilise un cycle de 8 TS dans l'émission et la réception.

Un simple calcul permet de déterminer la fréquence pulsée modulée du signal dans la bande 900 MHz. La durée d'une trame est égale à 4,615ms, par conséquent la fréquence de répétition d'une trame d'une même communication est égale à $\frac{1}{4,615ms}$ soit 217Hz (Figure 2).

Dans une communication, l'émetteur et/ou le récepteur est enclenché et arrêté 217 fois par seconde.

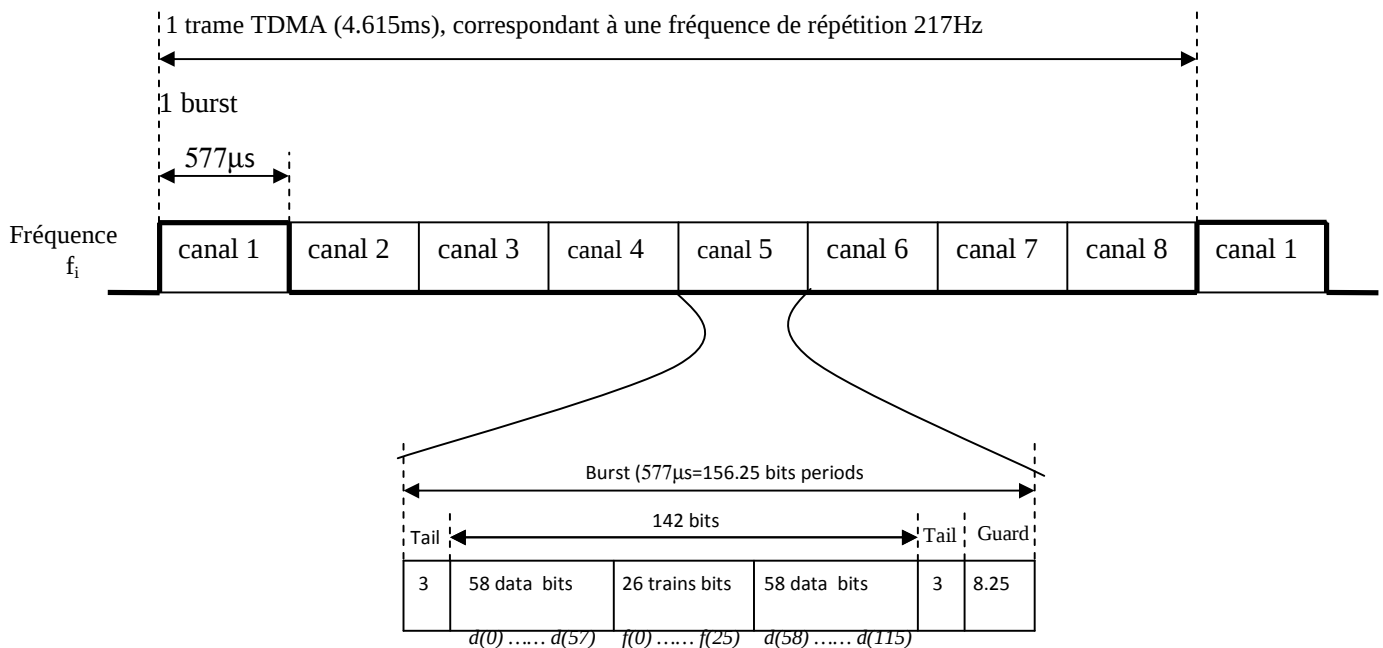


Figure 2. Structure d'une trame GSM

Dans un secteur d'une station de base GSM, on peut trouver plusieurs TRX et chaque TRX est composé de 8 canaux. Dans chaque secteur on doit allouer un canal de signalisation appelé BCCH qui est généralement fixé au premier TS de l'un de ces TRX. Le reste des canaux des différents TRX sont réservés pour le trafic et sont appelés communément des canaux TCH.

2.2. Modulation GMSK

La modulation GMSK est une modulation de fréquence associée à un filtrage gaussien [6,7], c'est une modulation à enveloppe constante, permettant l'adaptation du signal au canal de transmission et qui garantit une robustesse aux atténuations du signal, causé par l'environnement. Ce choix constitue par ailleurs un bon compromis entre l'efficacité spectrale (de l'ordre de 1 bit/Hz) et la robustesse aux bruits et aux interférences générées par l'environnement. La modulation GMSK a un taux de 270 kilobauds et un produit de BT égal à 0,3. La Figure 3 présente le principe de la modulation et de la démodulation GMSK.

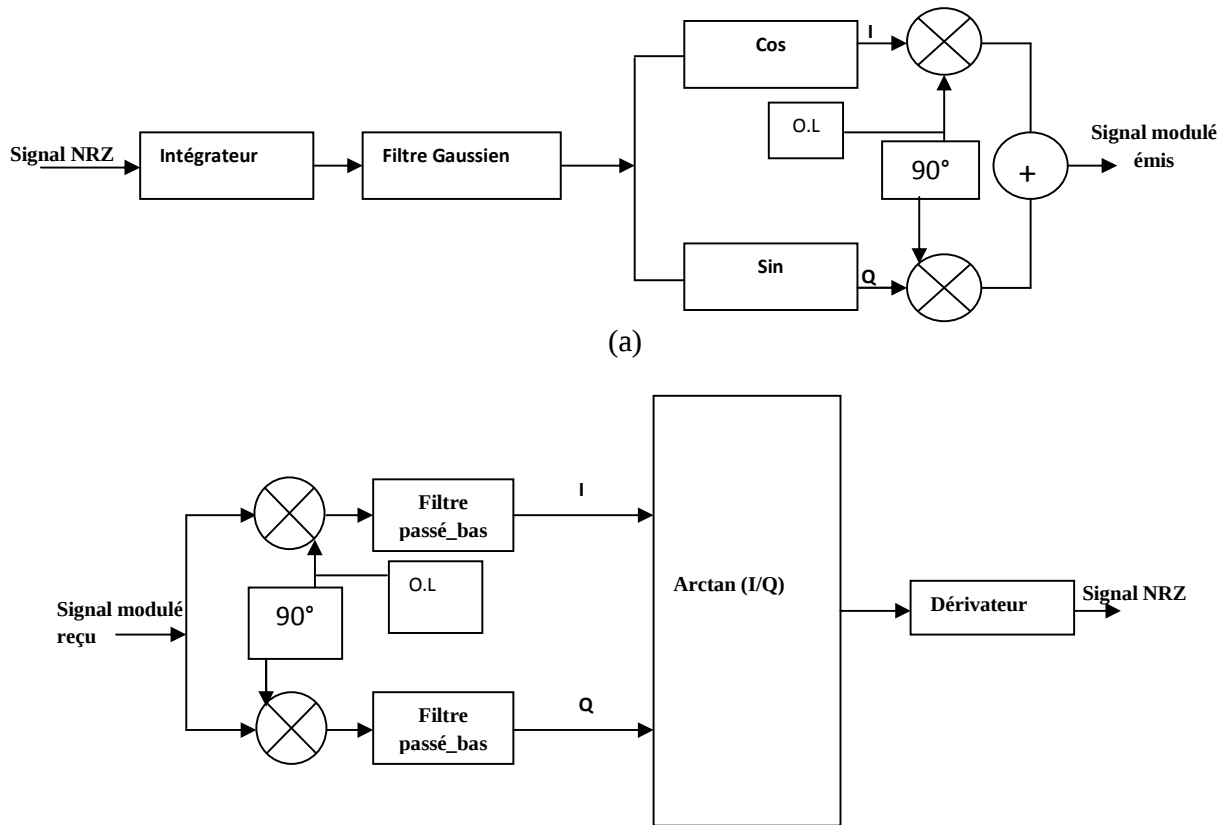


Figure 3. Schéma synoptique d'un modulateur / démodulateur GMSK

Il est formé par les éléments suivants [8] :

- Un modulateur IQ monolithique intégré capable de réaliser les modulations universelles directes pour les hautes fréquences. La porteuse utilisée est un signal de fréquence 900 ou 1800 MHz. Les signaux modulateurs I et Q sont des trains binaires délivrés par un générateur de signaux.
- Un démodulateur IQ conçu pour la section de réception des applications GSM.

Le signal GMSK émis est donné par l'expression suivante [6]:

$$x_e(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

Avec $I(t) = E \cos(\phi(t))$ et $Q(t) = E \sin(\phi(t))$ représentant respectivement les composantes de phase et de quadrature de phase du signal GSM émis.

La Figure 4 représente la variation d'amplitude et de phase de la modulation GMSK.

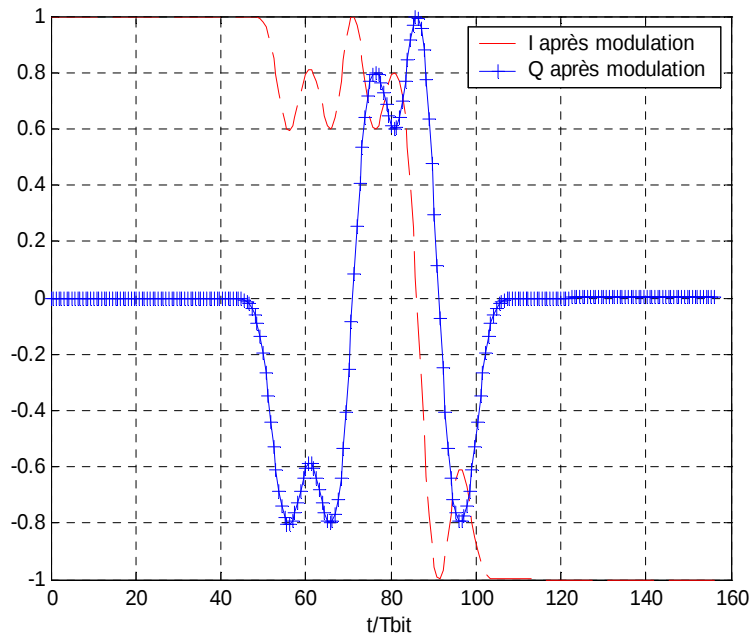


Figure 4. Allure du signal GSM I et Q

3. Etude du signal GSM au voisinage des LHT/MT en régime permanent

Nous avons voulu, dans cette partie, étudier l'effet des champs harmoniques et des champs fondamentaux générés par les lignes électriques HT/MT en régime permanent sur les signaux électromagnétiques du réseau GSM. En fait, ces lignes, génèrent des champs électriques et magnétiques avec des fréquences égales ou supérieures à la fondamentale. L'intensité des ces champs augmente avec la tension.

3.1. L'effet des harmoniques sur le signal GSM

Les lignes électriques fonctionnant en régime permanent, peuvent être considérées en tant que sources des harmoniques qui peuvent affecter le comportement des signaux à des fréquences voisines. En effet, lorsqu'on a montré expérimentalement dans le chapitre 3 qu'il y a des harmoniques faibles et des harmoniques forts, l'influence de ces derniers dépend de l'allure de la densité spectrale de puissance de chaque signal. On prend par exemple le signal GSM, qui est

sensible aux bruits, ayant une puissance faible et transmis dans une enveloppe de burst qui fonctionne en basse fréquence égale à 217Hz (Figure 5).

Les composantes de phase I et de quadrature de phase Q sont exprimées par :

$$I_r(t) = (E + B_h(t)) \cos(\varphi(t)) \quad (2)$$

$$Q_r(t) = (E + B_h(t)) \sin(\varphi(t)) \quad (3)$$

Où $B_h(t)$ est le bruit dû à la présence des harmoniques des lignes électriques.

On trouve plus particulièrement la 5^{ème} harmonique (250 Hz), qui est proche de la fréquence de répétition des impulsions 217 Hz du signal GSM modulé. Cette multiplication des signaux engendre une déformation de la trame au niveau de la couche physique comme illustré dans la Figure 6.

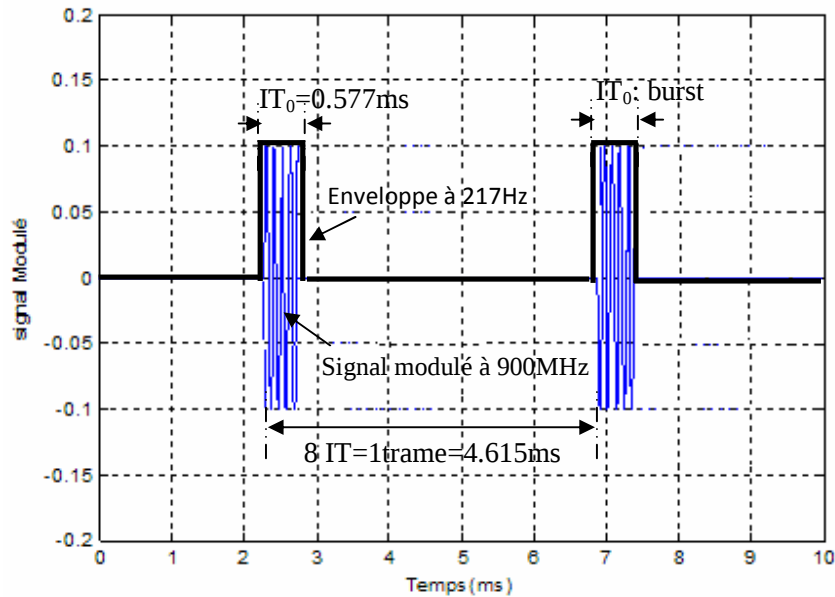


Figure 5. Représentation d'un signal GSM modulé

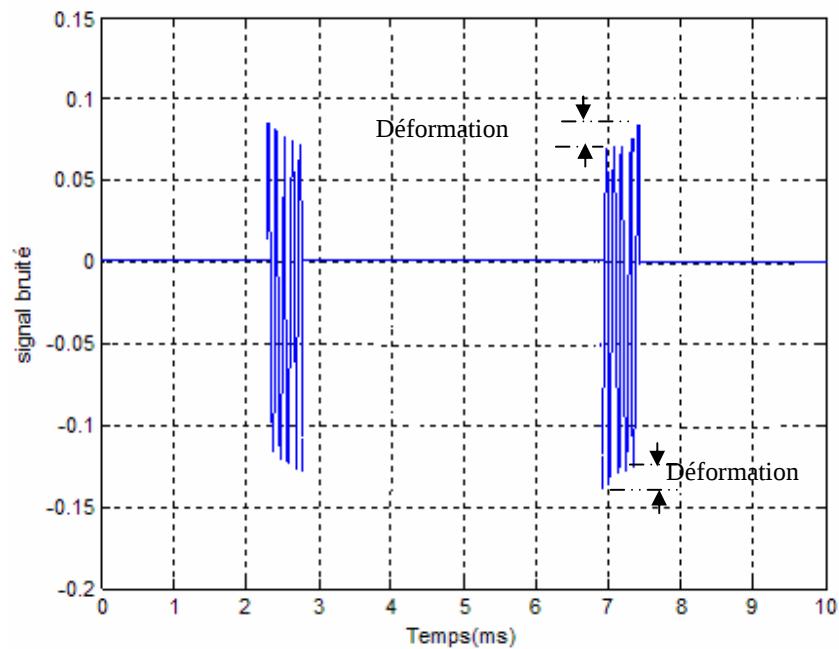


Figure 6. Représentation d'un signal GSM modulé perturbé par les harmoniques des lignes électriques.

Dans la Figure 6, nous constatons la déformation du signal modulé pulsé par l'effet de la 5^{ème} harmonique des lignes électriques.

L'un des problèmes à résoudre, dans la conception des systèmes de transmission, est la compensation de ces déformations et la restitution du signal émis. Pour ce faire une estimation des caractéristiques du canal est nécessaire ce qui rend l'émetteur et le récepteur plus complexe, sinon des mécanismes de détection et de correction d'erreurs doivent être implémentés afin de corriger les symboles erronés. En effet, les champs harmoniques générés par les lignes électriques affectent principalement l'enveloppe du signal GSM au niveau de l'amplitude et de la phase.

3.2. L'effet des lignes électriques sur le canal radio du réseau GSM

Dans un réseau radio mobile, les signaux transmis sont étudiés de divers points de vue par exemple l'interférence ou le couplage avec l'environnement [9-12].

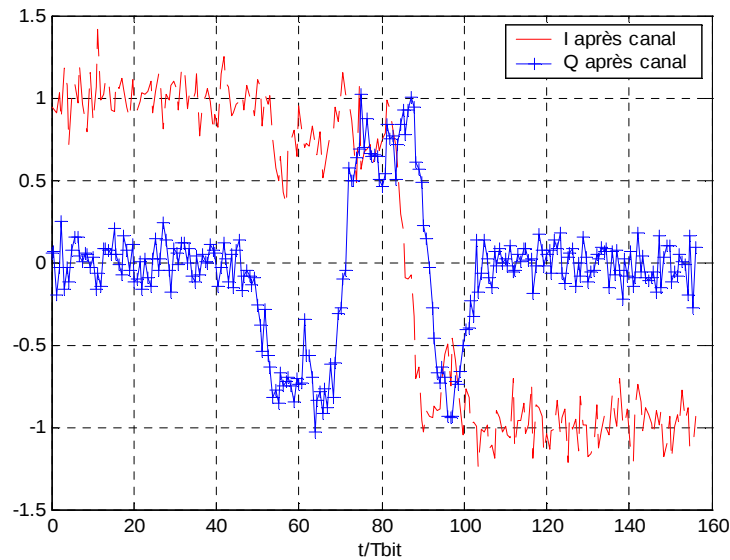


Figure 7. Signal GSM bruité

D'après la Figure 7, on note l'existence d'un bruit sur le signal utile GSM dû à l'environnement électromagnétique du canal radio étudié. Ce signal se propage à proximité des lignes électriques HT/MT fonctionnant en régime permanent. Les bruits générés par ces lignes, peuvent être considérés toujours comme des bruits gaussiens additifs blancs. Par contre, lorsque les lignes fonctionnent en régime transitoire, le bruit ne sera pas modélisé comme un bruit blanc.

L'effet des perturbations générées par les lignes électriques peut être mesuré par la dégradation de la qualité de service du réseau GSM à proximité de ces lignes. La qualité du service peut être approchée par la qualité et le niveau du signal reçu (RxQual et RxLev).

3.3. Mesure de la QoS du réseau GSM au voisinage du réseau électrique

La qualité de service (**QoS**) est définie dans la recommandation E-800 de l'UIT par « L'effet global produit par la qualité du fonctionnement d'un service qui détermine le degré de satisfaction de l'utilisateur d'un service ».

Dans le contexte actuel, la qualité du service est devenue un facteur déterminant pour les opérateurs de télécommunication. Ils sont donc conscients que la qualité de leurs services doit être constamment contrôlée et suivie, d'une part, pour connaître l'état de fonctionnement de leurs infrastructures, et d'autre part, pour pouvoir améliorer leurs compétitivités [13,14].

3.3.1. Les paramètres radio mesurés

L'ajustement des paramètres radio est une tâche essentielle lors de la mise en exploitation du réseau. Elle permet l'activation ou la désactivation de certaines fonctionnalités pour le maintien de la qualité et l'optimisation du réseau [15]. Il y a deux types de paramètres ; ceux des constructeurs (ou des fournisseurs d'équipements) et ceux d'ingénierie. Ce sont des paramètres système (activation de certaines fonctionnalités telles que le chiffrement, le contrôle de puissance, etc.) recommandés par le constructeur et sont aussi relatifs à l'équipement (version logicielle, etc.). L'optimisation de ces paramètres est un processus délicat, mais c'est une tâche essentielle pour le maintien de la qualité de service acceptable surtout suite à des problèmes de modification de certaines fonctionnalités ou de services. Il y a plusieurs paramètres logiques, mais les plus importants parmi ceux qui agissent directement sur la QoS sont le niveau du signal (RxLev), la qualité du signal (RxQual), le niveau de l'interférence(C/I) et les taux d'erreur binaire par bit ou par trame (BER ou FER).

3.3.2. Méthodes de mesure de la qualité de service dans le réseau GSM

La gestion de la qualité de service dans un réseau cellulaire nécessite certaines mesures effectuées à différents niveaux du réseau pour dégager les valeurs des indicateurs pratiques. La comparaison de ces indicateurs avec les paramètres seuils permettant d'analyser et de détecter les problèmes de la qualité de service au niveau de ce réseau. Trois types d'informations sont pris en compte dans la phase de mesure, d'analyse et d'optimisation qui sont les mesures de terrain, les mesures de système OMC et les plaintes des abonnés qui ont une information importante à prendre en compte.

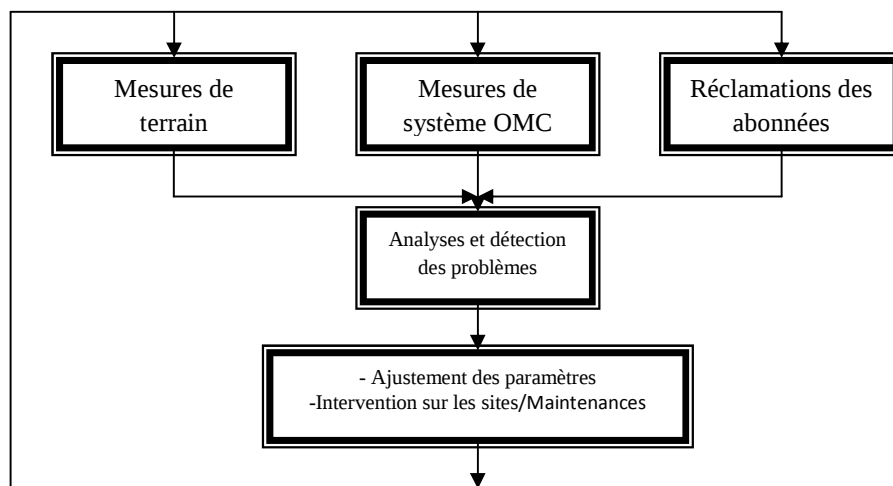


Figure 8. Processus d'analyse et d'optimisation

Les mesures issues des compteurs au niveau de l'OMC (remontées par les BSCs à l'OMC-R) sont faites continuellement dans le temps [16, 17]. Elles servent au calcul des indicateurs de la qualité de service (par combinaison de ces compteurs). Ces indicateurs donnent une mesure représentative de la performance du réseau. L'analyse de ces indicateurs est très importante pour la supervision de la qualité de service.

La méthode de mesure sur l'interface radio (drive test) consiste à la caractérisation des canaux radio (figure 9). Cette technique d'analyse permet la récupération d'une trace des mesures faites par le mobile à différents instants. La méthode du drive test consiste à embarquer sur une voiture les équipements suivants :

- ✓ Un terminal GSM (MS) : un mobile de test équipé par un logiciel spécial Nemo Outdoor [voir annexe 2]. Il est appelé généralement Mobile à trace
- ✓ Un système de localisation GPS (Global Positionner System): utilisé pour la localisation exacte de la position de chaque point de mesure.
- ✓ Un PC portable doté d'un outil (software) spécial permettant d'automatiser l'acquisition et le stockage des données.

Tout au long du trajet, le terminal GSM effectue des mesures instantanées. Les données sont présentées en temps réel et sont stockées dans des fichiers.

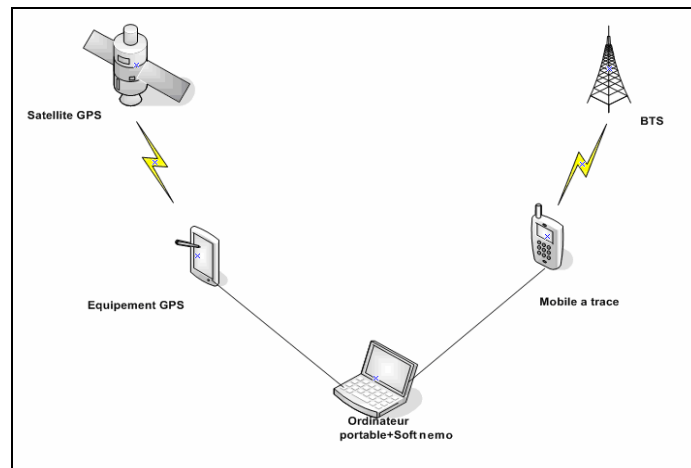


Figure 9. Chaîne de mesure

Les mesures que nous avons effectuées sont réalisées dans la région de Radès selon deux scénarii différents. Dans le premier scénario, nous avons choisi de faire des mesures sur le réseau GSM,

proche des lignes électriques HT et en absence de station de base à proximité de ces lignes. Tandis que le second scénario, est similaire au premier sauf que cette fois-ci, une station de base est présente à proximité de ces lignes

3.3.3. Etude de la corrélation du réseau GSM avec les lignes électriques

a) Description des scénarii de mesure

Comme il a été démontré dans le chapitre 3, la limite des champs électriques et magnétiques rayonnés ne dépasse pas un rayon de 50 m autour des lignes électriques. Nous avons aussi étudié les allures de ces champs ainsi que l'importance de leurs valeurs. Dans cette partie, notre objectif consiste à étudier la corrélation de ces champs avec les signaux radio électriques gênés par le réseau GSM à l'intérieur et à l'extérieur de ces zones de mesures.

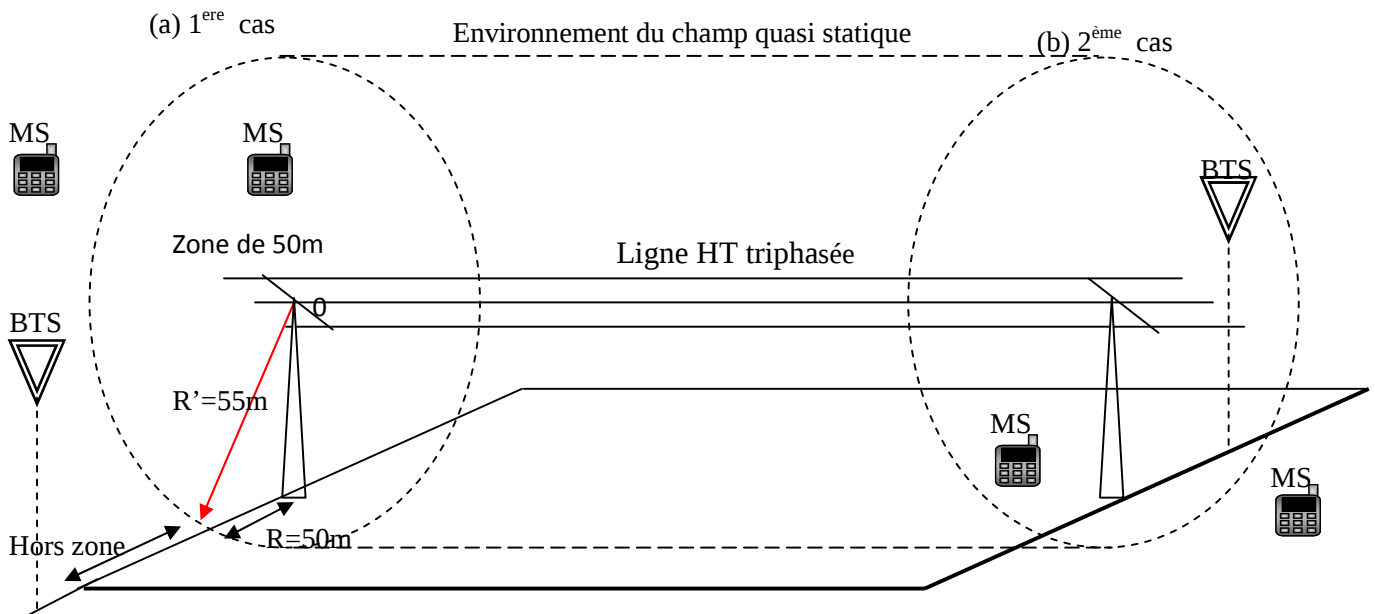


Figure 10. Différents scénarii de mesure : sans BTS (a) et en présence d'une BTS (b).

Une fois les mesures réalisées, nous élaborons un algorithme d'analyse de ces mesures (Figure 11), afin de cerner les différents problèmes possibles qui peuvent surgir et qui affectent la qualité du service offerte par le réseau GSM.

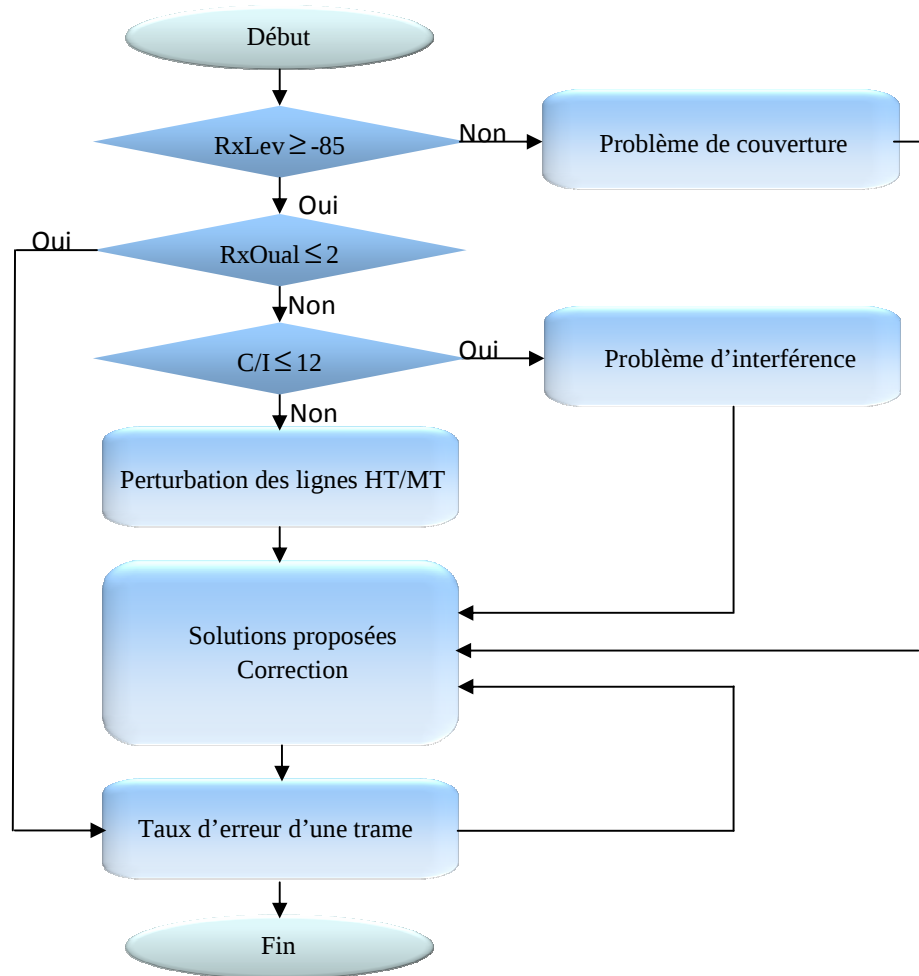


Figure 11. Algorithme proposé

Le protocole de mesure est basé à la fois sur des mesures d'accessibilité aux réseaux, sur des mesures de niveau de champ et sur l'établissement des communications réelles. Ces mesures peuvent être regroupées en deux modes : des mesures à l'état en veille du mobile et des mesures à l'état dédié (en communication).

Dans le premier mode (en veille), la communication se fait dans le sens descendant (downlink), là où les stations de base émettent sur les canaux BCCH. Les mobiles communiquent avec les BTS via ces canaux. Par contre dans la deuxième mode (en mode dédiée), le mobile fait une communication dans les deux sens (uplink et downlink) avec la BTS moyennant un canal TCH et les autres canaux de signalisation, principalement le BCCH.

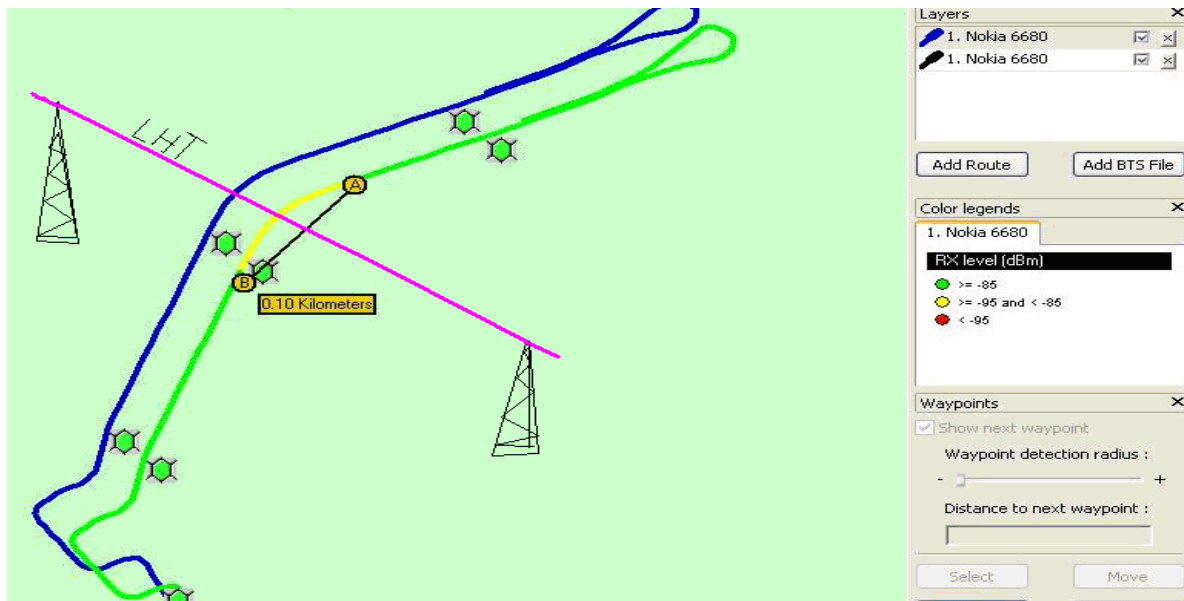
b) Résultats des mesures effectuées

i) Mode veille (idle)

Dans l'élaboration de ces mesures nous avons utilisé une plate forme de mesure de type Nemo [voir annexe 2]. Dans ce mode de mesure, cet outil nous a permis de mesurer les différents

signaux et signalisations échangés entre le mobile GSM et les BTS. Parmi les indicateurs mesurés le niveau du signal ou RxLev en tout point de mesure. La figure ci-dessous représente la répartition du niveau du signal de chaque pixel.

Pour mieux voir le suivi du traçage, il suffit de zoomer le point de départ, son nom et sa sectorisation (Figure 12).



(a)



(b)

Figure 12. Parcours de mesure du niveau de signal de la région visitée : (a) sans BTS, (b) en présence d'une BTS

La correspondance entre RxLev et l'appréciation de la couverture sont montrées dans le tableau 1 [18] :

Niveau de couverture	RxLev (dBm)		
Pas de couverture	- 110	→	- 95
Mauvaise couverture	- 95	→	-85
Bonne couverture	-85	→	-46

Tableau 1: Ensemble de conventions de niveaux de champs

Dans le premier cas de mesures, nous remarquons que l'affaiblissement du niveau du signal dans un rayon de 50m autour de la ligne électrique est plus important que celui du deuxième cas. Cela peut être justifié par la présence d'une BTS tri-sectorisée très proche de la ligne électrique. Dans ce cas, le niveau du signal émis sera plus important, et la ligne électrique influe sur le secteur de BTS qui est juste en face de cette ligne (figure 13). En effet, la station de base fournit en permanence un maximum de puissance vers le mobile GSM et les lignes électriques génèrent des champs électriques et magnétiques prenant la forme d'une puissance perturbatrice. Deux cas sont étudiés : d'une part, lorsque le mobile GSM s'éloigne de la BTS, la puissance fournie par ce dernier diminue en fonction de la distance. La superposition de cette puissance faible avec la puissance perturbatrice influe sur le niveau du signal fourni par ce réseau. D'autre part, lorsque la station mobile s'approche de la BTS, on constate que le mobile GSM reçoit une puissance élevée ; par conséquent, l'influence des lignes sur le niveau du signal est prouvée juste dans le secteur perturbé, par contre dans les autres secteurs, le BTS assure une bonne couverture de réseau.

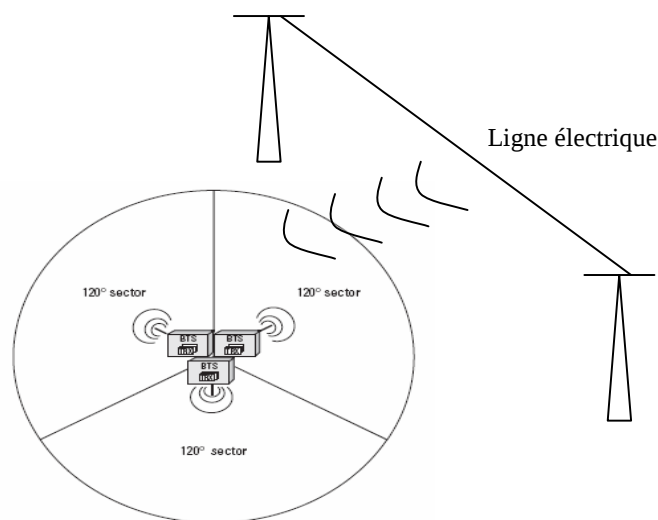


Figure 13. Secteurs d'une BTS face aux bruits générés par une ligne électrique

Lorsqu'on quitte la zone de 50 m, le niveau du signal s'améliore et par conséquent tous ces résultats permettent de conclure qu'il existe une indication d'une corrélation entre le réseau GSM et les lignes électriques HT en mode veille.

ii) Mode dédié (Dedicated)

A la différence du premier mode (mode veille), à titre de mesure, on établit un appel vers un serveur vocal. Pour ce fait, on a utilisé la même chaîne de mesures qui nous a permis de relever un ensemble des inducteurs :

➤ **Le niveau du champ RxLev** : est mesuré pour la cellule serveuse ainsi que pour ses voisines son unité de mesure est le dBm.

➤ **La qualité du signal RxQual**: est obtenue en quantifiant le taux d'erreurs binaires sur 8 huit niveaux suivant la correspondance précisée dans le tableau 2. La qualité de signal (RxQual) est mesurée uniquement à l'état dédié sur la cellule serveuse et prend des valeurs entre 0 et 7.

➤ **La puissance de MS**: est mesurée pour la station mobile, au cours de la communication. Son unité de mesure est le Watt.

➤ **Rapport C/I**: c'est le rapport de l'intensité du signal de la cellule de service courante à celle des composantes du signal interférent non désiré. La fonction de mesure du rapport C/I permet l'identification des fréquences qui sont particulièrement exposées à de hauts niveaux d'interférence, ce qui devient utile dans la vérification et l'optimisation des plans de fréquence.

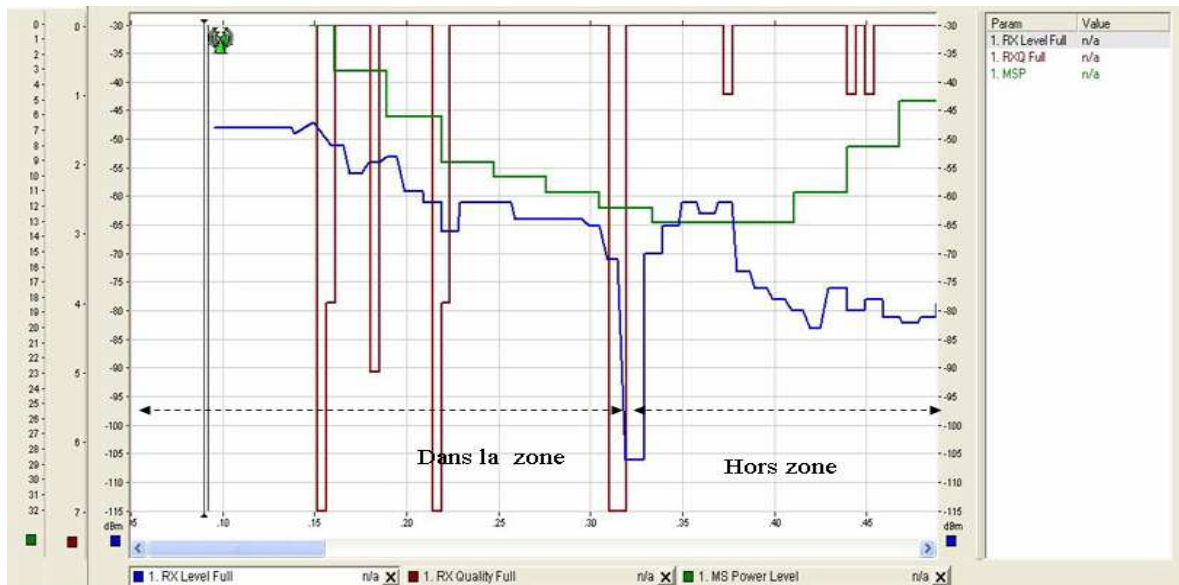
➤ **FER (Frame Erreur Rate)** : le FER est un indicateur de taux d'erreurs binaires dans une trame.

La correspondance entre RxQual et l'appréciation de la qualité dépend des choix de l'opérateur, le tableau 2 donne un exemple de convention de la qualité de service du réseau GSM [18] :

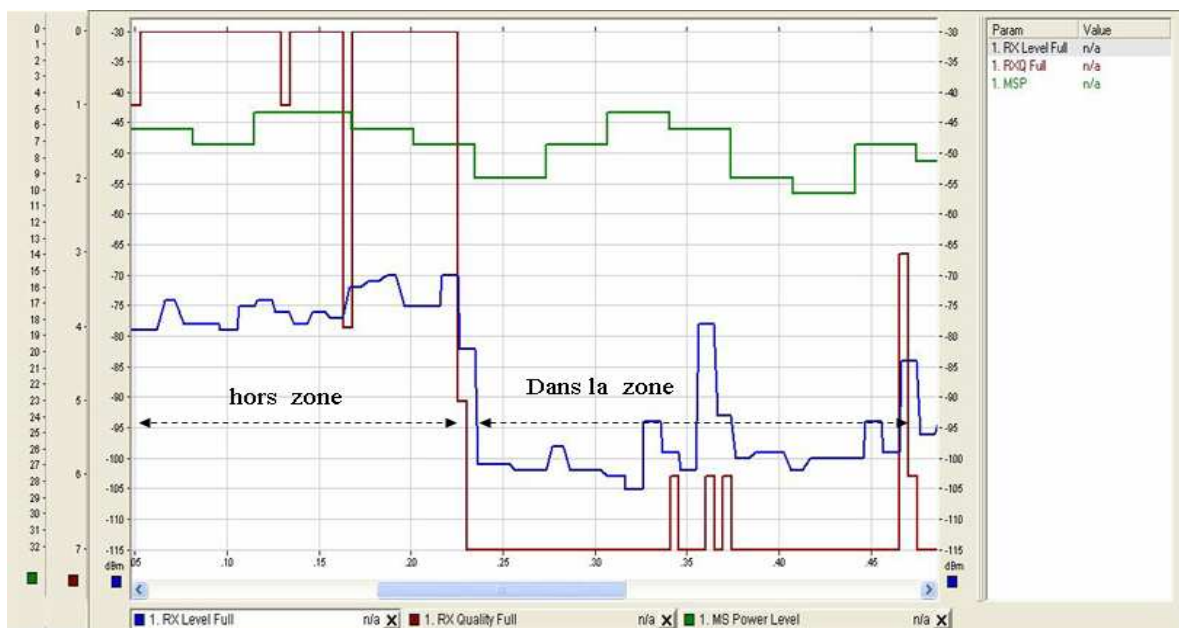
Qualité correspondante	RxQual
Très Bonne	0 → 2
Bonne	2 → 4
Assez mauvaise	4 → 6
Mauvaise	6 → 7

Tableau 2: Exemple de convention RxQual

Les Figures 14a et 14b présentent les paramètres définis ci-dessus :



(a)



(b)

Figure 14. Qualité de service dans la région visitée : sans BTS (a) et en présence d'un BTS (b).

La Figure 14a montre le 1^{er} cas où la BTS est absente dans la zone de 50m autour de la ligne HT. Dans ce cas nous remarquons que le niveau du signal présente une bonne couverture du réseau, avec une qualité de signal (RxQual) mauvaise. En effet, dans notre cas, le paramétrage adéquat

du handover permet à la station mobile de changer de cellule quand ceci est nécessaire : suite à l'affaiblissement du niveau de signal entre la BTS et la MS en mode veille, le mobile trouve une autre station de base dans une autre cellule capable d'assurer la communication dans les meilleures conditions. Donc la technique de handover en mode dédié permet d'optimiser le niveau du signal et ne garantit pas une bonne qualité du signal fourni par ce réseau. Ceci explique que les bruits générés par les lignes électriques influentes sur le signal électromagnétique reçu dans le mobile GSM.

Par contre, dans le deuxième cas, où la BTS se situe dans un rayon de 50m autour des lignes électriques (Figure 14b), on note pratiquement les mêmes résultats dans la même zone mais la qualité devient très mauvaise par rapport au 1^{er} cas. Concernant la puissance reçue du terminal mobile, on constate aussi que lorsqu'on s'éloigne de la station de base, la puissance du mobile est trop perturbée (Figure 14a), ce qui influe négativement sur la récupération de signal reçu par ce mobile GSM.

Pratiquement pour les deux cas de figure et dans un rayon de 50m autour des lignes électriques les dégradations sont remarquables aussi bien pour le niveau de champ, que pour la qualité du signal. En dehors de cette zone, le réseau GSM présente une bonne couverture de réseau avec une qualité de signal très bonne et de puissance presque stable, donc le signal de ce réseau revient à l'état normal. On peut noter des trous de couverture causés par les lignes électriques.

Nous avons voulu approfondir l'analyse pour confirmer la constatation qu'il y a un effet des lignes électriques sur le réseau GSM. Pour ce fait, une étude basée sur le paramètre C/I est nécessaire. En fait, on a voulu voir si c'est un problème d'interférence dû au réseau GSM et plus précisément à la réutilisation des fréquences. Les Figures 15a et 15b donnent des inductions sur le paramètre C/I.

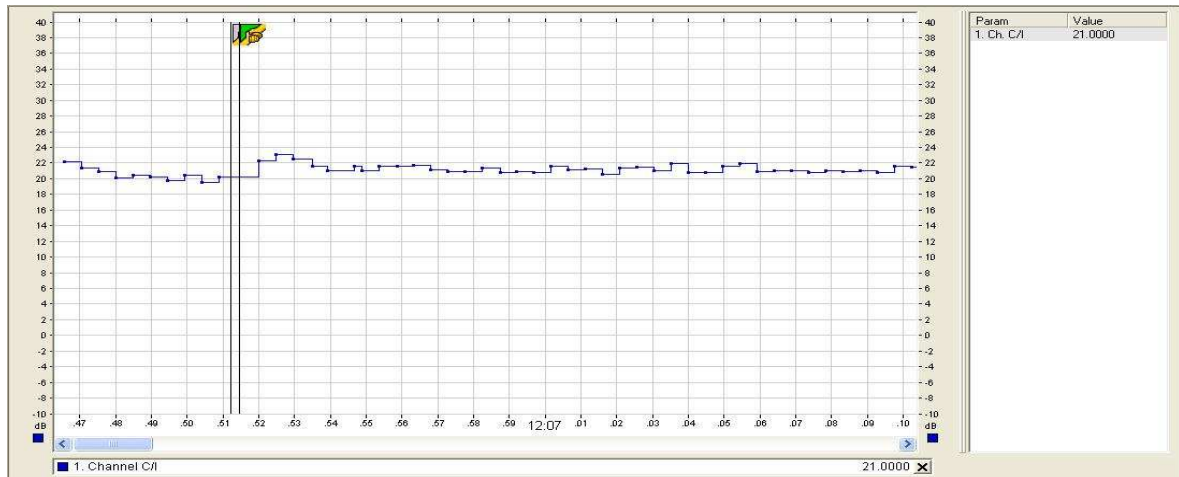
Par définition C/I est donné par l'équation ci-dessous :

$$(C/I)_k = 10 \log_{10} \left[\frac{P_i(f_k)}{\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^n P_j(f_k)} \right] \quad (4)$$

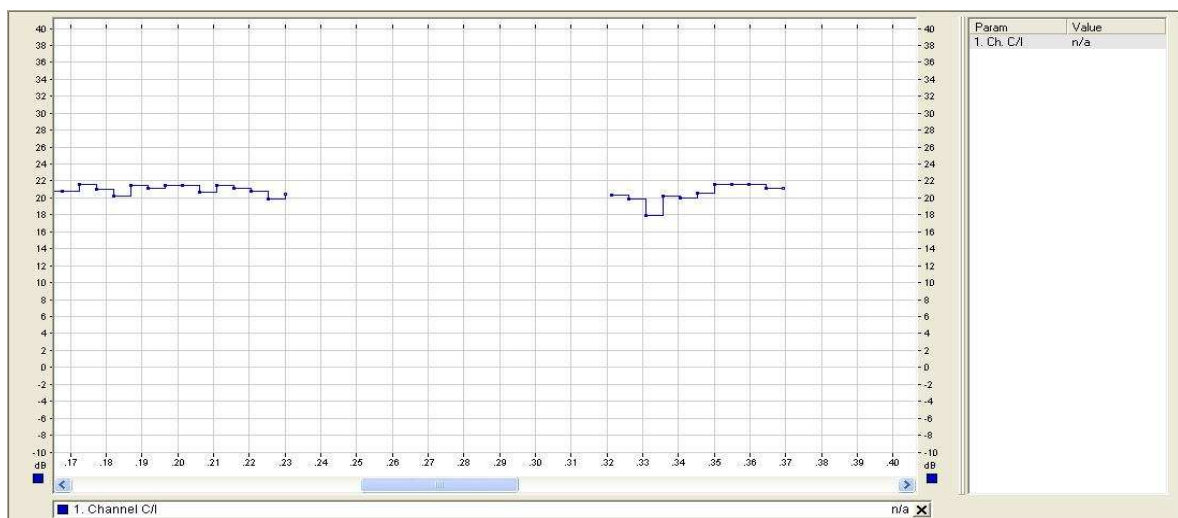
$(C/I)_k$: Pour la fréquence k en dB.

$P_i(f_k)$: La puissance du signal généré par l'émetteur i avec la fréquence k.

La Figure 15a et 15b montrent des mesures sur l'interférence dans les mêmes conditions précédentes.



(a)



(b)

Figure 15. Niveaux de l'interférence à la région visitée : sans BTS (a) et en présence d'une BTS (b).

Les deux Figures 15a et 15b montrent que le rapport $C/I > 12$ ce qui confirme qu'il n'y a pas d'interférence sur le signal reçu.

La discontinuité dans la Figure 15b due aux fortes perturbations des lignes électriques qui génèrent des bruits intensifs induits dans le mobile, justifie la corrélation entre ces lignes électriques et les problèmes apparaissant dans le réseau GSM.

On conclut finalement que la ligne électrique est la source de cette perturbation du signal GSM dans le cas de présence ou d'absence de la station de base.

Les deux tableaux 3 et 4 présentent la relation entre la qualité du signal (**RxQual**) et le taux d'erreur binaire (BER), ainsi que le taux d'erreur dans une trame émise (FER) [19].

RXQual	BER (%)	
	de	à
0	0	0.2
1	0.2	0.4
2	0.4	0.8
3	0.8	1.6
4	1.6	3.2
5	3.2	6.4
6	6.4	12.8
7	12.8	100

Tableau 3: Correspondance entre RxQual et BER

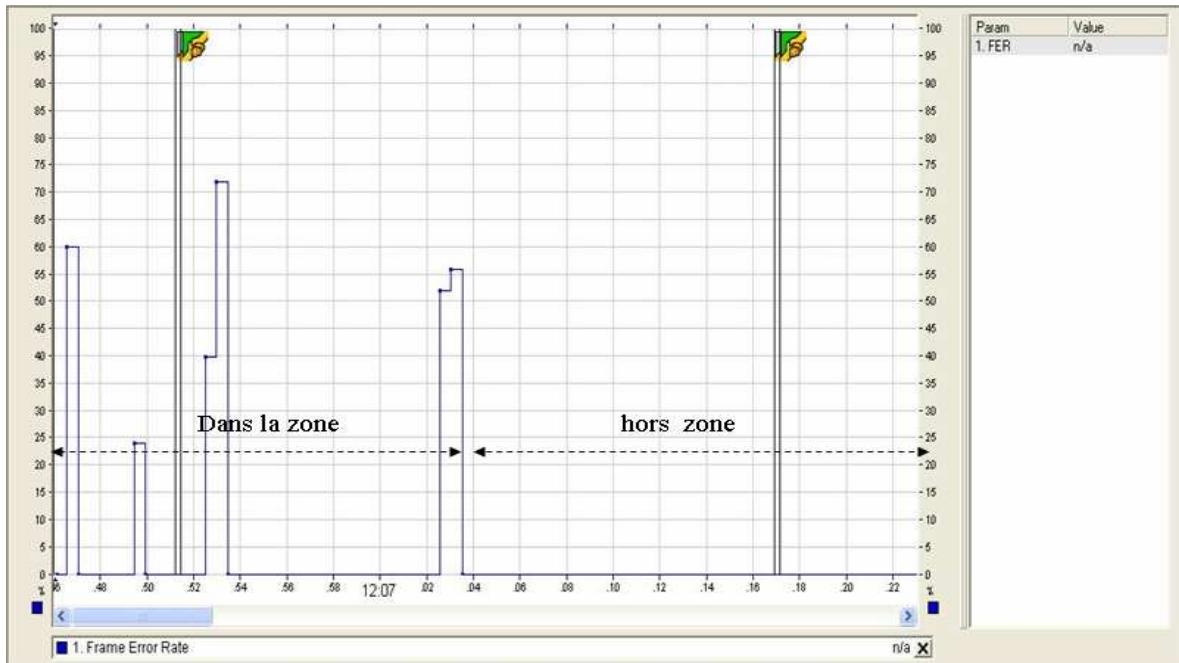
Dans le tableau 4 nous présentons la correspondance entre le FER et la RXQUAL.

RxQual	FER(%)	
	de	à
0	0	4.5
1	4.5	8.5
2	8.5	12.5
3	12.5	16.5
4	16.5	20.5
5	20.5	24.5
6-7	24.5	100

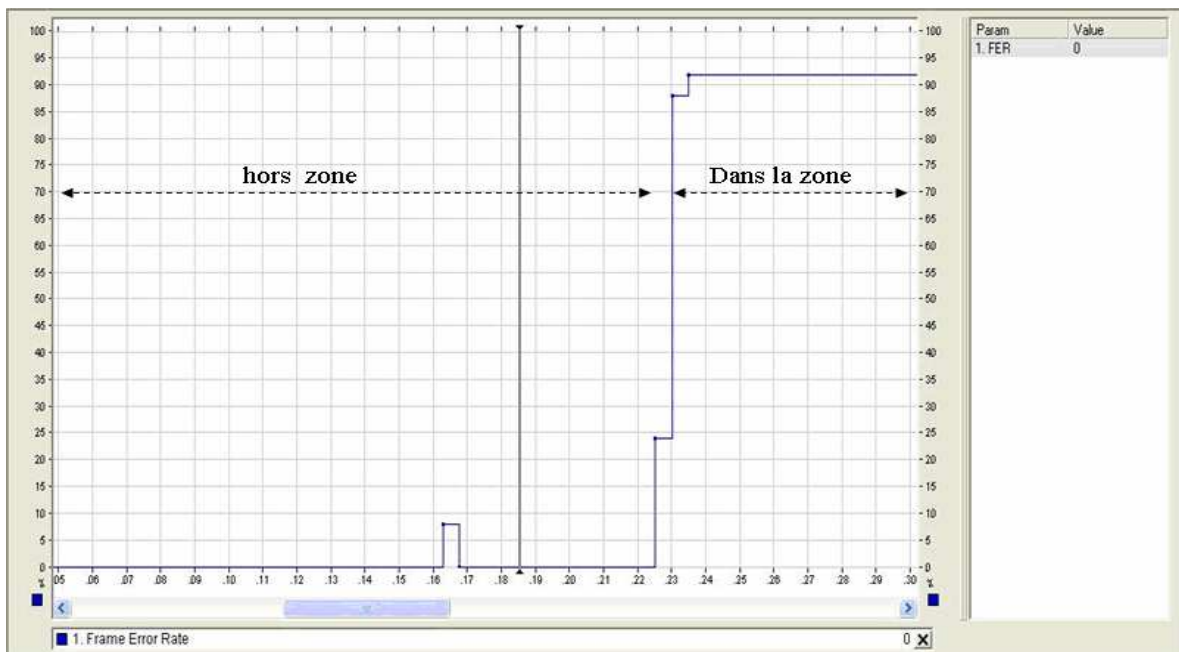
Tableau 4: Correspondance entre FER et RxQual

Cette perturbation touche aussi la composante du signal GSM. Une mauvaise qualité du signal implique une forte probabilité d'erreur dans une trame. Le paramètre radio FER est présenté dans

la Figure 16a et 16b. Ces résultats et ces constatations sont-ils conformes avec les résultats théoriques que nous avons déjà mentionnés ?



(a)



(b)

Figure 16. Niveaux d'erreur d'une trame de la région visitée: sans BTS (a) et en présence d'une BTS (b).

Les résultats expérimentaux présentés dans les Figures 16a et 16b, prouvent une forte probabilité d'erreur au voisinage des lignes électriques surtout dans la zone de 50m dont la station de base est proche de 20m par rapport à la ligne et lorsqu'on s'éloigne de cette zone le FER diminue en fonction de la distance.

L'étude théorique et expérimentale que nous avons menée dans les chapitres 3 et 4 sur l'effet des champs fondamentaux et harmoniques confirme les résultats expérimentaux trouvés dans ce chapitre. En effet, plus le niveau des champs est élevé dans les cellules où il ya des lignes électriques, plus la qualité du signal se dégrade et le FER augmente. La protection des données dans des zones particulières comme au voisinage des lignes HT, nécessite une étude approfondie pour améliorer la qualité de service, proposer des solutions optimales et assurer un niveau de protection plus élevé des données transmises.

4. Etude du signal GSM au voisinage des LHT/MT en régime transitoire

Les lignes électriques peuvent être perturbées par plusieurs causes: coup de foudre, rupture des lignes, défauts d'isolement, etc... . Cette perturbation dégrade la qualité de service de ces lignes, ce qui produit un phénomène transitoire modulé par un signal impulsif. Ce signal peut être considéré comme étant un bruit occupant une fréquence large bande pouvant atteindre la bande GSM, comme montré dans le chapitre précédent.

Ce bruit large bande sera corrélé avec le comportement de la propagation du signal GSM pulsé, particulièrement à la phase instantanée, avec les composantes de phase et de quadrature de phase du signal modulé GMSK. Un bruit de phase sera détecté aux deux composantes du signal GMSK reçu.

Des simulations pour la composante de phase $I_r(t)$ et la composante de quadrature de phase $Q_r(t)$ pour le signal reçu ont été faites sous l'environnement Matlab, en mettant en application la chaîne de communication comme représenté dans la Figure 1. Les résultats sont comparés respectivement par la phase $I_e(t)$ et la quadrature de phase $Q_e(t)$ émises qui sont montrées dans les Figures 17 et 18.

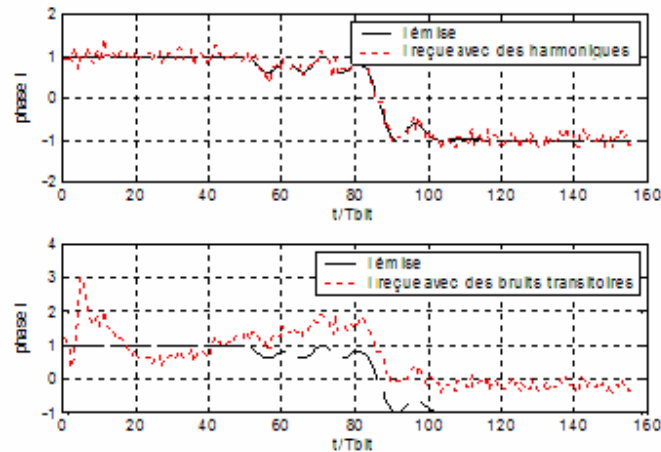


Figure 17. Composante de phase reçue en présence de bruit harmonique ou de bruit transitoire comparée à la composante de la phase émise.

La Figure 17 présente la variation de la phase reçue I en présence du bruit des harmoniques et du bruit transitoire comparée à la composante de la phase émise. Le résultat de simulation prouve que le bruit généré par des lignes électriques en régime transitoire est très important par rapport au bruit des harmoniques produit par les lignes électriques en régime permanent qui est considéré comme un bruit gaussien additif (AWGN) avec des caractéristiques bien définies. Mais le bruit transitoire influe sur les caractéristiques du signal émis d'une façon non attendue, ceci dégrade la qualité de service pour quelques instants d'une manière aléatoire et non étudiée.

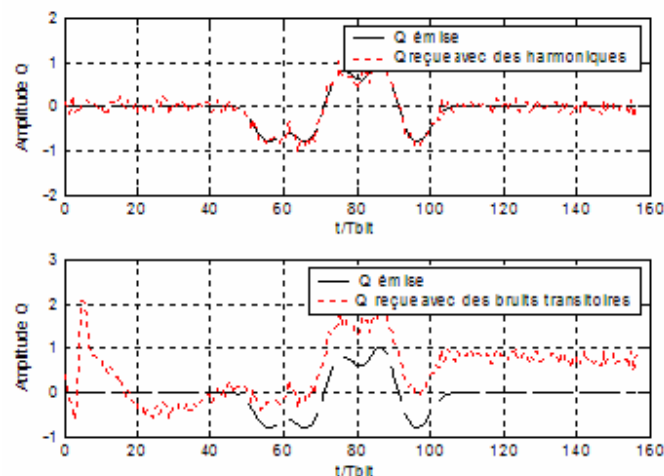


Figure 18. Composante de la quadrature de phase reçue en présence du bruit harmonique ou de bruit transitoire comparée à la composante de la quadrature de phase émise.

Dans la Figure 18, nous avons présenté la composante de la quadrature de phase reçue Q en présence du bruit harmonique ou du bruit transitoire comparé à la composante de quadrature de phase émise. On constate que le signal de quadrature de phase reçu sera trop perturbé par le bruit transitoire et présente une différence significative par rapport au signal émis.

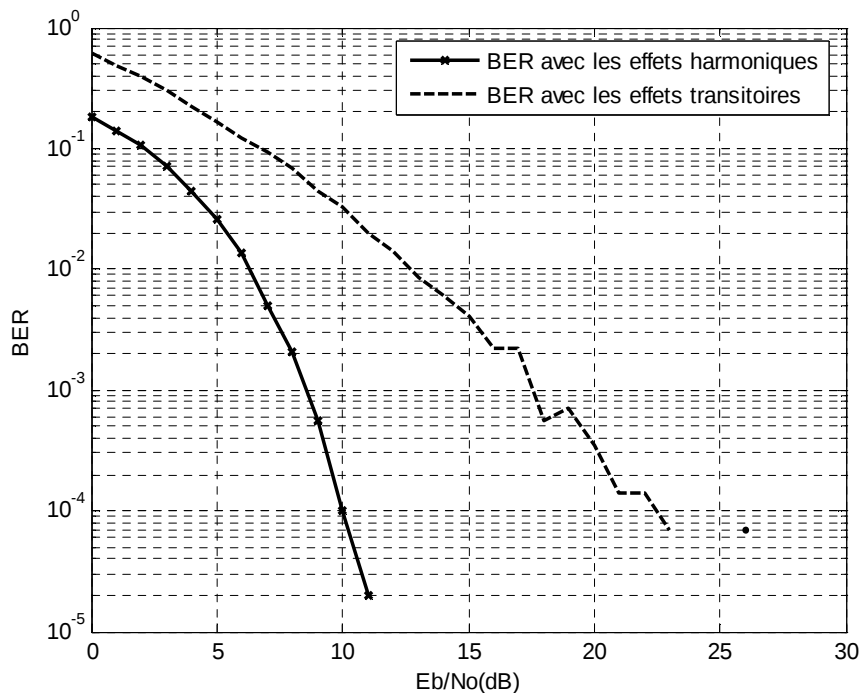


Figure 19. Taux d'erreur binaire (BER) pour les deux types de bruits considérés.

On peut déduire, comme il est montré dans la Figure 19, que le taux d'erreur binaire (BER) sur les bits émis en présence du phénomène transitoire des lignes électriques est plus important que celui de la présence du phénomène d'harmoniques de ces lignes. Ceci dégrade la qualité de service du signal GSM aléatoirement. En effet, les méthodes de mesure de cette qualité sont disponibles pour le régime permanent, ce qui donne un avantage pour améliorer la QoS du réseau GSM dans un environnement EM perturbé, en particulier au voisinage des lignes électriques.

En régime transitoire, il existe beaucoup de problèmes pour mesurer la QoS dans un environnement particulier, donc les solutions demandées sont limitées pour réparer ce problème. Elles ne sont pas fiables à cause de la variation de ce bruit avec une durée très courte.

5. Solutions proposées

5.1. Problème de couverture

La couverture d'une station de base (BTS) peut s'étendre sur un diamètre maximal de 30 km selon la densité de couverture de la zone urbaine ou rurale. Le problème de couverture apparaît, d'une part, lorsque les ondes émises par le mobile n'arrivent pas à la station de base la plus proche, ou bien lorsque celles émises par l'antenne de la BTS n'arrivent pas avec une puissance suffisamment détectable par la station mobile (MS). Ce problème apparaît en mode veille et en mode dédié. D'autre part, lorsque l'abonné se trouve au dessous d'un pylône des lignes électriques, les ondes radio qui se propagent entre la BTS et MS doivent être réfléchies totalement à cause de l'existence du phénomène de la cage de faraday. En effet, toute onde se propage sur une surface métallique (pylône) sera réfléchié totalement, par conséquence, le champ électrique sera nul en dessous du pylône, le champ magnétique B est transversal par rapport à ce dernier en HF et l'onde ne se propage plus entre la BTS et le mobile GSM. Ceci est confirmé dans le chapitre 3. Dans cette dernière situation, le réseau GSM présente une mauvaise couverture.

Le manque de couverture pour une région peut être aussi causé par une disposition spéciale des antennes, comme dans le cas d'un obstacle se trouvant entre la station mobile et l'antenne (bâtiments, montagne).

L'état de couverture du réseau est évalué par l'abonné directement sur son terminal qui affiche le nombre de barrettes indiquant la puissance du signal reçu. Un faible niveau du champ ou l'absence du champ se traduit par la présence d'une ou de deux barrettes sur l'écran du terminal ou par l'indication de l'absence du signal.

Au niveau système, la mauvaise couverture peut être évaluée par un fort taux d'échec d'accès, un fort taux de coupure des communications et/ou de sessions, une faible proportion du handover liée à la meilleure cellule (better cell), un fort taux de handover sur le niveau de champ et un fort taux de messages "CLEAR REQUEST " et/ou "PAQUET CLEAR REQUEST " sur l'interface RF.

La résolution de ce problème de couverture reste spécifique au site concerné et plusieurs solutions sont envisageables :

- On ajoute des sites dans les zones de l'existence des lignes électriques pour fournir en permanence une puissance maximale, et pour que le terminal mobile GSM ne soit pas perturbé en terme de puissance. Dans cette condition, on respecte la distance minimale de 50m entre les lignes et les sites ajoutés. Cette solution est préférée dans le cas où il y a une absence de couverture et où l'émission des antennes des stations de base les plus proches ne peut pas atteindre la zone détectée avec suffisamment de puissance.
- On fait une intervention mécanique au niveau des antennes. Cette action peut être faite soit par un ajustement de tilt, soit par une action sur azimuth. Pour la distance, on doit aussi respecter le rayon proposé (50m) par rapport aux lignes électriques.

5.3. Problème d'interférence

Dans les réseaux cellulaires, l'augmentation de la capacité du réseau se traduit par une augmentation du taux de réutilisation de fréquences. Ceci augmente le niveau d'interférence et de couplage qui sera prépondérant par rapport à tous les autres brouillages.

Ainsi, les interférences ont un impact très important sur le débit de transmission des données, c'est-à-dire le codage attribué, qui est affecté suivant le rapport du signal sur interférence C/I.

La transmission des données dans un canal radio mobile est affectée par différents types d'interférences. Dans notre étude, on prend par exemple l'interférence co-canal ou sur canal adjacent. Les premières interférences sont appariées, lorsque des émetteurs radio et des opérateurs de transport d'énergie électrique émettent sur des fréquences voisines (Exp : la fréquence pour le réseau GSM est 217Hz et celle du réseau STEG est de 250Hz). Ainsi, la seconde interférence apparaît lorsqu' on utilise des canaux assez proches l'un de l'autre dans le spectre des fréquences de l'émetteur que l'on souhaite capter (Exp. le canal radio mobile au voisinage de l'environnement des lignes électriques).

Tous ces problèmes d'interférence peuvent être évalués par les plaintes des clients sur la mauvaise qualité de la voix dans le cas des communications audio et du faible débit pendant la transmission des données. Comme il peut être évalué aussi à l'aide de la qualité de service OMC

ou des mesures sur l'interface radio : fort taux de coupure des communications et/ou des sessions, faible proportion du handover liée à la meilleure cellule (better-cell), fort taux de handover sur la qualité, fort taux de handover sur l'interférence, très faible taux de handovers réussis, fort taux des messages "CLEAR REQUEST " et/ou "PAQUET CLEAR REQUEST " sur l'interface radio.

Pour résoudre ou diminuer ce problème plusieurs solutions sont envisageables, notamment le choix de son motif de réutilisation de fréquences, l'utilisation des techniques d'entrelacement et de saut de fréquence, le changement de l'orientation de l'antenne d'utilisation suivant la situation de la station de base, on doit aussi respecter la distance proposée (50m).

5.4. Problèmes de couplage

Dans le cas où la zone étudiée est bien couverte, il faudrait vérifier en mode dédié la qualité du signal dans le réseau alloué. Si la qualité du signal est semblable avec le niveau du signal, il n'existe plus de problèmes de couplage entre ce réseau et les lignes électriques HT/MT.

Le problème de couplage peut être évalué par une bonne couverture du réseau et une mauvaise qualité de la voix. Le rapport du signal sur l'interférence C/I confirme, l'existence de phénomène de couplage entre le réseau GSM et le réseau électrique.

Pour étudier la compatibilité EM entre ces deux réseaux, plusieurs solutions sont envisageables. Parmi elles, nous avons choisi les solutions déjà citées, auxquelles on ajoute d'autres solutions comme les filtres adaptatifs, la technique de blindage, la conception des antennes avec fentes ou les antennes multicouches, pour minimiser les effets parasites des bruits générés par ces lignes.

6. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre la compatibilité électromagnétique du signal GSM avec le bruit généré par le réseau électrique en régimes permanent et transitoire. Ce dernier réseau peut déranger l'état de fonctionnement du signal GSM se propageant dans l'interface radio qui se trouve dans un environnement EM bruité.

En régime permanent, le type du bruit peut être considéré par la présence de la 5^{ème} harmonique (près de la fréquence de répétition 217 Hz du signal GSM pulsé) des lignes électriques qui affectent l'enveloppe de court paquet (burst) émise et par l'existence de champs électriques et

magnétiques quasi-statiques générés par ces lignes. Ces deux champs, reliés respectivement à la tension et au courant, perturbent l'équipement du réseau GSM fonctionnant par un courant et une tension faibles (telle que la station de base et le terminal mobile) et placé à proximité de ces lignes qui présentent un courant et une tension forts.

Nous avons décrit les principaux indicateurs de la qualité de service du réseau GSM, ainsi que les différents paramètres mesurés qui permettent sa gestion. Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'énumération des divers problèmes qui peuvent être rencontrés dans ce réseau.

En régime transitoire, le bruit est causé par la présence des lignes électriques perturbées. Ces derniers génèrent un signal de courant et de tension impulsifs de courte durée, qui affectent la phase instantanée de l'information située dans les ressources (burst) reçus et qui mènent à des taux d'erreurs binaires importants sur les bits utiles transmis.

Bibliographie

- [1] J. G. Proakis, "Digital Communications". *New York: McGraw-Hill*, 1995.
- [2] M. Mouly et M. Pautet. "The GSM System for Mobile Communications" *Published by, Palaiseau, France*, ISBN: 2-9507190-0-7, 1992.
- [3] Z. Xinghao, T. R et W. Yue, "Analytical Expression of GSM Signal Ambiguity Function", *9th IEEE International Conference on Signal Processing, ICSP 2008*, pp.2279-2283.
- [4] A. Sathyendran et P.J. Smith, "A Theoretical Study of the Performance Improvement in GSM Networks Due to Slow Frequency Hopping », *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.48, No.3, Ottawa, 1998, pp. 2207-2211.
- [5] A. M. Lenchukov, "An Investigation of Serving Signal Characteristics in GSM Cellular Communications Systems", *International Workshop and Tutorials on Electron Devices and Materials* , 2005, pp.198- 200.
- [6] S. Liu et H. Liu, "A linear approximation of GMSK modulation for GSM/EDGE mobile communications'', *4th IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2008, WiCOM '08, pp. 1-4.
- [7] K. Murota et K Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony", *IEEE Trans. on Commun.* Vol. COM-29, no. 7, July 1981, pp. 1044-1050.
- [8] S. Redl, M. W. Oliphant et K. W. Mathias., "An Introduction to GSM", *1st edition, The Artech House Mobile Communications*, ISBN:0890067856 ,1995.
- [9] K. Almudena, B. Y. Zhao, A. D. Joseph, et Reiner Ludwig. "A markov based channel model algorithm for wireless networks". *Proceedings of the 4th ACM international workshop on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems*, (MSWiM), italy, 2001, pp. 28 - 36.
- [10] G. N. Varma, U. Sahu et G. P. Charan, "Robust Frequency Burst Detection Algorithm for GSM/GPRS", *IEEE Vehicular Technology Conference, Los Angeles*, Vol.7, 2004, pp. 3843-3846.
- [11] T. Petermann, V. Kuhn et K. D. Kammeyer, Iterative Blind and Non-blind Channel Estimation in GSM Receivers", *Proc. IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, (PIMRC'2000), London, UK, Sept. 2000, pp. 554-559.
- [12] A. Kantsila, M. Lehtokangas et J. Saarinen, "Complex RPROP- algorithm for neural network equalization of GSM data bursts", *Neurocomputing*, Vol. 61, 2004, pp. 339 – 360.
- [13] S. Tabbane, "Ingénierie des réseaux cellulaires", *Editeur(s) Hermès - Lavoisier*, 2002, ISBN10: 2-7462-0550-5.
- [14] H. Mabed, "Modèles et techniques d'optimisation pour les réseaux radio mobiles", *Thèse de doctorat*, Ecole doctorale d'Angers, 2003.
- [15] S. Tabbane et M. T. Missaoui, "Pratique de l'ingénierie des réseaux cellulaires", *Hermès – Lavoisier*, 2006, ISBN10 : 2-7462-1396-6.
- [16] «Agilent Technologies Optimizing Your TDMA Network Today and Tomorrow», *document Agilent technologies*, 2000.
- [17] W. C. Hardy, "QoS Measurement and Evaluation of Telecommunications Quality of Service", *1 edition Wiley*, (August 15, 2001 ISBN-10: 0471499579).
- [18] "Rapport de l'Audit des Réseaux Cellulaires", *Agence des Télécommunications de Côte d'Ivoire*, 2003.
- [19] H. Aegg, "Characterization of GSM indoor speech quality by outdoor power Measurements", *COST-273; Bologna, Italy*, October 2001.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce travail a abouti à la mise en oeuvre d'une technique qui permet l'optimisation des performances du réseau de télécommunication mobile dans un environnement électromagnétique bruité. Différents modes de couplage permanents et transitoires peuvent être affectés dans ce réseau.

Dans un premier temps, nous avons décrit l'environnement électromagnétique de ce réseau en analysant plus particulièrement les caractéristiques électriques des lignes de transmission de multiconducteur. Ces lignes sont des lignes d'excitation des systèmes industriels et peuvent être considérées comme victimes au niveau des systèmes de télécommunication mobile. Ainsi, elles peuvent aussi être considérées comme des sources de perturbations au niveau des systèmes électriques à haute tension. Ceci nous a permis de constater qu'il y a un phénomène qui existe lors de la multiplication de ces deux systèmes et qui constitue l'un des perturbateurs les plus pénalisants : la diaphonie. En effet, ce phénomène est localisé sur les circuits PCB lui-même intégré dans les systèmes de télécommunication mobile.

Par la suite, nous avons présenté une méthode numérique optimale pour la réduction de la diaphonie dans les réseaux de télécommunication. Cette méthode permet de réduire de façon significative le niveau de diaphonie sur les lignes MTL. Elle est fondée sur l'annulation des rayonnements aux extrémités proches et lointaines des lignes qui peuvent être considérées comme un circuit PCB. Des résultats de simulation ont montré le niveau de diaphonie engendré par la mise en oeuvre d'une telle méthode analytique et numérique puissante pour un constructeur du circuit PCB dans un temps plus court.

La technique NILT proposée peut être généralisée pour tous les systèmes MTL. Cependant, le domaine d'application de cette méthode s'inscrit dans le contexte de la recherche

d'optimisation de certains systèmes MTL considérés comme victimes dans une zone électromagnétique perturbée. En fait, dans cette zone se produisent des harmoniques et des perturbations à cause de l'existence des lignes électriques.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à la caractérisation électromagnétique de réseaux électriques qui peuvent être considérés comme des sources de perturbations et plus particulièrement aux installations des lignes électriques et des équipements associés. En effet, l'expansion du réseau de télécommunication mobile a abouti à la création de réseaux cellulaires au sein des habitations. La présence du réseau électrique dans les cellules du réseau de télécommunication mobile nécessite une étude approfondie concernant la limitation des effets dangereux de ce réseau sur l'environnement des systèmes de télécommunication mobile. Dans ce contexte, nous avons effectué un stage pour chercher un moyen pratique pour réaliser ce type de réseaux, tout en conservant les limitations des réseaux mobiles.

Toujours dans un souci d'optimisation des performances du réseau GSM, nous avons proposé une modélisation du réseau électrique. Cette modélisation est validée par des mesures réelles des harmoniques, des champs électriques et magnétiques à proximité des lignes électriques en régimes permanents ou transitoires. Ce modèle nous a permis d'effectuer une étude approfondie sur les principaux paramètres engendrant des problèmes de perturbations sur le réseau mobile.

Par ailleurs, nous employons un modèle analytique pour étudier la perturbation EM engendrée par les lignes électriques en régime permanent et pour avoir l'effet électromagnétique et électrostatique sur les circuits lors de son fonctionnement. Cette perturbation a été exprimée en terme de force électromotrice et de potentiel induit, influant sur le circuit qui pourrait dans des cas échéants bloquer la communication dans quelques circonstances.

Afin de pallier ce problème, nous avons développé une méthode numérique pour étudier et optimiser le niveau de perturbation EM dans un circuit intégré dans les équipements du réseau GSM. Cette méthode est basée sur la théorie des lignes de transmission qui sont exposées par des champs électromagnétiques fondamentaux en régime transitoire. Ces actions conjuguées sont le garant de l'obtention des performances optimales des systèmes des lignes de transmission.

En prenant en considération les limitations de cette méthode NILT proposée et dans le but d'optimiser les systèmes de télécommunication comme un circuit, nous avons alors proposé des solutions pour la réduction de couplage proche et lointain. Ces solutions sont basées sur la conception des lignes MTL. Tous les résultats obtenus sont actuellement intéressants. La réduction des couplages interne et externe peut être appliquée à l'intégralité des lignes dans les équipements de télécommunication mobile de fortes contenances.

En connaissant les différentes caractéristiques des champs fondamentaux et des champs harmoniques incidents générés par les lignes électriques, nous pouvons montrer qu'il est possible de garantir une stabilité de fonctionnement du circuit de télécommunication mobile.

Afin de permettre à un système de télécommunication victime fiable de fonctionner correctement, nous avons montré qu'il est possible d'optimiser le réseau GSM par des mesures de la QoS de ce réseau au voisinage des lignes électriques et de garantir une chaîne de communication robuste et améliorée. Cette optimisation concerne le signal de communication numérique à travers le canal radio qui est exposé par des bruits EM des champs fondamentaux et harmoniques générés par le réseau électrique en régimes permanents et transitoires.

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les perspectives d'étude sont nombreuses. On peut évidemment s'intéresser aux études de réduction de l'effet de diaphonie et de couplage dans les circuits de télécommunication mobile dans un environnement bruité. Concernant les études menées au sein des circuits de réseau de télécommunication mobile, il serait tout à fait judicieux d'étudier la faisabilité de l'utilisation conjointe des autres méthodes de réduction de la diaphonie.

Toujours dans le contexte du réseau téléphonique mobile, une seconde voie d'étude qui consiste à améliorer les performances de ce réseau par l'optimisation du signal de communication numérique. Cette étude sera appliquée sur un canal sensible aux bruits non étudiés apparaissant dans ce réseau, afin de choisir l'un des filtres appropriés des réseaux électriques et de télécommunications.

Des études complémentaires devraient être menées afin d'essayer de remonter ce niveau pour obtenir un rapport signal / bruit (SNR) et un taux d'erreur binaire (BER) plus intéressants et se protéger davantage des perturbateurs quelque soit l'environnement et répondre mieux aux contraintes de CEM.

ANNEXE 1

CARACTÉRISTIQUE D'UNE ONDE INCIDENTE EN RÉGIME TRANSITOIRE

Considérons, dans l'espace (O, x, y, z) , une ligne électrique de longueur infinie parallèle au plan (xOy) , soumise à une perturbation électromagnétique externe due à un coup de foudre direct. Cette excitation engendre des champs électriques (E_{inc}) et magnétiques (B_{inc}), qui constituent un vrai danger pour les systèmes industriels voisins (Figure A1-1).

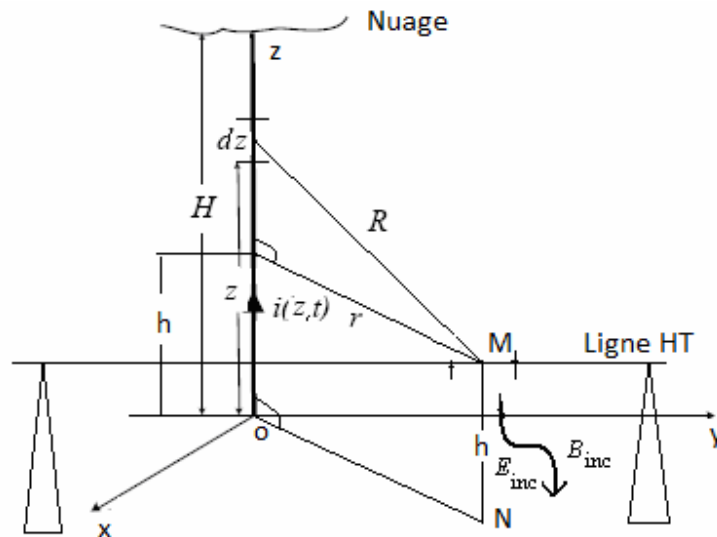


Figure A1-1. Configuration géométrique d'une ligne électrique excitée par un coup de foudre

En considérant la terre comme un conducteur parfait, Master et Uman, ont défini les composants des champs électriques et magnétiques, produits par un segment infinitésimal du canal de la foudre, comme [1]:

$$dE_r(r, z, t) = \frac{dz}{4\pi\epsilon_0} \left[\begin{aligned} & \frac{3r(h-z)}{R^5} \int_0^t i(z, \tau - R/c) d\tau \\ & + \frac{3r(h-z)}{cR^4} i(z, t - R/c) \\ & + \frac{r(h-z)}{c^2 R^3} \frac{\partial i(z, t - R/c)}{\partial t} \end{aligned} \right] \quad (1a)$$

$$dE_z(r, z, t) = \frac{dz}{4\pi\epsilon_0} \left[\begin{aligned} & \frac{2(h-z) - r^2}{R^5} \int_0^t i(z, \tau - R/c) d\tau \\ & + \frac{3(h-z) - r^2}{cR^4} i(z, t - R/c) \\ & - \frac{r^2}{c^2 R^3} \frac{\partial i(z, t - R/c)}{\partial t} \end{aligned} \right] \quad (1b)$$

$$dB(r, z, t) = \frac{\mu_0 dz}{4\pi} \left[\frac{r}{R^3} i(z, t - R/c) + \frac{r}{cR^2} \frac{\partial i(z, t - R/c)}{\partial t} \right] \quad (2)$$

où $h=MN$ est la hauteur de la ligne électrique, r est la distance horizontale entre un point de la ligne et le canal de la foudre et c est la vitesse de la lumière dans le vide.

Le courant $i(z, t)$ du canal de la foudre se propageant vers les nuages, est défini selon le modèle MTLE par [2]:

$$i(z, t) = \exp(-\alpha z) i(0, t - z/v) \quad (3)$$

$i(0, t)$ est le courant du canal de la foudre au niveau du sol, α est la constante d'atténuation du courant pendant la propagation dans la direction verticale vers les nuages et v est la vitesse du courant retournant. La transformation de Laplace des équations (1)-(2) et l'intégration le long du canal de la foudre et de son image, donnent :

$$E_r(r, z, s) = \frac{\exp(-Rs/c)}{4\pi\epsilon_0} \int_{-H}^H I(z, s) \left[\begin{aligned} & \frac{3r(h-z)}{R^5 s} \\ & + \frac{3r(h-z)}{cR^4} + \frac{r(h-z)s}{c^2 R^3} \end{aligned} \right] dz \quad (4a)$$

$$E_z(r, z, s) = \frac{\exp(-Rs/c)}{4\pi\epsilon_0} \int_{-H}^H I(z, s) \left[\frac{2(h-z)^2 - r^2}{R^5 s} + \frac{2(h-z)^2 - r^2}{cR^4} - \frac{r^2 s}{c^2 R^3} \right] dz \quad (4b)$$

$$B(r, z, s) = \frac{\mu_0 \exp(-Rs/c)}{4\pi} \int_{-H}^H I(z, s) \left[\frac{r}{R^3} + \frac{r}{cR^2} \right] dz \quad (5)$$

avec H la hauteur des nuages et $I(z, s)$ est la transformée de Laplace du courant du canal de la foudre donnée par:

$$I(z, s) = \exp(-\alpha z) I(-zs/v) I(0, s) \quad (6)$$

L'intégrale apparaissant dans (4)-(5) est évaluée numériquement. Cependant, jusqu'à présent la terre a été considérée comme étant un conducteur parfait. Pour tenir compte de sa conductivité finie, on utilise l'expression de Cooray-Rubinstein citée dans [3]:

$$\tilde{E}_r(r, z, s) = E_r(r, z, s) - \frac{c B(r, 0, s)}{\sqrt{\epsilon_{rg} + 1/(\epsilon_0 \rho_g s)}} \quad (7)$$

avec $\tilde{E}_r(r, z, s)$ est le champ électrique horizontal modifié par la considération de la résistivité ρ_g , ϵ_{rg} est la permittivité relative et $B(r, 0, s)$ est le champ magnétique au niveau du sol pour une terre parfaitement conductrice. Le champ électrique vertical est modifié d'une façon similaire.

Bibliographie

- [1] M. J. Master et M. A. Uman, "Lightning Induced Voltages on Power Lines: Theory", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-103, pp. 2505- 2517, 1984.
- [2] C.A. Nucci, F. Rachidi, M. Ianoz et C. Mazzetti, "Lightning-induced voltages on overhead power lines", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 35, Feb. 1993.
- [3] F. Rachidi, C. A. Nucci, M. Ianoz et C. Mazzetti, "Influence of a Lossy Ground on Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, no. 3, August 1996.

ANNEXE 2

PRÉSENTATION DU LOGICIEL NEMO OUTDOOR

Le produit Nemo Outdoor est un outil de mesure et d'analyse des paramètres radio de l'interface air, il permet la validation cohérente et simultanée de la performance réseau et de la qualité des services, ce produit est illustré dans la figure A2-1.

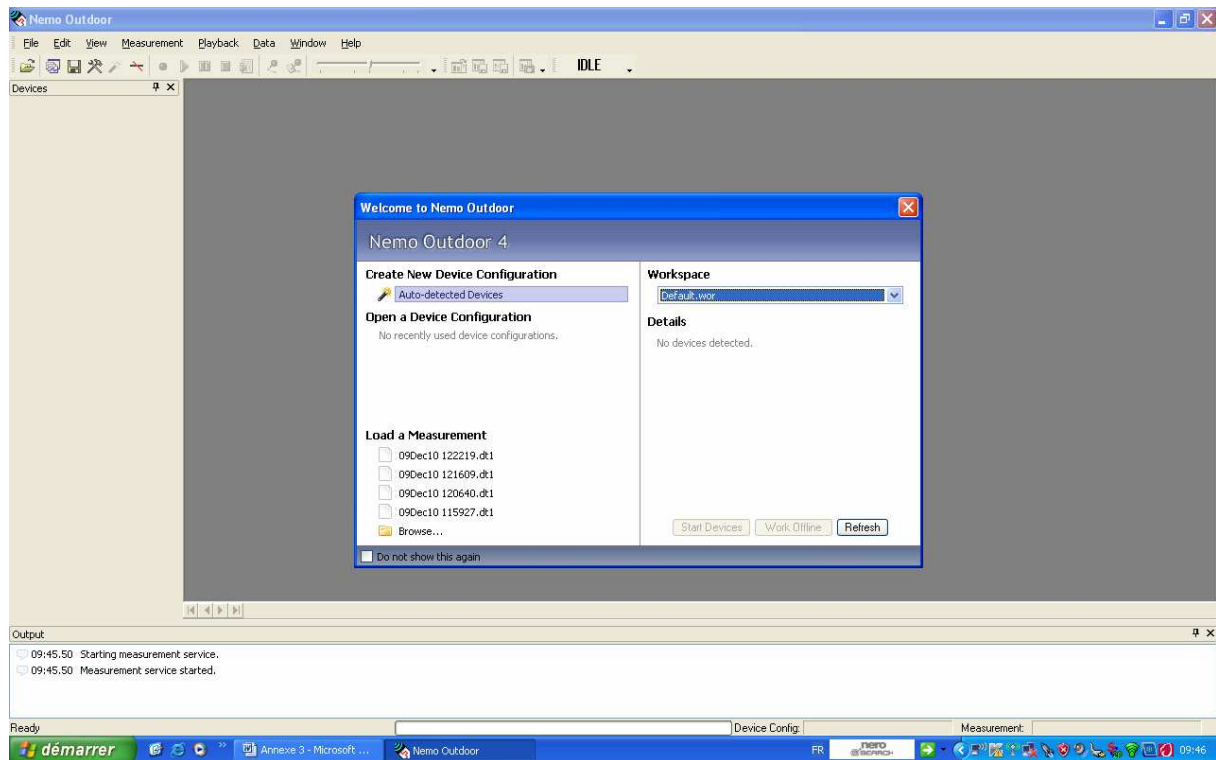


Figure A2-1. Interface Nemo Outdoor 4.

C'est un outil de « drive test » fournissant, en temps réel, des informations détaillées pour toutes activités comme audit, optimisation, benchmark de réseaux mobiles 2G, 3G, 3,5G, etc. Elle supporte les options « indoor », les mesures PoC, ainsi que les mesures de qualité vocale basées sur les algorithmes ITU-R/PESQ. C'est une interface extrêmement souple et portable de technologie pour mesurer et assurer la surveillance de l'interface d'air des réseaux sans fil.

Elle extrait les résultats de mesure et présente les coordonnées géographiques de la région considérée.

Avec les opérateurs de réseau, Nemo Outdoor peut effectuer des mesures sur les réseaux multiples.

La figure A2-2 nous permet d'ouvrir les fichiers dont nous trouvons nos mesures enregistrées en mode veille et en mode communication.

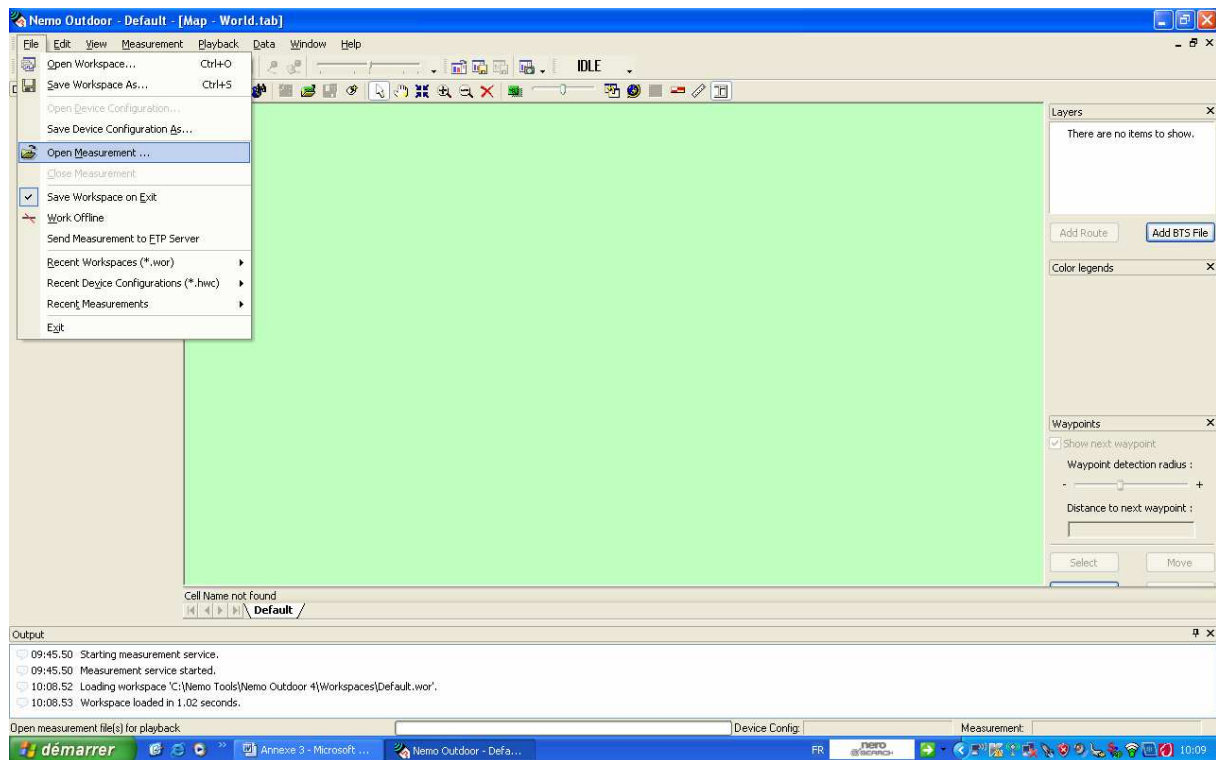
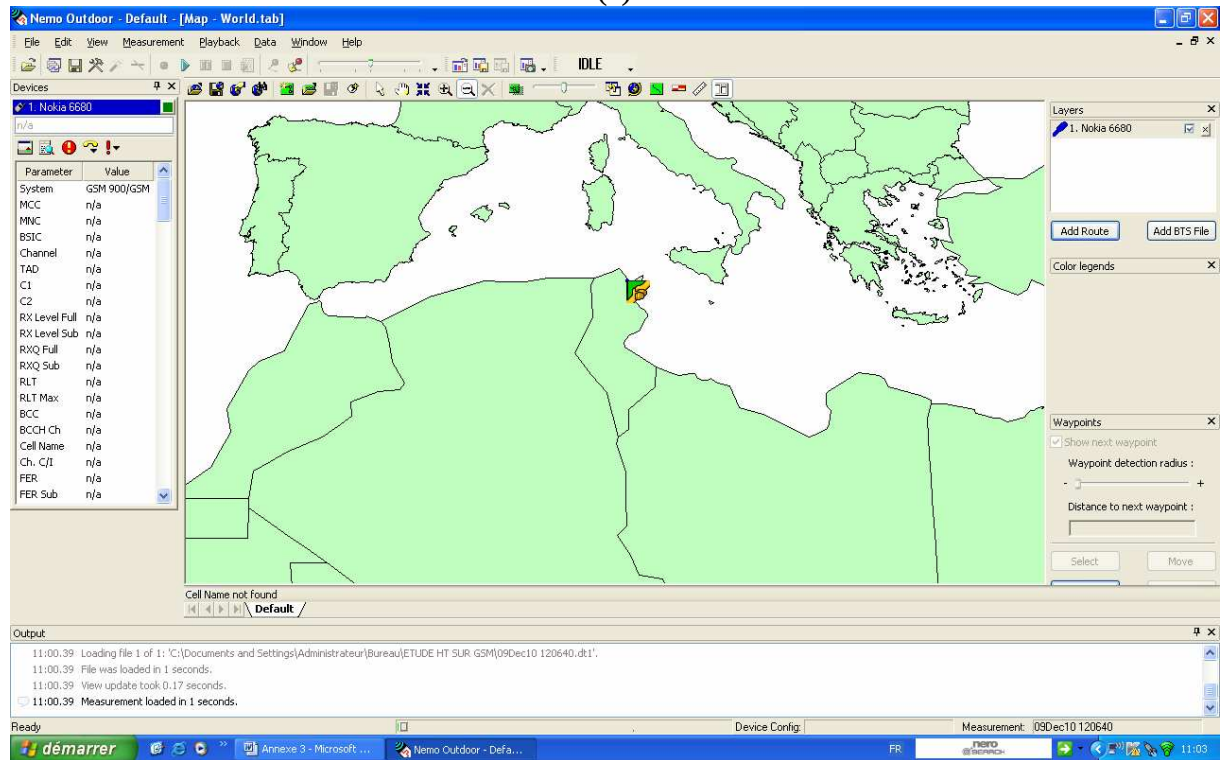


Figure A2-2. L'interface Nemo Outdoor permet d'ouvrir les fichiers des mesures.

Après le choix du modèle, nous choisissons le type d'analyse souhaité qui correspond aux informations du réseau GSM en temps réel dans les parcours des mesures (map) et qui définit la position où nous effectuons les mesures en utilisant la technologie GPS comme illustré dans le figure A2-3.

(a)



(b)

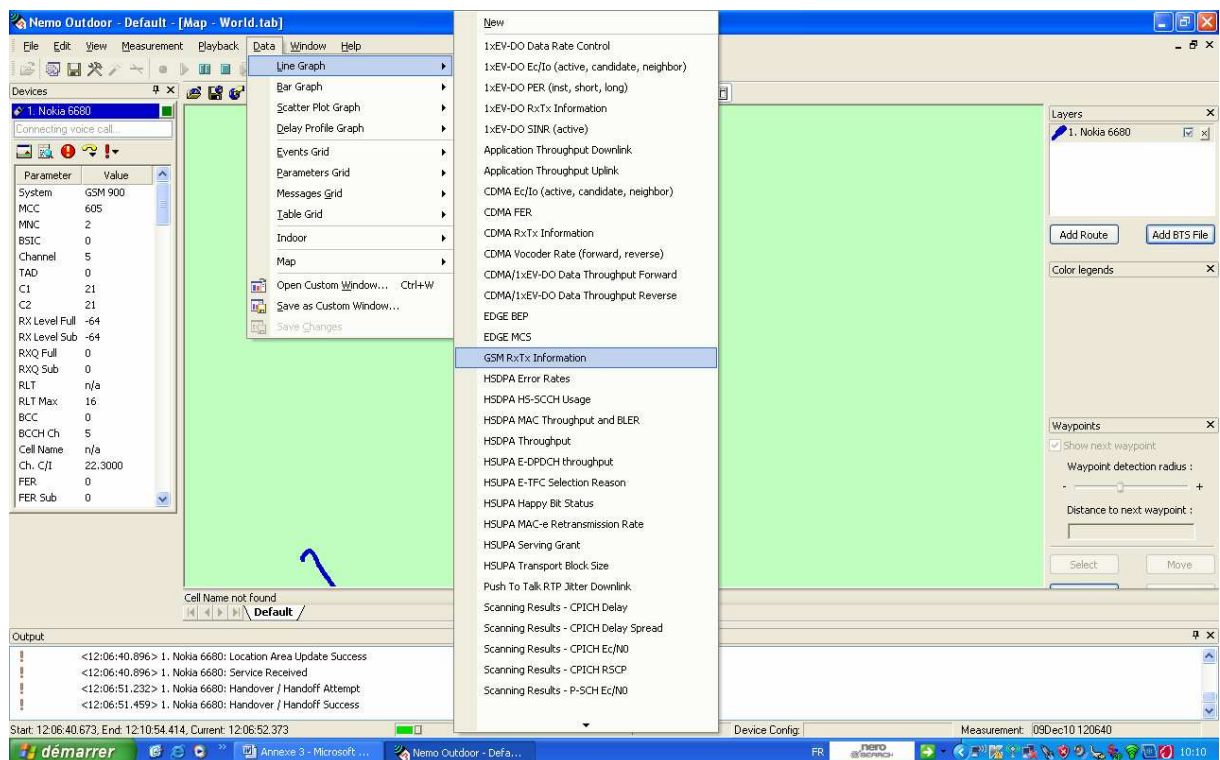


Figure A2-3. L'interface Nemo Outdoor permet de choisir le map (a) et le type d'analyse (b).

La figure A2-4 nous permet de visualiser les résultats de niveau du signal (RxLevel full), la qualité du signal (RxQuality full) et la puissance de la téléphonie mobile (MS power level) selon les étapes choisies dans la partie précédente.

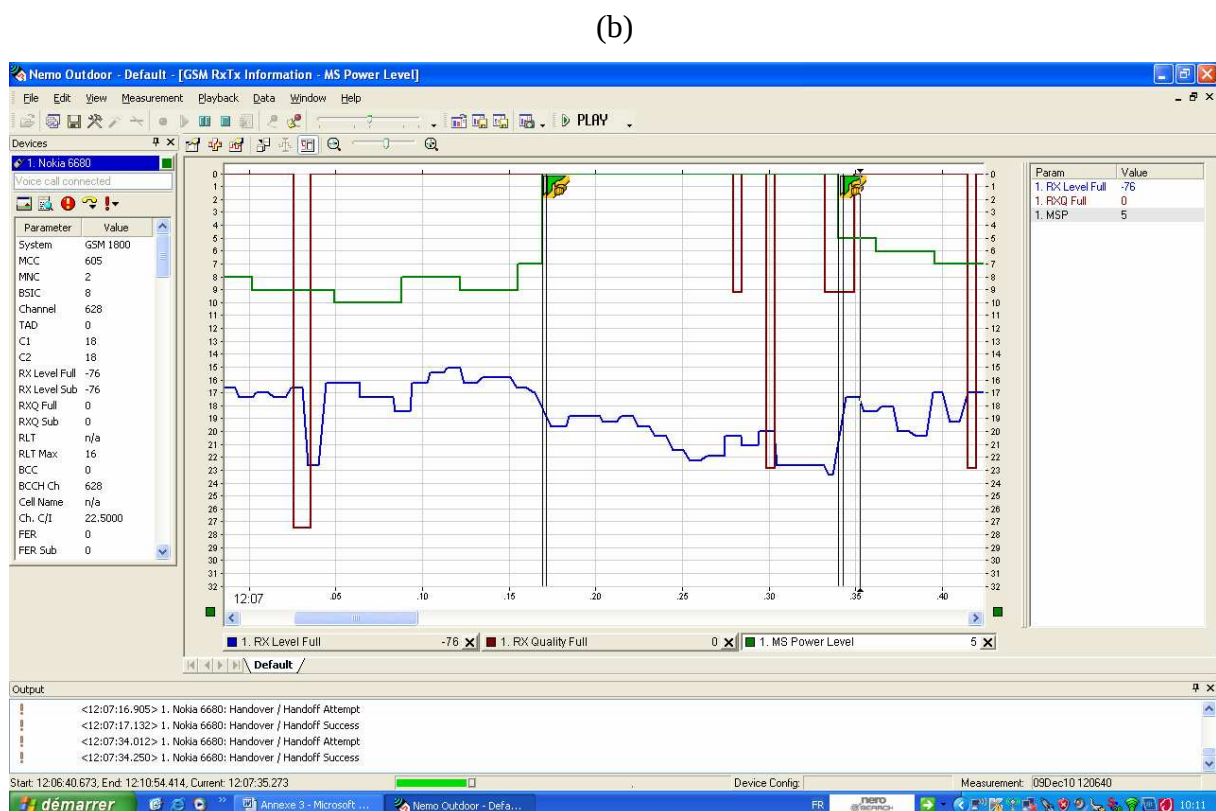
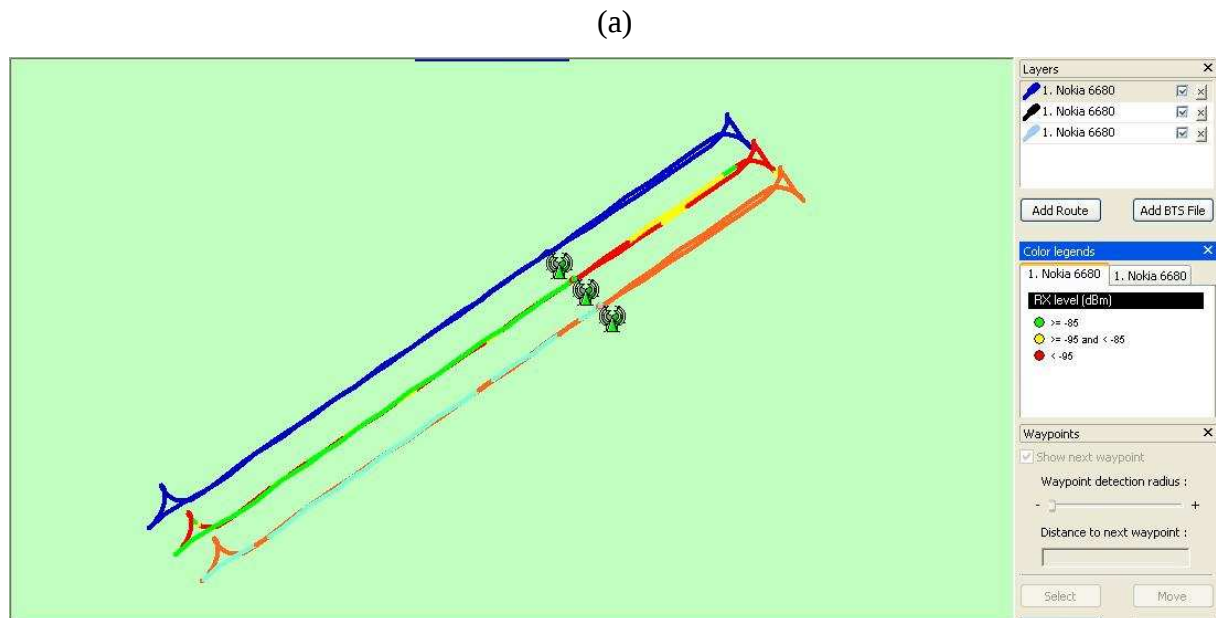


Figure A2-4. L'interface Nemo Outdoor visualise la QoS du réseau GSM dans le map(a) et la zone ciblée(b).

Les résultats de mesure fournissent des informations utiles pour la planification du réseau, le diagnostic des pannes, la vérification du signal, le changement des cartes défectueuses, la gestion des mesures, la qualification et la résolution des liens (Mic, interfaces ABIS, ATER,A) Environnement : MSC, BTS , Frame Relay Cisco (Nokia TCU, Alcatel 1641 SM, TCU3, BSC3e Nortel). Les fabricants de ce produit assurent à nos clients un choix large du dernier équipement d'essai. Toutes les technologies GSM, HSCSD, GPRS, EDGE, WCDMA, HxUPA, AMPS, TDMA, CDMAOne, CDMA2000, Tetra, LTE sont aujourd'hui reconnues et implémentées. Les terminaux de test du marché de Nokia, Ericsson, Samsung et Sagem sont également supportés.