

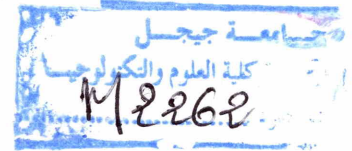
*République Algérienne démocratique et populaire*

*Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique*

**Université de Jijel**

**Faculté des Sciences et de la Technologie**

**Département de l'Electrotechnique**



**Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master  
en Électrotechnique**

**Option : Compatibilité Électromagnétique**

*Thème*

***L'Estimation de la Diaphonie Maximale dans  
les Lignes de Transmission Faiblement  
Couplées***

**Réalisé par :**

**Mr. ZIGHA Med Amine**

**Encadré par :**

**Dr. KAUCHE Senaa**

**Promotion 2014/2015**

## *Remerciements*

Mes plus grands remerciements vont avant tout à DIEU le tout puissant et miséricordieux qui m'a toujours guidé vers le bon chemin et qui m'a donné le courage et la santé durant cette année d'étude grâce à quoi j'ai pu réaliser ce travail.

Je tiens à présenter mes vifs remerciements et ma plus profonde gratitude à Dr. Senna Kaouche, maître de conférence (B) à l'université de Jijel, pour m'avoir encadré et guidé tout au long de ce travail, pour le temps précieux qu'elle m'a accordé ainsi que pour ses précieux conseils et pour ses judicieuses orientations, son soutien et ses qualités humaines.

Mes remerciements s'étendent aussi aux membres de jury pour avoir accepté de nous consacrer une partie de leurs temps, afin d'examiner et de juger mon modeste travail.

Enfin mes remerciements s'adressent aussi à tous mes camarades de la promotion et toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin même par un simple mot d'encouragement.

Merci à tous.

## *Dédicace*

Je remercie et tiens à dédier ce modeste travail, à mes chers parents et tout particulièrement à ma très chère mère et ceux pour avoir toujours été présents durant mon parcours, et qui m'ont toujours soutenu dans les moments difficiles, à mon frère, à mes sœurs et au reste de ma famille.

J'ajoute à cela, mes amis, que je remercie de faire partie de ma vie et pour tous ces bons moments, et à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de cette année.

# ***Sommaire***

# Sommaire

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre I :**

### **Notions sur le Couplage Electromagnétique et la Diaphonie**

<i>Introduction .....</i>	<i>3</i>
<b>I. La Compatibilité électromagnétique (CEM).....</b>	<b>4</b>
<b>I.1. Définition .....</b>	<b>4</b>
<i>I.1.1. Un peu d'histoire .....</i>	<i>5</i>
<b>I.2. Émission / Susceptibilité .....</b>	<b>5</b>
<b>I.3. Classifications des perturbations .....</b>	<b>6</b>
<i>I.3.1. Classification par conduction et rayonnement .....</i>	<i>6</i>
<i>I.3.2. Classification par fréquence .....</i>	<i>7</i>
<i>I.3.3. Classification par durée .....</i>	<i>8</i>
<i>I.3.4. Classification par mode de propagation .....</i>	<i>9</i>
<b>I.4. Les sources de perturbations.....</b>	<b>10</b>
<i>I.4.1. Sources de bruit naturel .....</i>	<i>10</i>
<i>I.4.2. Sources de bruit industriel .....</i>	<i>11</i>
<b>I.5. Directives européennes sur la CEM .....</b>	<b>12</b>
<i>I.5.1. Directive 2004/108/CE, « Phénomènes CEM » .....</i>	<i>12</i>
<i>I.5.2. Domaine d'application .....</i>	<i>12</i>
<i>I.5.3. Directive 2004/108/CE, « Exigences essentielles » .....</i>	<i>13</i>
<b>II. Le couplage électromagnétique .....</b>	<b>13</b>
<b>II.1. Définition .....</b>	<b>13</b>
<b>II.2. Mécanismes de transmission des perturbations : Types de couplage .....</b>	<b>14</b>
<i>II.2.1. Transmission par conduction .....</i>	<i>14</i>
<i>II.2.1.1. Les couplages par liaison directe .....</i>	<i>14</i>
<i>II.2.1.2. Les couplages par impédance commune .....</i>	<i>15</i>

<i>II.2.2. Transmission par rayonnement</i> .....	15
<i>II.2.2.1. Le couplage en champ lointain</i> .....	15
<i>II.2.2.2. Le couplage en champ proche</i> .....	16
<b>III. Quelques notions sur la Diaphonie</b> .....	17
<b>III.1. Définition</b> .....	17
<b>III.2. Effets de la diaphonie</b> .....	17
<b>III.3. Types de diaphonies</b> .....	18
<i>III.3.1. Interférences entre paires au sein d'un même câble</i> .....	19
<i>III.3.1.1. Entre deux paires</i> .....	19
<i>III.3.2. Interférences entre câbles</i> .....	20
<b>III.4. Types de couplage par diaphonie</b> .....	20
<i>III.4.1. Couplage par diaphonie inductive</i> .....	20
<i>III.4.2. Couplage par diaphonie capacitive</i> .....	20
<b>III.5. Rapport diaphonique NEXT et FEXT</b> .....	21
<b>Conclusion</b> .....	23
<b>Références bibliographiques</b> .....	24

## **Chapitre II :**

### **Formulation de l'Estimation de la Diaphonie Maximale dans les Lignes de Transmission**

<b>Introduction</b> .....	25
<b>I. Études antérieures sur la diaphonie</b> .....	26
<b>II. Formulation de la diaphonie maximale</b> .....	27
<b>II.1. Le circuit de ligne de transmission et les équations des lignes</b> .....	27
<b>II.2. La solution générale des équations des lignes de transmission pour une source de tension distribuée</b> .....	31
<b>II.3. La solution générale des équations des lignes de transmission pour une source de courant distribuée</b> .....	32
<b>II.4. La solution totale des équations des lignes de transmission pour une région de couplage électriquement large</b> .....	33

---

II.5. Estimation de la diaphonie maximale.....	35
III. L'estimation de la diaphonie maximale dans le cas des lignes de transmission homogènes et sans pertes.....	37
III.1. Formulation de la diaphonie maximale dans le cas des lignes sans pertes.....	38
III.2. Estimation de la diaphonie maximale dans les lignes de transmission infiniment longue.....	40
<i>Conclusion</i> .....	44
Références bibliographiques.....	45

### ***Chapitre III :***

#### **Les Applications**

<i>Introduction</i> .....	47
I. Validation de la formulation de l'estimation de la diaphonie maximale.....	48
II. Application sur une carte électronique (circuit imprimé, PCB).....	53
III. Etude paramétrique.....	58
III.1. L'effet des charges de terminaison sur l'estimation maximale de la diaphonie.....	58
III.2. L'effet de la longueur de la région de couplage sur l'estimation maximale de la diaphonie.....	60
<i>Conclusion</i> .....	62
Références bibliographiques.....	63
<b><i>Conclusion Générale</i></b> .....	64

---

# ***Introduction Générale***



## Introduction Générale

**L**es systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette **énergie parasite** est appelée **perturbation électromagnétique (couplage électromagnétique)**.

Un équipement électrique ou électronique peut devenir **victime** de l'environnement électromagnétique dans lequel il opère. Le fonctionnement du système est alors perturbé. Ce qui 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.

Parallèlement, en tant qu'émetteur non intentionnel d'énergie électromagnétique, un système électrique ou électronique constitue une **source** potentielle de perturbations.

On nomme **diaphonie** (parfois « **bruit** » ou « **crosstalk** » en anglais) l'**interférence** d'un premier signal avec un second. On trouve des traces du premier signal, dans le signal du second, souvent à cause de phénomènes d'**induction électromagnétique**. On parle de diaphonie dans le cas de multiples canaux de communication ou de données, là où l'un **interfère** sur l'autre ou les autres. Le phénomène se rencontrait parfois à l'époque du téléphone analogique, cette diaphonie ou plutôt ce mélange, donna naissance à un classique de la littérature policière : *Raccrochez, c'est une erreur (Sorry, wrong number)*... etc.

Actuellement les tendances du design dans l'électronique commerciale sont vers des conceptions qui sont plus petites, pèsent moins et consomment moins d'énergie que les modèles du passé. Une conséquence majeure de cette tendance est d'**augmenter** les problèmes de **diaphonie**.

La diaphonie a été largement étudiée dans la littérature, elle est souvent évaluée grâce à une combinaison de simulations numériques et de règles empiriques. Mais la plupart des études ont porté sur des formulations de **diaphonie exactes** qui capturent chaque crête et vallée de la diaphonie sur la fréquence, les décisions de conception sont souvent mieux

formulées à partir d'un **maximum** (le pire des cas), puisque les paramètres physiques de tout système de lignes de transmission ne sont jamais totalement connus.

Lorsque le circuit devient électriquement large, en particulier, des petites variations dans les paramètres de la ligne de transmission peuvent causer de grandes variations de la diaphonie à une fréquence donnée, et cela peut faire la différence entre un système qui réussit ou échoue les exigences de diaphonie.

Basant les **décisions de conception** sur une **enveloppe** de la **diaphonie maximale** plutôt qu'un **modèle exact** peut conduire à des **meilleures décisions** de conception puisque l'enveloppe de la diaphonie maximale est généralement moins sensible aux variations des paramètres de la ligne de transmission qu'une formulation exacte.

Dans ce contexte, nous proposons un mémoire de fin d'études de master en compatibilité électromagnétique. L'objectif de ce mémoire, consiste à découvrir une formulation, proposée dans la littérature, dont le but est d'**estimer** la **diaphonie maximale** dans les lignes de transmission couplées, dans le domaine fréquentiel, basée sur une formulation intégrale. Notre mémoire s'organise en trois chapitres :

1. Dans le premier chapitre, nous présenterons des généralités sur la compatibilité électromagnétique, les bruits présents dans notre environnement, les différents modes de couplage existants, ainsi que quelques notions sur la diaphonie, ce type de couplage est très familial dans les systèmes de transmission ;
2. Dans le deuxième chapitre nous exposerons une formulation issue de la littérature pour l'estimation de la diaphonie maximale dans les lignes de transmission. Tout d'abord dans le cas général des lignes avec pertes et dans un milieu non homogène. Ensuite dans un cas plus simple, sans pertes et dans des milieux homogènes ;
3. Dans le dernier chapitre intitulé "Les applications", nous proposons :
  - des validations de la formulation énoncée dans le chapitre II, pour l'estimation de la diaphonie maximale ;
  - une étude paramétrique, contiendra les effets de charges aux extrémités des lignes de transmission sur la diaphonie exacte et leur enveloppe maximale.

Enfin une conclusion générale et des perspectives, clôturèrent ce mémoire.

# ***Chapitre I :***

## **Notions sur le Couplage Electromagnétique et la Diaphonie**

## Introduction

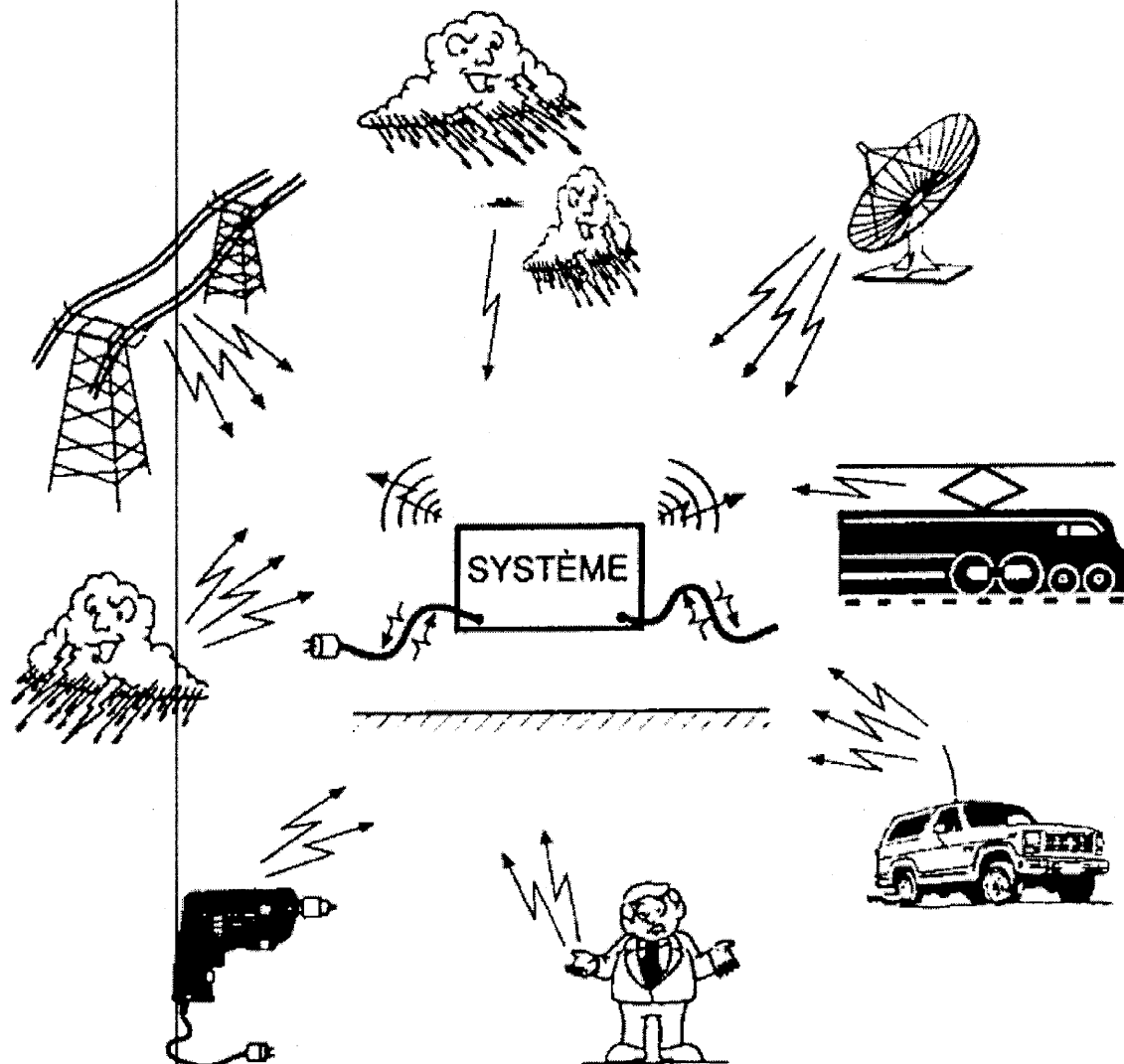
**D**epuis 1996, aucun appareil ne peut théoriquement être commercialisé sans avoir subi de test de compatibilité électromagnétique (CEM). La CEM a pour objet de prendre en compte les perturbations transmises par les appareils en fonctionnement pour assurer un fonctionnement correct de plusieurs appareils en même temps. Une définition précise de l'étude de la compatibilité électromagnétique (CEM) peut être :

***« Capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement ».***

On trouve des exemples de problèmes de CEM dans la vie quotidienne. Par exemple, dans les voitures modernes ou dans les avions (4 km de câbles dans une voiture moderne et jusqu'à 400 km de câbles dans un avion de transport civil) pose encore un nombre de questions de compréhension physique des phénomènes de propagation et de couplage électromagnétique qui y prennent naissance.

A cet effet, nous aborderons dans ce premier chapitre quelques notions sur les perturbations électromagnétiques et leur couplage dans les systèmes de transmission, ainsi que des définitions sur la diaphonie tant qu'elle représente un genre de ce couplage électromagnétique.

## I. La Compatibilité électromagnétique (CEM)



*Figure I.1. Principe de la CEM.*

### I.1. Définition

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) est le fait, pour des équipements de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques [I-1].

Selon le décret français concernant la CEM, il s'agit de la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire lui même de perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles susceptibles de nuire au bon fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement.

### **I.1.1. Un peu d'histoire**

Au début des années 30 : début des communications radio [I-1].

- Apparition des problèmes d'interférences radio (dus aux moteurs électriques, etc.) ;
- 1933 : Création du CISPR (Comité international spécial des Perturbations radioélectriques) par la CÉI (Commission électrotechnique internationale) qui développe des normes pour éviter les interférences ;
- Durant la Deuxième Guerre mondiale, l'utilisation d'appareils électroniques (radio, navigation, radar) s'est accélérée. Beaucoup de cas d'interférences entre radios et systèmes de navigation aérienne ;
- Le CISPR continue son activité en produisant plusieurs publications techniques présentant des techniques de mesure des perturbations, et recommandant des valeurs limites d'émissions. Plusieurs pays européens ont adopté ces valeurs limites recommandées par le CISPR ;
- L'augmentation la plus significative des problèmes d'interférences est apparue avec l'invention des composants électroniques à haute densité, tels que le transistor bipolaire dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960, et les puces à microprocesseur dans les années 1970. Par ailleurs, le spectre fréquentiel utilisé devient beaucoup plus large, ce pour subvenir aux besoins de plus en plus croissants de transmission d'informations [I-1];
- Due à la sensibilité de plus en plus accrue des circuits électroniques, l'*American Federal Communications Commission (FCC)* a publié en 1979 des normes limitant les émissions électromagnétiques de tous les appareils électroniques. Les valeurs limites définies par la FCC correspondent dans l'ensemble à celles recommandées par le CISPR.

### **I.2. Émission / Susceptibilité**

La CEM est la capacité d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans provoquer lui-même des perturbations électromagnétiques (dépassant des limites spécifiées dans des normes). Elle ne peut pas se mesurer directement [I-2].

Pour pouvoir décrire quantitativement la CEM, on distingue :

- l'émissivité électromagnétique (EMI = electromagnetic interference) qui indique le pouvoir perturbateur d'un équipement électrique ;

- l'immunité (susceptibilité) électromagnétique qui indique la capacité à supporter les perturbations ("susceptibilité aux perturbations électromagnétiques", EMS = électromagnétique susceptibility).

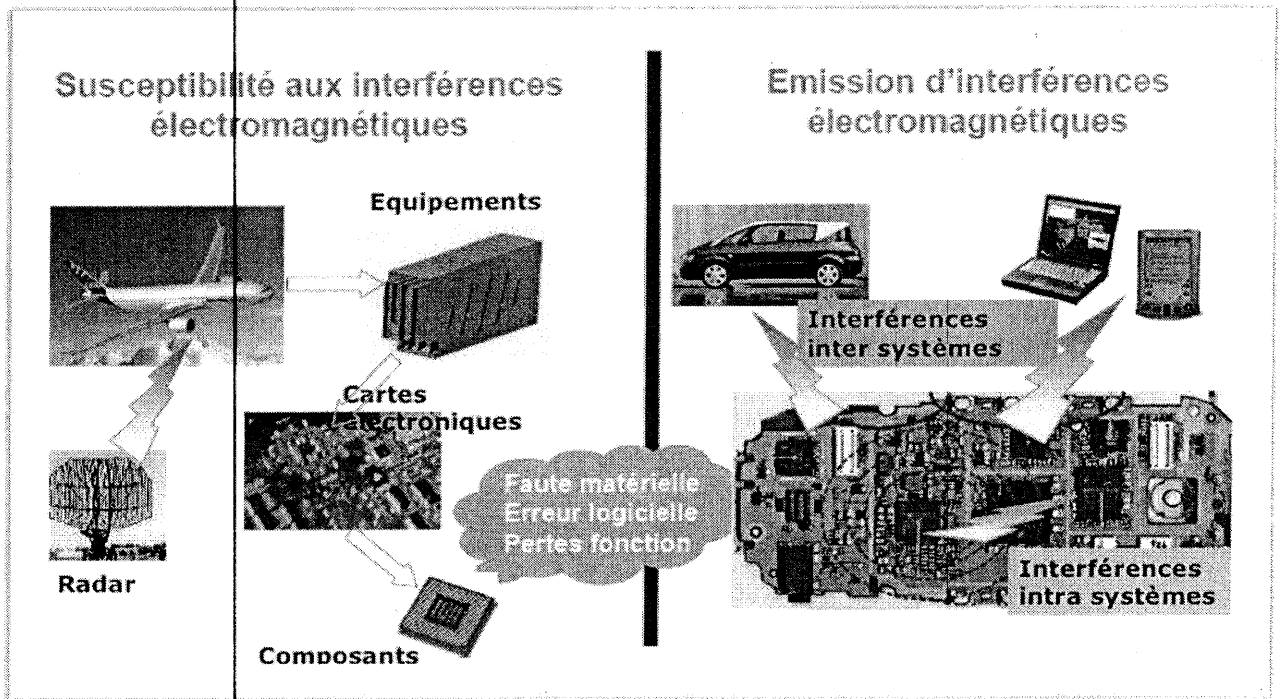


Figure I.2. Émission et susceptibilité.

**En résumé :** tout équipement électrique est à la fois **source** de perturbations (aspect **émission**) et **victime** de perturbations (aspect **immunité**) et cet équipement peut émettre ou recevoir des perturbations par deux voies distinctes : par **conduction** et/ou par **rayonnement**.

### I.3. Classifications des perturbations

#### I.3.1. Classification par conduction et rayonnement

On classe les couplages en deux catégories [I-2]:

- **Couplage par rayonnement :** champ électrique, champ magnétique, champ électromagnétique ;
- **Couplage par conduction :** transmission du signal par un conducteur (n'importe quel conducteur, et pas nécessairement un morceau de fil destiné à conduire de courant électrique).

La frontière entre les deux comporte une part d'arbitraire, certaines normes classant certains couplages par champ électrique ou magnétique (mais pas tous...) dans la case « conduction ».

Par ailleurs, pour les couplages par rayonnement, les normes font aussi la distinction entre champs proches et champs lointains: une source de perturbations électromagnétiques crée au départ souvent soit un champ électrique, soit un champ magnétique. Mais à une certaine distance de cette source, l'onde observée sera une onde électromagnétique « plane » (dite aussi « lointaine »), combinaison d'un champ H et d'un champ E, avec le rapport  $E/H = 120 \pi$  ( $\approx 377$ ). Cette distance est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ainsi, pour les fréquences élevées, on aura toujours une onde plane dès que l'on s'éloigne un peu de la source.

### 1.3.2. Classification par fréquence

On distingue [I-2]:

➤  **$f < \sim 9 \text{ kHz}$  :**

- Il s'agit principalement de perturbations de mode différentiel (harmoniques de courant des alimentations, fluctuations de tension dues à des variations de charge...);
- Les champs magnétiques et électriques des équipements de puissance sont aussi à considérer dans certains cas (*sources*: transformateur, ligne haute tension, moteur...; *victimes*: capteurs à effet hall, tubes cathodiques...).

➤  **$\sim 9 \text{ kHz} < f < \sim 300 \text{ MHz}$  :**

- Perturbations véhiculées essentiellement en mode commun, mais peut avoir une source de mode différentiel ;
- Le rayonnement dans cette bande de fréquence est bien souvent véhiculé par les câbles qui font antenne (plus ou moins efficace selon la longueur et la disposition) ;
- On retrouve en général des bruits larges bandes provenant des commutations rapides des convertisseurs d'énergie.

➤  **$f > \sim 300 \text{ MHz}$  :**

- Perturbations de mode commun ;
- Ces perturbations sont essentiellement dues aux horloges internes des équipements, aux harmoniques de ces horloges ou de l'émetteur radio.

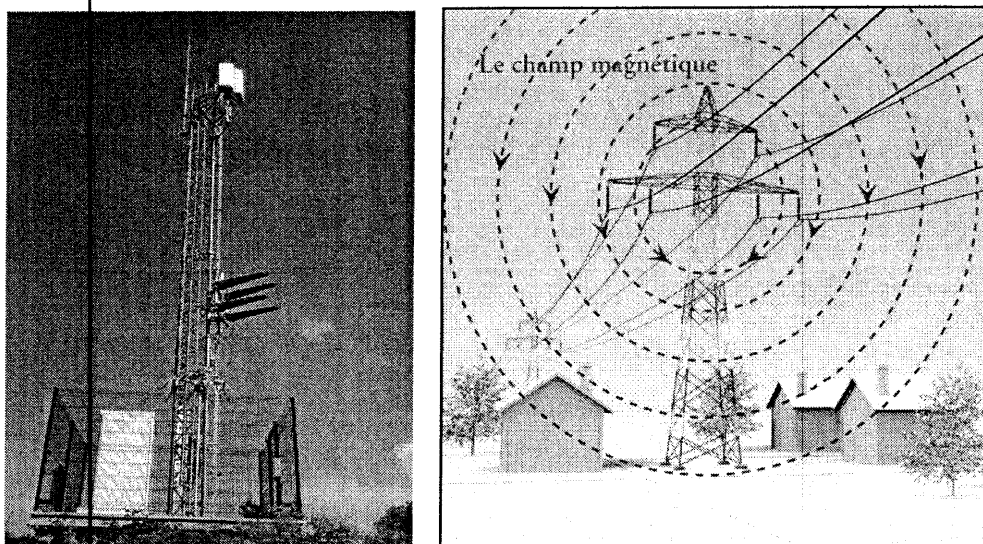


### 1.3.3. Classification par durée

#### ➤ *Perturbations permanentes :*

Ce sont les perturbations provenant essentiellement [I-2]:

- d'émetteur radio (par rayonnement direct, ou par induction sur les câbles) ;
- du champ magnétique généré par les lignes d'alimentation ;
- de la déformation de la tension de l'alimentation (harmoniques, ondulation DC...).



*Figure I.3. Exemples de perturbations permanentes.*

En général, dans la réglementation, l'immunité de l'appareil doit être suffisante pour éviter une dégradation de fonction au-delà de la spécification pendant l'exposition à ce type de perturbations.

#### ➤ *Perturbations transitoires*

Ce sont des perturbations provenant essentiellement [I-2] :

- de décharges électrostatiques ;
- d'ondes de foudre ;
- de commutations électriques dans le réseau d'énergie ;
- de creux de tension.

Dans la réglementation, il est globalement admis que la susceptibilité de l'appareil permette une dégradation temporaire de fonction, mais avec auto-récupération de cette fonction une fois la perturbation terminée (sans intervention de l'utilisateur).

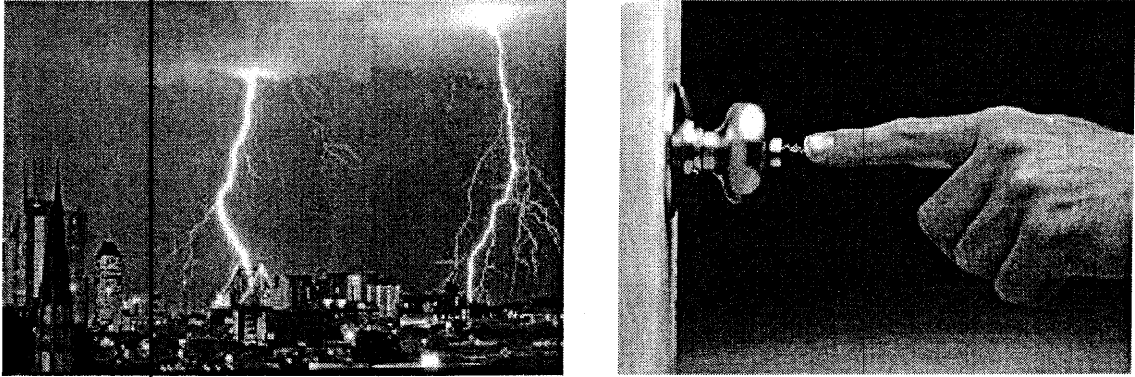


Figure 1.4. Exemples de perturbations transitoires.

#### 1.3.4. Classification par mode de propagation

On peut définir deux modes de propagation: le *mode différentiel* et le *mode commun*.

- *Propagation en mode différentiel :*

Soit deux conducteurs connectés à un appareil électrique ou électronique. On dit qu'une tension est appliquée en mode symétrique (ou différentiel) à cet appareil si la tension est présentée entre les deux conducteurs. Par exemple, la tension d'alimentation du secteur est appliquée en mode différentiel. Ou bien encore la tension présente sur une paire de fils téléphoniques [1-3].

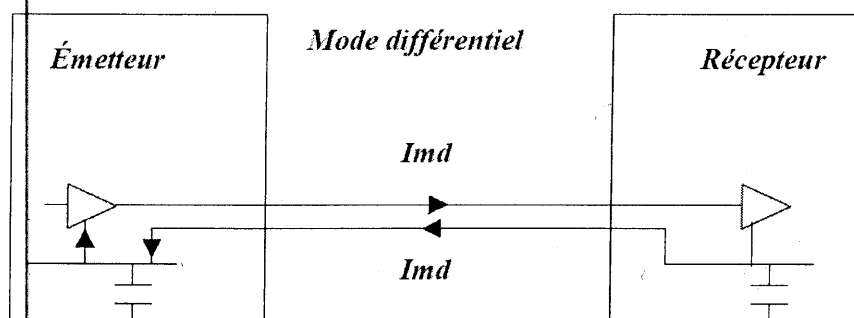


Figure 1.5. Schématisation du mode différentiel.

Si on considère le câble constitué par l'ensemble des deux conducteurs, la somme algébrique des courants dans ce câble est nulle, puisqu'il y a un courant « **aller** » dans le premier conducteur, et un courant « **retour** » de même intensité, mais opposé, dans le second conducteur.

▪ **Propagation en mode commun :**

La propagation d'une perturbation en mode commun est considérée par la plupart des ingénieurs en CEM comme le principal problème de la CEM !

Soit un câble constitué de plusieurs conducteurs, connecté à un appareil électrique ou électronique. Supposons que des champs électromagnétiques extérieurs induisent un courant parasite dans l'ensemble des conducteurs de ce câble. Ce courant entre dans l'appareil victime par ce câble. Remarquons que dans le mode différentiel, il existait dans le câble un conducteur pour le courant « aller » et un conducteur pour le courant « retour » [I-3].

Ce n'est pas le cas ici : le champ électromagnétique a induit des courants en phase dans tous les conducteurs du câble. Comme il n'y a pas de conducteur de retour de ce courant dans ce câble, il faut se poser la question de savoir par quel chemin le courant de mode commun va se refermer, puisqu'en principe, un courant parcourt un circuit fermé...

Puisque ce courant est « entré » dans l'appareil, il va nécessairement ressortir de l'appareil :

- par d'autres câbles de l'appareil, s'ils existent ;
- par un conducteur de « terre », s'il existe ;
- par la capacité entre l'appareil et la « terre », qui existe toujours.

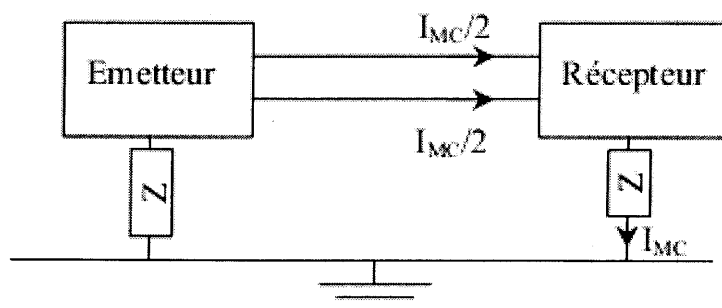


Figure I.6. Schématisation du mode commun.

## I.4. Les sources de perturbations

### I.4.1. Sources de bruit naturel

Même si nous n'y sommes pas directement sensibles, nous sommes soumis à des champs électriques et magnétiques naturels permanents. Ceux-ci sont perturbés ou régénérés par des flux de particules solaires ou cosmiques, et plus près de nous par l'activité orageuse.

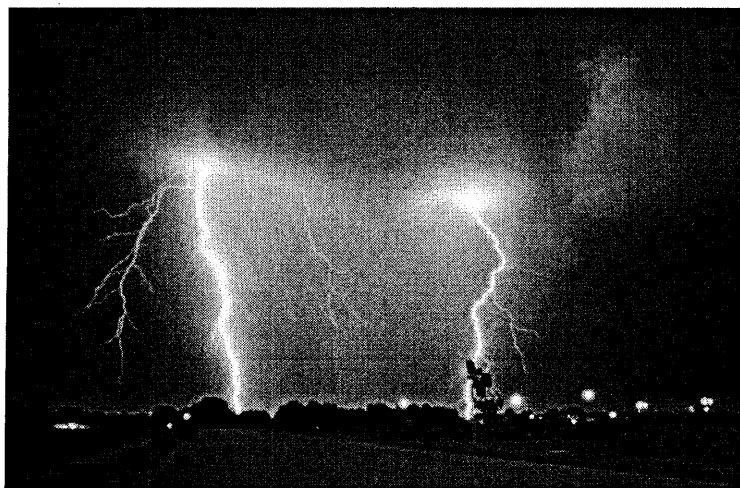
Ces sources de bruit naturelles sont [I-2]:

- Champ magnétique au sol et orages magnétiques ;

- Champ électrique de beau temps ;
- Activité orageuse, ou foudre ;
- Bruit atmosphérique ;
- Courants et champs telluriques ;
- Bruit cosmique.

Cet inventaire des champs électromagnétiques d'origine naturelle met en évidence pour tous les points situés entre le sol et l'ionosphère, l'action prépondérante de l'activité orageuse devant les champs magnétiques et électriques terrestres, les bruits atmosphériques et cosmiques, les courants et champs telluriques. Et ce, de par l'intensité du champ électrique généré, mais également de par le caractère impulsif de sa manifestation, au contraire des autres phénomènes cités, qui sont de caractère permanent ou légèrement variable dans le temps.

En ce sens, de nombreuses études sont menées à travers le monde pour protéger les équipements électroniques des effets destructeurs de la foudre d'une part, mais aussi pour essayer d'immuniser les systèmes de communication face aux bruits électromagnétiques de type impulsif.



*Figure I.7. Sources de bruit naturel (foudre).*

#### ***1.4.2. Sources de bruit industriel***

L'activité humaine de son côté, et plus particulièrement l'activité industrielle, engendre toutes sortes de nuisances et de pollutions [1-2].

Désormais, en de nombreux endroits, le bruit d'origine industrielle prédomine sur le bruit d'origine naturelle, notamment aux fréquences supérieures à quelques kHz, et plus particulièrement en milieu urbain ou fortement industrialisé.

Tous les **équipements électriques** ou **électroniques** sont, à des degrés divers, des sources de perturbations. En se plaçant dans le contexte des télécommunications filaires, ces perturbateurs sont classifiés en deux catégories : les **sources externes**, comme les interférences dues aux lignes de transport d'énergie ou les émetteurs de radiodiffusion, et les **sources internes**, générées au sein même des câbles de télécommunications.

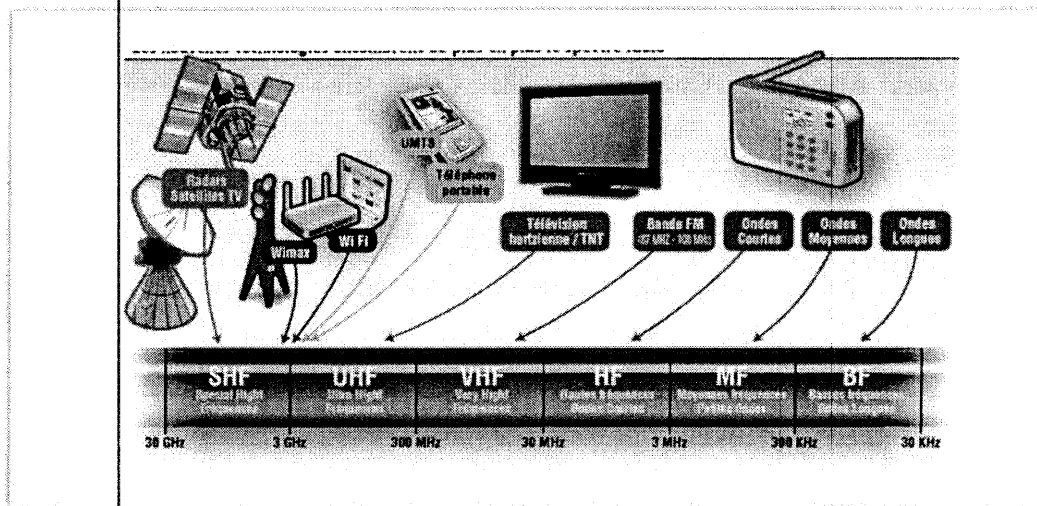


Figure I.8. Sources de bruit industriel.

## I.5. Directives européennes sur la CEM

### I.5.1. Directive 2004/108/CE, « Phénomènes CEM »

L'immunité de ce même appareil à des perturbations électromagnétiques rayonnées extérieures [I-4] :

- Les perturbations électromagnétiques produites par l'appareil par conduction ;
- Les perturbations électromagnétiques produites par l'appareil par rayonnement ;
- L'immunité de ce même appareil à des perturbations électromagnétiques conduites extérieures ;
- L'immunité de ce même appareil à des perturbations électromagnétiques rayonnées extérieures.

### I.5.2. Domaine d'application

- Tous les appareils électriques et électroniques mis sur le marché ou en service, à l'exclusion de ceux faisant (ou devant faire) l'objet de directives spécifiques ;

- La directive s'applique :
  - Aux appareils ;
  - Aux systèmes (association de plusieurs appareils) ;
  - A certains composants ;
- Certains appareils électriques ne sont pas soumis à la Directive CEM (câbles, moteurs asynchrones, lampes ou luminaires à filaments).

### I.5.3. Directive 2004/108/CE, « Exigences essentielles »

Les appareils doivent être construits de telle sorte que [I-4] :

- Les perturbations électromagnétiques générées sont limitées à un niveau permettant aux appareils de radio et de télécommunication et aux autres appareils de fonctionner conformément à leur destination ;
- Les appareils ont un niveau adéquat d'immunité intrinsèque contre les perturbations électromagnétiques, leur permettant de fonctionner conformément à leur destination.

## II. Le couplage électromagnétique

### II.1. Définition

Par couplage il faut comprendre liaison, passage ou transmission des perturbations électromagnétiques de la source vers la victime [I-5].

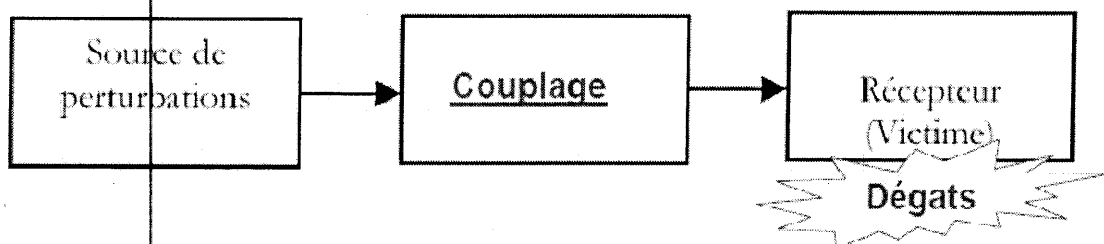


Figure I.9. Couplage EM entre source et victime.

Le couplage est caractérisé par un coefficient  $k$  dit de couplage, exprimé en dB (-75 dB par exemple), pouvant être défini comme l'efficacité de transmission d'une perturbation de la source à la victime potentielle ( $k = 20 \cdot \text{Log}_{10}(A_{\text{reçue}}/A_{\text{émise}})$ , avec  $A$  amplitude de la perturbation).

Définir ce coefficient est important dans la connaissance de la CEM, car plus il est faible (plus sa valeur absolue en décibel est importante), plus la perturbation effectivement reçue par la victime potentielle est faible, et meilleure est la CEM.

## II.2. Mécanismes de transmission des perturbations : Types de couplage

### II.2.1. Transmission par conduction

La Figure ci-dessous donne un aperçu des différents modes de transmission des perturbations en mode conduit. Nous allons expliciter chacun de ces modes. Dans cette figure nous différencions trois types d'éléments, l'équipement perturbateur dit "*source*", les équipements susceptibles d'être perturbés ("*victim*") et le réseau [I-6].

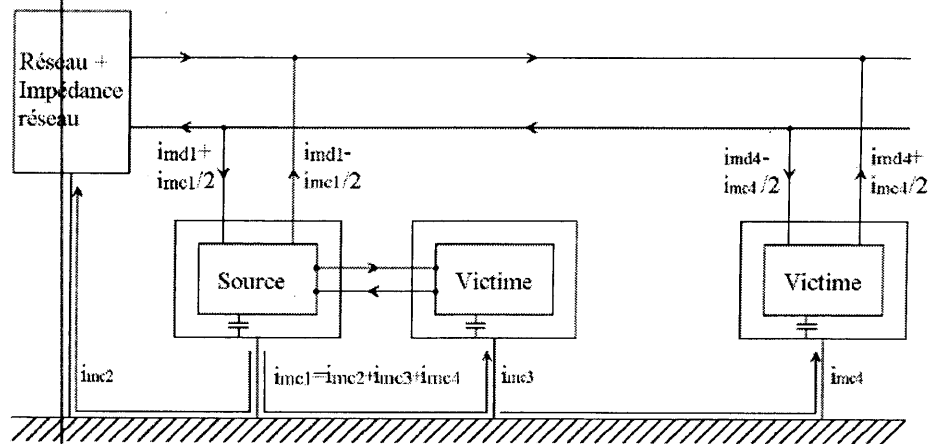


Figure I.10. Modes de transmission des perturbations conduites.

#### II.2.1.1. Les couplages par liaison directe

Les couplages par liaison directe permettent la propagation de la "source" à la "victime" par l'intermédiaire d'un canal de transmission d'information ou d'énergie.

Ces perturbations passent de la "source" à la "victime" en mode commun et en mode différentiel [I-6].

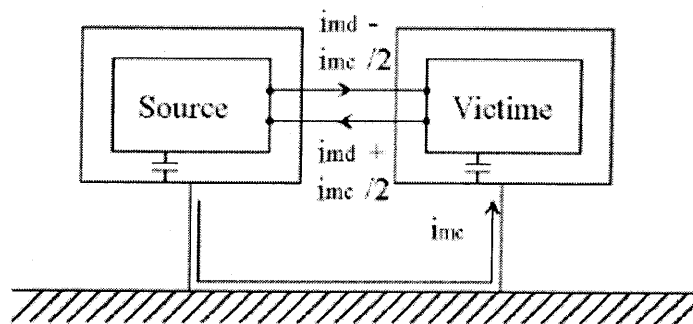


Figure I.11. Couplage par liaison directe.

### II.2.1.2. Les couplages par impédance commune

Ce mode de transmission des perturbations est bien plus difficile à identifier que celui présenté précédemment. Les éléments "*source*" et "*victime*" ne sont pas liés entre eux pour des raisons fonctionnelles, c'est-à-dire qu'ils n'échangent théoriquement pas d'information ou d'énergie. La connexion qui les lie est une liaison indirecte, par exemple une connexion à un même réseau [I-6].

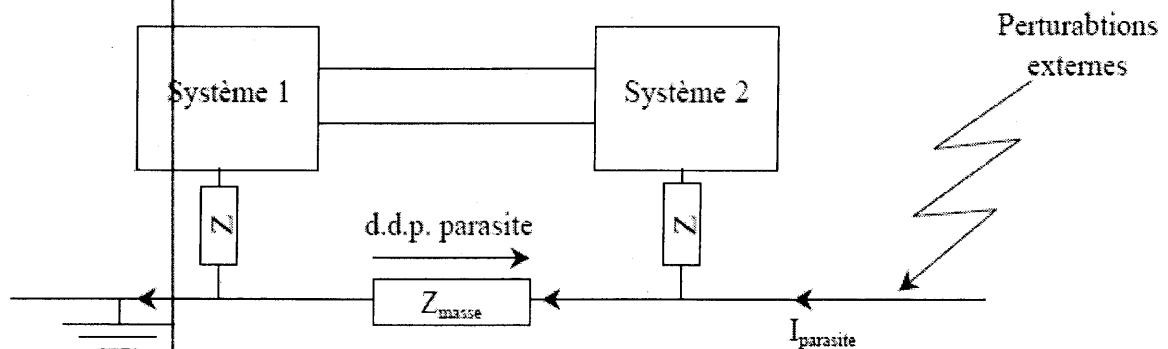


Figure I.12. Couplages par impédance commune.

On retrouve ce couplage dans les deux modes, en mode commun et en mode différentiel. Les courants perturbateurs absorbés par la "source" vont se partager entre le réseau et la "victime" dans des proportions dépendant de leurs impédances respectives. Ces courants provoquent des chutes de tension sur le réseau.

### II.2.2. Transmission par rayonnement

Les perturbations électromagnétiques peuvent également se propager sans qu'il existe de conducteurs communs entre la "source" et la "victime"

On peut distinguer deux types de couplage dans ce mode le couplage en *champ lointain* et le couplage en *champ proche* [I-6].

#### II.2.2.1. Le couplage en champ lointain

Dans ce cas nous supposons que les courants et tensions induits dans la "victime" ne provoquent pas de modification dans les caractéristiques d'émission de l'élément perturbateur. Ceci est vérifié si le couplage entre les deux éléments est faible. Ce couplage n'a donc, dans la majorité des cas une importance significative que si les longueurs et surfaces mises en jeu sont grandes. C'est pourquoi ils interviennent de façon significative dans les connexions. Nous parlons alors dans ce cas de couplage **champ à câble**. Ce couplage est soit un couplage en champ électrique ou un couplage en champ magnétique et peut s'effectuer en mode commun ou en mode différentiel.



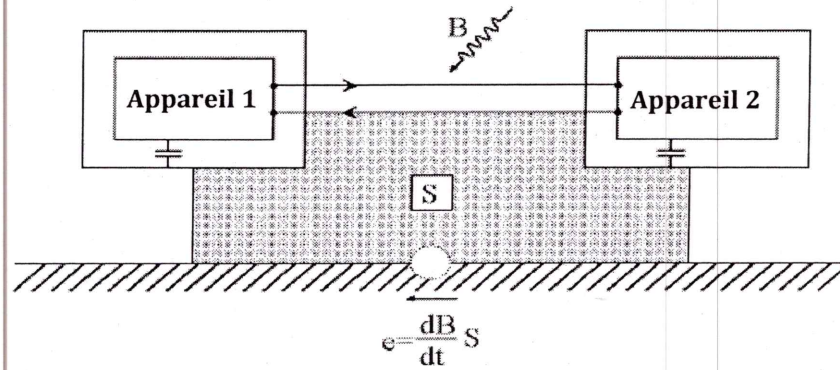


Figure I.13. Couplage champ magnétique à câble en mode commun.

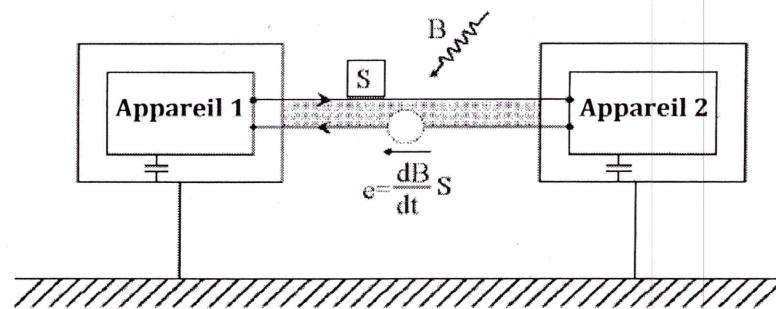


Figure I.14. Couplage champ magnétique à câble en mode différentiel.

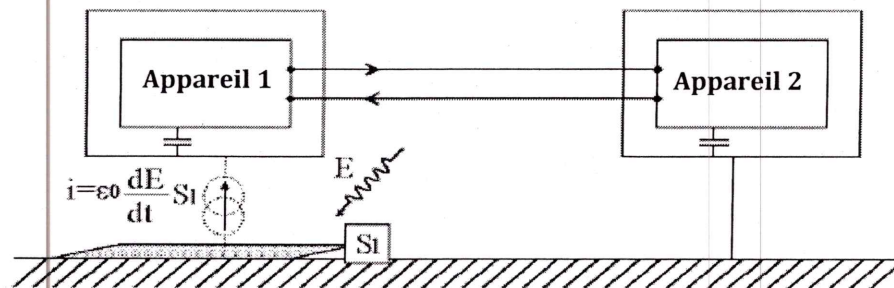


Figure I.15. Couplage champ électrique à câble en mode commun.

### II.2.2.2. Le couplage en champ proche

Ces couplages en champ électrique ou magnétique peuvent être représentés respectivement par des liaisons capacitives ou des mutuelles inductances. Quand ces couplages interviennent sur des connexions électriques, on parle alors de couplages **câble à câble** ou de phénomènes de **diaphonie capacitive** ou **inductive** [I-6].

*Dans notre projet de fin d'études de Master, nous nous intéressons à ce type de couplage : la diaphonie dans les lignes de transmission.*



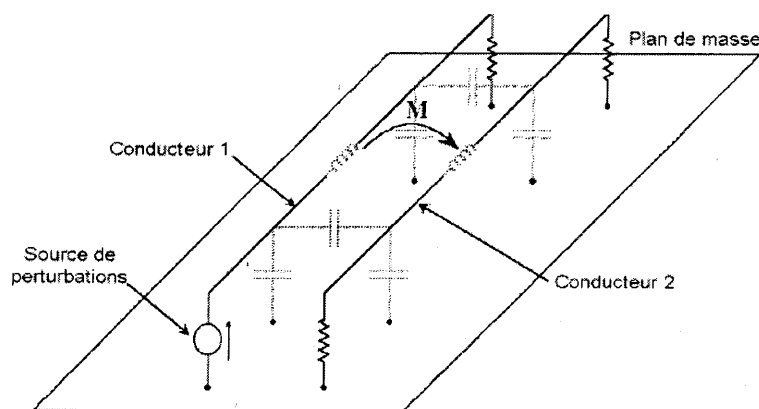


Figure I.16. Couplage en champ proche.

### III. Quelques notions sur la Diaphonie

#### III.1. Définition

La diaphonie est l'interférence entre un signal injecté sur une ligne (*agresseur*) et un signal d'une deuxième ligne voisine (*victime*). Cela peut provoquer un *dysfonctionnement* ou une *détérioration totale* d'un système [I-7]. La tension retrouvée au début de la *ligne victime* est appelée *paradiaphonie (NEXT)*, et celle qui se trouve à l'autre extrémité est appelée *télédiaphonie (FEXT)*.

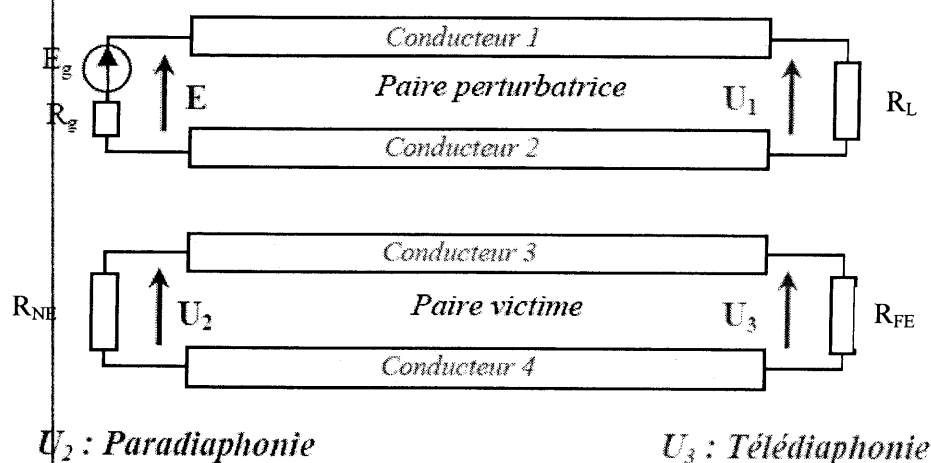


Figure I.17. Exemple de couplage par diaphonie.

#### III.2. Effets de la diaphonie

Le terme *Diaphonie* ne doit pas vous être totalement étranger si votre passion ou votre travail vous amènés à bosser dans la musique ou dans l'audio [I-7]. Vous roulez sur une artère pleine de voitures (c'est les vacances, et ça commence bien...). Il fait chaud, vous n'avez pas la

clim, alors vous ouvrez la fenêtre. Et là toute la **pollution** qui peut entrer dans le véhicule ne se fait pas prier. En arrivant, vous vous mouchez un bon coup, et horreur ! Il y a plus de noir que de vert ! C'est un peu dégoûtant ce que je dis là, c'est vrai. Mais l'idée est là : **vous transportez un intrus, et vous n'y pouvez rien**. Ah, mais si, vous y pouvez quelque chose : prendre les petites routes de campagne désertées de tous ! Il y aura moins de pollution, c'est sûr ! **La diaphonie**, c'est cela.

On fait emprunter à un signal, un passage qui va être pollué par un autre signal. A l'arrivée, on retrouve le signal principal, avec un peu de l'autre, qu'on ne souhaitait pas du tout !

- o En **audio**, par exemple, la diaphonie est souvent évoquée pour spécifier la qualité de la séparation entre deux voies audio qui devraient rester totalement distinctes : deux voies d'une console de mixage, ou plus simplement les voies gauche et droite d'un signal audio analogique.
- o La diaphonie existe aussi pour les **pistes des circuits imprimés**. Deux pistes proches l'une de l'autre constituent un condensateur sommaire, qui va permettre un couplage entre elles et ainsi favoriser des "**échanges interdits**" entre des signaux. Ces échanges peuvent ne causer aucun souci particulier (signaux numériques de part et d'autre) ou au contraire être catastrophiques (horloge numérique dans un signal analogique faible niveau).

Il est donc primordial de connaître la nature des signaux à véhiculer (fréquence, forme et niveau) afin de savoir précisément s'ils risquent d'être perturbés ou de perturber, et ainsi de les router intelligemment, c'est-à-dire savoir isoler suffisamment les signaux qui ne peuvent pas "**s'entendre du tout**" entre eux [I-7].

Globalement, on peut dire que le routage prend une plus grande importance quand il s'agit de véhiculer des signaux dont l'amplitude est très faible ou possédant une fréquence très élevée (à partir de quelques MHz).

### III.3. Types de diaphonies

La diaphonie est définie en termes de puissance transférée d'un système perturbateur vers un système perturbé.

Dans le domaine de la télécommunication, on peut distinguer différents types de diaphonie suivant leur source et leur mesure. Principalement, sont distinguées [I-3] :

### III.3.1. Interférences entre paires au sein d'un même câble

#### III.3.1.1. Entre deux paires

Dans ce cas, nous trouvons :

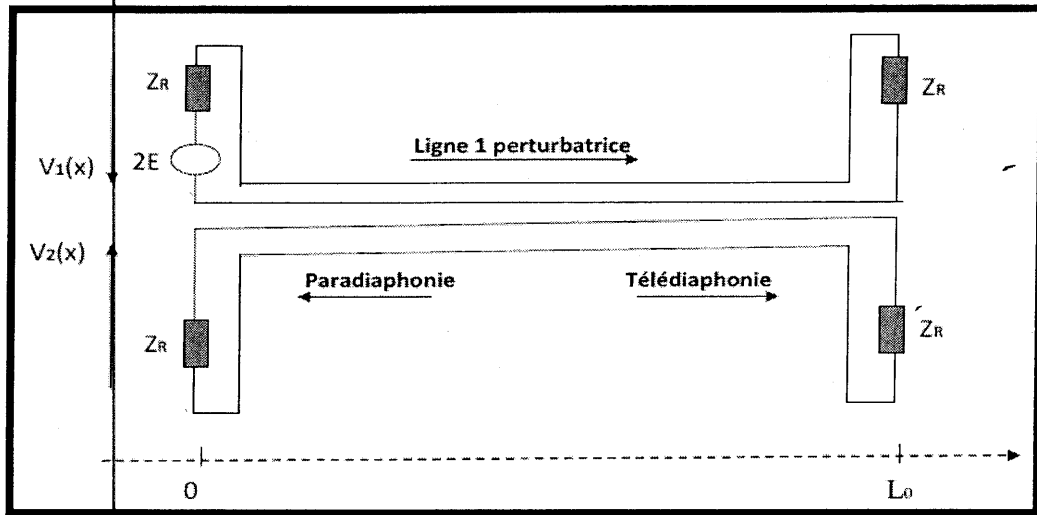


Figure I.18. Lignes couplées sur une distance  $L_0$  et fermées sur des charges adaptées.

- **Paradiaphonie (NEXT: Near end crosstalk)**

C'est le niveau de diaphonie mesuré du même côté que celui où a lieu la génération du signal perturbateur, elle affecte des conducteurs porteurs de signaux dans des directions opposées ;

- **Télédiaphonie (FEXT: Far end crosstalk)**

C'est la diaphonie mesurée du côté lointain de la ligne en comparaison avec le côté où est généré le signal perturbateur, elle affecte des conducteurs transportant des signaux dans la même direction

#### III.3.1.2. Entre toutes les paires

Dans ce cas, il existe :

- **Diaphonie locale totale (PSLNEXT : Power-sum near-end crosstalk)**

Mesure de l'effet cumulé d'une diaphonie locale provenant de toutes les paires d'un câble.

- **Diaphonie distante totale (PSLFEXT : Power-sum far-end crosstalk)**

Mesure de l'effet cumulé d'une diaphonie distante provenant de toutes les paires d'un câble.

### III.3.2. Interférences entre câbles

Dans ce cas, on parle de la **Diaphonie exogène (AXT : Alien CrossTalk)** : ce sont les interférences causées par un (ou plusieurs) câble(s) installé(s) à proximité du câble perturbé.

### III.4. Types de couplage par diaphonie

Dans ce paragraphe, nous décrivons les différents types de couplages par diaphonie :

#### III.4.1. Couplage par diaphonie inductive

Le champ magnétique variable  $H(t)$  créé par un conducteur parcouru par un courant  $I(t)$ , est intercepté par un conducteur voisin se comportant comme une boucle. Il y a donc apparition d'une force contre-électromotrice [I-3].

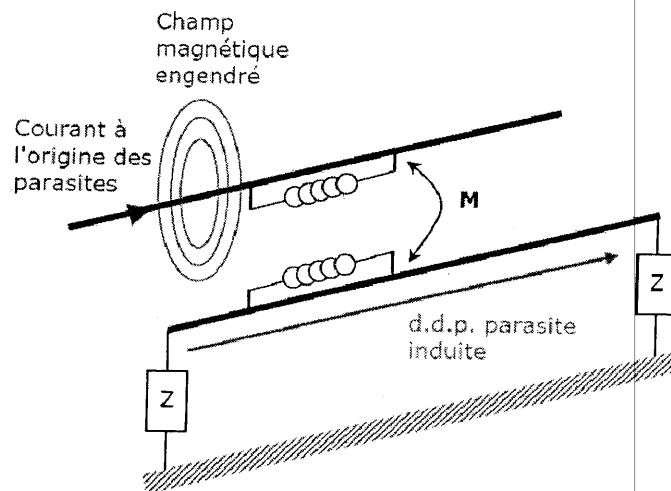


Figure I.19. Couplage par diaphonie inductive.

Cette **d.d.p.** pourra apparaître sous forme différentielle ou sous forme de mode commun. Il est pratique de modéliser le couplage entre les 2 boucles par une mutuelle **M** entre les deux circuits.

#### III.4.2. Couplage par diaphonie capacitive

Le champ électrique variable  $E(t)$  créé par la **d.d.p.** entre 2 conducteurs est intercepté par un conducteur voisin. Il y a donc apparition d'un courant dans ce conducteur. Ce courant apparaît sous forme différentielle ou sous forme de mode commun dans le circuit victime [I-3].

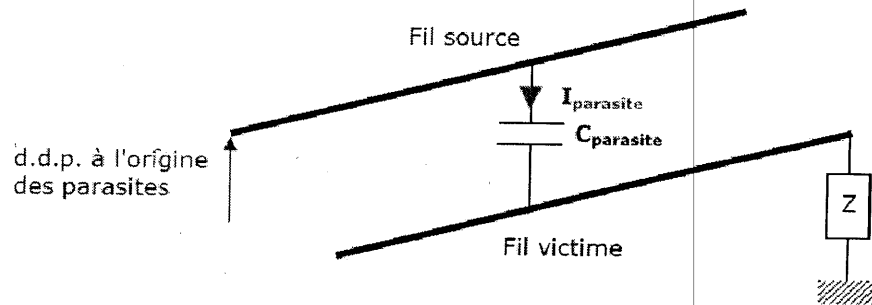


Figure I.20. Couplage par diaphonie capacitive.

### III.5. Rapport diaphonique NEXT et FEXT

Afin de calculer la diaphonie proche et éloignée entre une ligne agresseur et une autre victime, communément, on utilise ce qu'on appelle le **rapport diaphonique** (ou **niveau diaphonique** = le **taux diaphonique**).

En se référant à la **figure I.17**, ce rapport est défini pour l'**extrémité proche** (coté charge  $R_{NE}$  de la paire victime), la **paradiaphonie NEXT**, comme suit [I-7]:

$$NEXT = 20. \log_{10} \left( \frac{U_2}{E} \right) \quad (I.1)$$

Ou bien :

$$NEXT = 10. \log_{10} \left( \frac{P_2}{P} \right) \quad (I.2)$$

De même, en se référant toujours à la **figure I.17**, le rapport diaphonique pour l'**extrémité éloignée** (coté charge  $R_{FE}$  de la paire victime), la **télédiaphonie FEXT**, est défini comme étant :

$$FEXT = 20. \log_{10} \left( \frac{U_3}{E} \right) \quad (I.3)$$

Ou bien :

$$FEXT = 10. \log_{10} \left( \frac{P_3}{P} \right) \quad (I.4)$$

Avec :

$U_2$  et  $U_3$  représentent respectivement les **tensions parasites** à l'**entrée** et à la **sortie** de la **paire victime** ;

$P_2$  et  $P_3$  représentent respectivement les **puissances parasites** à l'**entrée** et à la **sortie** de la **paire victime** ;

$E$  est la **tension excitatrice** à l'**entrée** de la **paire perturbatrice** et  $P$  c'est la **puissance** au même point.

**Remarques :**

- On peut définir aussi ces rapports diaphoniques vis-à-vis la **tension source  $E_g$**  et la **puissance du générateur  $P_g$**  ;
- Nous notons que **NEXT** et **FEXT** se mesurent en **décibels (dB)** ;
- Plus le rapport diaphonique est **faible** (plus sa valeur absolue en dB est importante), le **couplage diaphonique** est **moindre**.

## Conclusion

**D**ans ce premier chapitre, nous avons essayé de présenter :

Le principe de la *compatibilité électromagnétique* (CEM), cette dernière résume qu'un système « *électromagnétiquement compatible* » respecte 3 critères :

- Il ne produit aucune interférence avec d'autres systèmes ;
- Il n'est pas susceptible aux émissions d'autres systèmes ;
- Il ne produit aucune interférence avec lui-même.

Le *couplage électromagnétique*, qui constitue un acteur important dans la CEM ;

Quelques notions sur la *diaphonie*, ce couplage qui intéresse les constructeurs, et qui provoque de dysfonctionnement et la détérioration de matériels électriques et électroniques, et qui constituent le sujet de notre projet de fin d'études.



## **Références bibliographiques**

- [I-1], Fabrice CAIGNET, LAAS - CNRS « *Compatibilité électromagnétique CEM* », 2004.
- [I-2], Alain Charoy, "*Compatibilité électromagnétique*", Dunod, 2005, p. 701, (ISBN 2100495208).
- [I-3], M. VAUTIER, "*Etude des phénomènes de couplage électromagnétique dans les faisceaux de câbles multifilaires de télécommunications*" Thèse de l'Université de Clermont-Ferrand, 1993.
- [I-4], Marc Lescure, Expert sectoriel programme jumelage "*Les Directives applicables et la mise en pratique des procédures d'évaluation de la conformité*", 2004.
- [I-5], Schneider Electric, Cahier technique n° 149, « *La CEM : la compatibilité Electromagnétique* », F-38050 Grenoble cedex 9, 2001.
- [I-6], P. Degauque, J. Hamelin, "*Compatibilité électromagnétique*", édition Dunod, 1990.
- [I-7], Alexandre Amedeo, « *Etude des phénomènes de Réflexions, de Diaphonie et de Stabilité des alimentations sur les cartes a haute densité d'interconnexions* », Automatique. Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2010. French.

# ***Chapitre II :***

## ***Formulation de l'Estimation de la Diaphonie Maximale dans les Lignes de Transmission***

## Introduction

Un des plus grands défis auxquels sont confrontés les concepteurs électroniciens dans les systèmes à haute densité et à haut débit des données est la **diaphonie**.

Fondamentalement, la diaphonie est indésirable car elle peut dégrader les performances du système par l'aggravation de l'intégrité du signal et de créer des erreurs de logique. Bien que l'une des méthodes les plus simples pour réduire la diaphonie est d'augmenter l'espacement entre les lignes de transmission, cette solution peut ne pas toujours être possible en raison des exigences de taille du système.

Dans de tels cas, les ingénieurs de conception doivent recourir à d'autres méthodes telles que la modification des *impédances de terminaison* et les *longueurs de couplage* pour réduire les **impacts** de la diaphonie. Des outils électromagnétiques numériques sont souvent utilisés pour mieux comprendre les problèmes de diaphonie. Bien que ces outils puissent être utilisés pour quantifier la diaphonie pour un système donné, les résultats ne fournissent pas beaucoup de perspicacité sur les principaux facteurs contribuant à la diaphonie. Des expressions analytiques peuvent fournir cette perspicacité nécessaire et sont utilisées pour ce but.

A cet effet, nous présenterons dans ce deuxième chapitre, des expressions analytiques, proposées dans la littérature, qui permettent d'**estimer le pire des cas** de la **diaphonie (diaphonie maximale)** dans les lignes de transmission.

## I. Études antérieures sur la diaphonie

La diaphonie a été largement étudiée dans la littérature dans les deux domaines temporel et fréquentiel :

- Les premiers travaux ont développé des modèles pour le couplage inductif et capacitif dans des systèmes électriquement petits et leurs impacts sur la forme d'onde de la diaphonie à l'extrémité proche et éloignée [II-1], [II-2]. C. R. Paul [II-3] a étendu ces concepts initiaux en résolvant analytiquement la diaphonie pour l'extrémité proche et lointaine, en utilisant des équations matricielles dans le domaine fréquentiel ;
- Dans des travaux ultérieurs, Paul [II-4], [II-5] et Olsen [II-6] ont été en mesure de tirer la réponse de diaphonie pour des circuits en basses fréquences comme une sommation de mécanismes de couplage inductif, capacitif, et par impédance commune. Initialement, une grande partie d'analyse de la diaphonie a été limitée à deux systèmes de lignes de transmission; Cependant, Paul [II-7], [II-8] a également été en mesure d'élargir l'analyse de diaphonie à des systèmes contenant plus de deux lignes de transmission.
- Quelques travaux récents se dilatent sur les formulations initiales présentées avec l'analyse de la diaphonie dans le domaine temporel [II-9] à [II-11], dans les lignes de transmission non-uniformes [II-12], [II-13], et dans les systèmes de lignes de transmission qui ne sont pas parallèles [II-14], [II-15].
- Bien que les travaux suscités [II-9] à [II-15] représentent quelques progrès récents de l'analyse de la diaphonie dans des domaines additionnels et dans des structures de lignes de transmission plus généralisées, ces formulations exactes ne fournissent pas un aperçu sur le pire résultat de diaphonie en fréquentiel.
- Bien qu'aussi, les formulations exactes de diaphonie soient bénéfiques, l'outil le plus utile pour de nombreux concepteurs est le *maximum*, le *pire des cas* de la *diaphonie* en fréquentiel [II-16] à [II-18]. Les concepteurs sont souvent intéressés par le résultat limite de pire des cas, parce que l'adoption de cette limite évite la nécessité d'une analyse plus approfondie de la conception. Ce type d'analyse est également *préférable* vis-à-vis les calculs de la *diaphonie exacte* dans de nombreux cas parce que les paramètres du système ne sont pas parfaitement connus. Si la diaphonie maximale est déterminée, cette technique peut aussi donner une meilleure compréhension de ce qui cause les problèmes de diaphonie et comment ces problèmes peuvent être résolus.
- Actuellement, il ya peu d'informations dans la littérature à propos la prédiction de la diaphonie maximale lorsque les lignes de transmission sont électriquement large (grande).

Cela ne veut pas dire qu'il n'y a pas des **formulations exactes** lorsque les lignes de transmission sont électriquement grandes, car il ya une offre abondante de la littérature consacrée à ce sujet [II-3], [II-7], [II-8]; plutôt, **peu** d'informations sont disponibles dans la littérature pour **estimer la diaphonie maximale**.

- Un effort a été fait par X. Dong et all en [II-18] pour prédire la diaphonie maximale en "hautes fréquences", où les lignes de transmission étaient électriquement grandes et un couplage faible a été supposé. Bien que les résultats de X. Dong et all [II-18] ont été présentés pour prédire la diaphonie, mais les formulations de diaphonie maximale manquaient de la rigueur mathématique.

Le but de ce projet de fin d'études est de découvrir une **estimation** mathématiquement rigoureuse de la **diaphonie maximale**, proposée par **M. S. Halligan et all** [II-19], en **hautes fréquences** qui représente le **pire des cas** et qui inclut ou non les pertes en lignes de transmission.

## II. Formulation de la diaphonie maximale

Nous présenterons dans les sous paragraphes suivants, la formulation de la diaphonie maximale proposée par **M. S. Halligan et all** [II-19].

Tout d'abord, le circuit de ligne de transmission et les équations des lignes correspondantes sont présentés. Ensuite, les solutions des équations d'ondes (équations de propagation) sont arborées pour une source de tension et une source de courant distribuées.

La **solution totale en tension** de la ligne de transmission **victime** est alors présentée comme une superposition des réponses dues aux sources distribuées.

Enfin, des modifications de la solution exacte, totale en tension de ligne de transmission victime sont données pour **estimer** la **diaphonie maximale** aux extrémités (aux charges) proche et éloignée de la ligne victime.

### II.1. Le circuit de ligne de transmission et les équations des lignes

Le système de la ligne de transmission à trois conducteurs en **figure II.1** a été utilisé par **M. S. Halligan et all** [II-19] comme référence pour développer des expressions de la diaphonie maximale en fréquentiel, où les lignes de transmission sont électriquement longues.

Ce système se compose d'un **circuit agresseur** et d'un **circuit victime**. La grandeur d'intérêt principal est la **tension** aux **extrémités proche et éloignée** (distante) du **circuit victime**. Le couplage est supposé se produire dans une région (**région de couplage**) où la

géométrie en section transversale et les caractéristiques électriques sont uniformes le long de sa longueur. En *dehors* de la *région de couplage*, les *circuits agresseur* et *victime* sont supposés avoir la même section que dans la région de couplage, mais les circuits sont maintenant *découplés*.

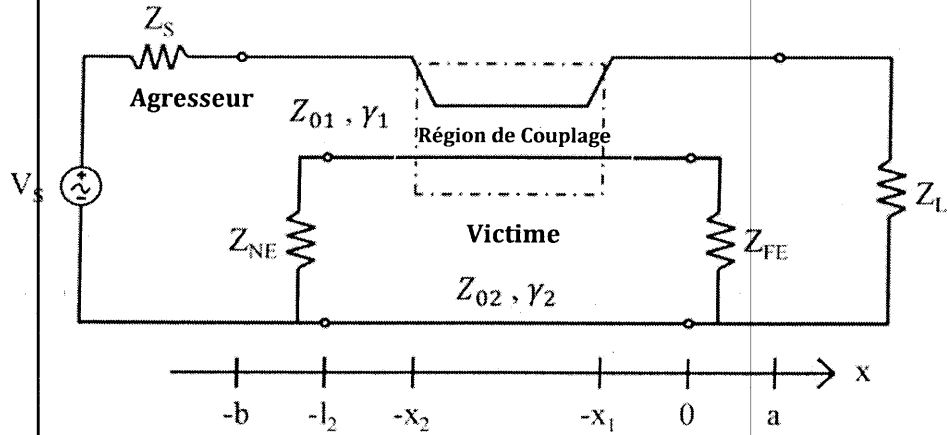


Figure II.1. Système, composé d'une ligne de transmission à trois conducteurs couplés, utilisé pour formuler une estimation de la diaphonie maximale.

Ce système de transmission est inspiré d'un système modulaire typique où les connexions entre les différents modules sont établies en utilisant des faisceaux de câbles, et le couplage se produit lorsque l'agresseur et la victime partagent le même harnais.

D'autre part, le *couplage faible* est supposé, et l'impédance caractéristique est supposée être approximativement la même sur la totalité des longueurs des circuits agresseur et victime. Les conditions de couplage faible sont généralement satisfaites dans les *faisceaux de câbles* où la *séparation* entre conducteurs est au moins *trois* à *cinq fois* la *hauteur* du conducteur par rapport au plan de référence [II-19] ( $s=3$  à  $5.h$ ).

Les équations des lignes de transmission pour le système de la *figure II.1* sont données par [II-8] :

$$\frac{\partial}{\partial x} V_1(x) = -R_{11} \cdot I_1(x) - R_{12} \cdot I_2(x) - j\omega \cdot [L_{11} \cdot I_1(x) + L_{12} \cdot I_2(x)] \quad (II.1a)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} V_2(x) = -R_{21} \cdot I_1(x) - R_{22} \cdot I_2(x) - j\omega \cdot [L_{21} \cdot I_1(x) + L_{22} \cdot I_2(x)] \quad (II.1b)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I_1(x) = -G_{11} \cdot V_1(x) - G_{12} \cdot V_2(x) - j\omega \cdot [C_{11} \cdot V_1(x) + C_{12} \cdot V_2(x)] \quad (II.1c)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I_2(x) = -G_{21} \cdot V_1(x) - G_{22} \cdot V_2(x) - j\omega \cdot [C_{21} \cdot V_1(x) + C_{22} \cdot V_2(x)] \quad (II.1d)$$

Où :

- Le **circuit agresseur** est noté comme la ligne de transmission **1**, et le **circuit victime** est désigné comme la ligne de transmission **2** ;
- $V$  et  $I$  sont la tension et le courant le long de chaque ligne de transmission en fonction de la longueur  $x$  ;
- $R$ ,  $L$ ,  $G$ , et  $C$  sont les paramètres linéiques pour la résistance, l'inductance, la conductance et la capacité.

Les paramètres linéiques contenus dans le système d'équations (II.1) sont définis comme suit [II-8] :

$$R = \begin{bmatrix} r_1 + r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_2 + r_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2a})$$

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2b})$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} + g_{12} & -g_{12} \\ -g_{21} & g_{21} + g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2c})$$

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} + c_{12} & -c_{12} \\ -c_{21} & c_{21} + c_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2d})$$

Ces matrices de paramètres linéiques sont symétriques pour le système de la *figure II.1* en raison de la réciprocité.

Sous l'hypothèse du **couplage faible**, les équations des lignes de transmission deviennent [II-19], [II-8] :

$$\frac{\partial}{\partial x} V_1(x) = -R_{11} \cdot I_1(x) - j\omega \cdot L_{11} \cdot I_1(x) \quad (\text{II.3a})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I_1(x) = -G_{11} \cdot V_1(x) - j\omega \cdot C_{11} \cdot V_1(x) \quad (\text{II.3b})$$

Les deux équations (II.1b) et (II.1d) restent inchangées :

$$\frac{\partial}{\partial x} V_2(x) = -R_{21} \cdot I_1(x) - R_{22} \cdot I_2(x) - j\omega \cdot [L_{21} \cdot I_1(x) + L_{22} \cdot I_2(x)]$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I_2(x) = -G_{21} \cdot V_1(x) - G_{22} \cdot V_2(x) - j\omega \cdot [C_{21} \cdot V_1(x) + C_{22} \cdot V_2(x)]$$

**Remarque :**

*Nous remarquons que sous l'hypothèse du **couplage faible**, les tensions et les courants dans le **circuit agresseur** ne sont pas influencés par les tensions et les courants dans le **circuit victime**.*

Les équations différentielles décrivant la propagation des ondes dans le **circuit victime** (équations (II.1b) et (II.1d)), peuvent être réécrites en utilisant des **sources distribuées** de **tension** et de **courant**, comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} V_2(x) = -[R_{22} + j\omega L_{22}]I_2(x) + v(x) \quad (\text{II.4a})$$

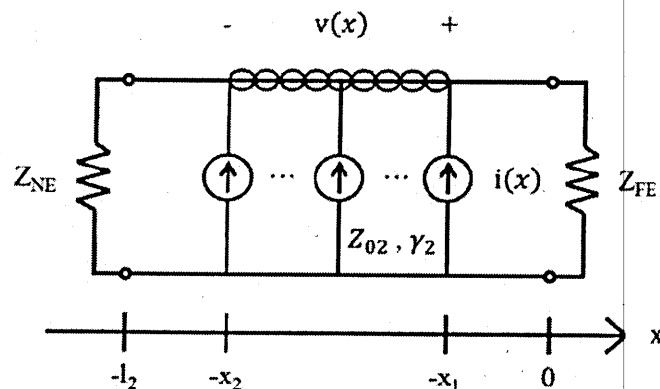
$$\frac{\partial}{\partial x} I_2(x) = -[G_{22} + j\omega C_{22}]V_2(x) + i(x) \quad (\text{II.4b})$$

Où les **sources distribuées** de courant et de tension sont données par [II-19] :

$$v(x) = \begin{cases} -[R_{21} + j\omega L_{21}] \cdot I_1(x) & -x_2 \leq x \leq -x_1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.5a})$$

$$i(x) = \begin{cases} -[G_{21} + j\omega C_{21}] \cdot V_1(x) & -x_2 \leq x \leq -x_1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.5b})$$

Analytiquement, le système de ligne de transmission dans la **figure II.1** peut alors être réduit à un système de ligne de transmission unique avec des sources distribuées comme il est présenté sur la **figure II.2** (circuit victime + sources distribuées traduisant l'effet du couplage de l'agresseur).



**Figure II.2.** Circuit victime avec les sources distribuées de tension et de courant dues au couplage du circuit agresseur sous l'hypothèse de couplage faible.

Une **formulation intégrale** a été utilisée [II-19] pour résoudre la tension et le courant dans le circuit victime de la **figure II.2**. Étant donné que le circuit est linéaire, la superposition a été utilisée pour trouver la **réponse totale** du circuit.

La réponse totale comprend la réponse due à une source de tension distribuée (en relation avec le couplage inductif et par impédance commune) et la réponse due à une source de courant distribuée (en rapport avec un couplage capacitif et par impédance commune). Les réponses provenant de ces sources ont été trouvées séparément.



Afin de minimiser la complexité, la **constante de propagation**,  $\gamma$ , a été supposée être la **même** pour les deux circuits agresseur et victime.

## II.2. La solution générale des équations des lignes de transmission pour une source de tension distribuée

Les équations différentielles représentant la **réponse** due à la **source de tension** distribuée peuvent être trouvées à partir du système d'équations (II.4), où la **source de courant** distribuée est mise **égale à zéro** ( $i(x) = 0$ ). Une **équation d'onde** (équation (II.6a)) pour le courant sur la ligne de transmission **victime** et les **conditions aux limites** aux deux extrémités proche et distante peuvent alors être écrites comme suit [II-19] :

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} I_{2,v}(x) - \gamma^2 I_{2,v}(x) = -y \cdot v(x) \quad (II.6a)$$

$$\frac{1}{y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} I_{2,v}(-l_2) - I_{2,v}(-l_2) \cdot Z_{NE} = 0 \quad (II.6b)$$

$$\frac{1}{y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} I_{2,v}(0) + I_{2,v}(0) \cdot Z_{FE} = 0 \quad (II.6c)$$

Où :

$$z = R_{22} + j\omega L_{22} \quad (II.7a)$$

$$y = G_{22} + j\omega C_{22} \quad (II.7b)$$

$$\gamma^2 = y \cdot z \quad \text{la constante de propagation au carré} \quad (II.7c)$$

$$Z_{02} = \frac{z}{y} = \sqrt{\frac{z}{y}} \quad \text{l'impédance caractéristique du circuit victime} \quad (II.7d)$$

L'indice  $v$  dans les termes de **courant** " $I_{2,v}$ " dans le système d'équations (II.6) désigne la réponse fonctionnelle due à la source de tension distribuée. Un problème équivalent de la **fonction de Green** peut être formulé en utilisant l'équation d'onde et les équations aux limites en (II.6). Le problème de la fonction de Green est représenté graphiquement par le circuit de la **figure II.3**.

La **fonction de Green** pour la **réponse en courant** du circuit victime due à une source de tension distribuée est avérée être [II-20] :

$$g_{i,v}(\tilde{x}, \xi) = \frac{1}{2\gamma} \cdot \frac{1}{1 - \Gamma_{NE}\Gamma_{FE}e^{-2\gamma l_2}} \times \begin{cases} (\Gamma_{FE}e^{\gamma\xi} - e^{-\gamma\xi})(\Gamma_{NE}e^{-\gamma(x+2l_2)} - e^{\gamma x}) & x < \xi \\ (\Gamma_{FE}e^{\gamma x} - e^{-\gamma x})(\Gamma_{NE}e^{-\gamma(\xi+2l_2)} - e^{\gamma\xi}) & x > \xi \end{cases} \quad (II.8)$$

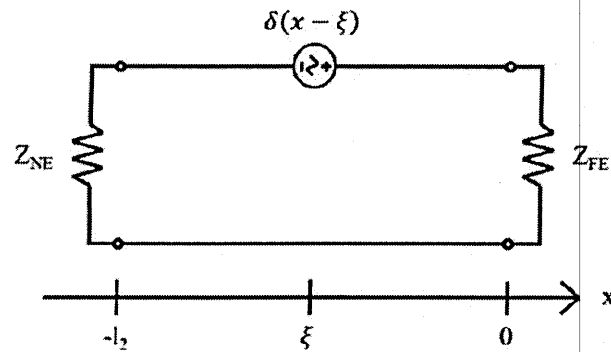


Figure II.3. Circuit représentant le problème de la fonction de Green pour une source de tension distribuée dans le circuit victime.

Tel que :

$$\Gamma_{NE} = \frac{Z_{NE} - Z_{02}}{Z_{NE} + Z_{02}} \quad (\text{II.9a})$$

$$\Gamma_{FE} = \frac{Z_{FE} - Z_{02}}{Z_{FE} + Z_{02}} \quad (\text{II.9b})$$

$\Gamma_{NE}$  et  $\Gamma_{FE}$  : Les coefficients de réflexion, respectivement, aux deux extrémités proche et lointaine du circuit victime.

La **solution générale** de l'équation différentielle (II.6a) peut être trouvée à partir de cette expression :

$$I_{2,v}(x) = \int y \cdot v(\xi) g_{i,v}(x, \xi) d\xi \quad (\text{II.10})$$

En réarrangeant l'équation (II.4b), la tension sur la ligne victime peut être évaluée à partir de l'équation (II.10), avec :

$$V_{2,v}(x) = -\frac{1}{y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} I_{2,v}(x) \quad (\text{II.11})$$

### II.3. La solution générale des équations des lignes de transmission pour une source de courant distribuée

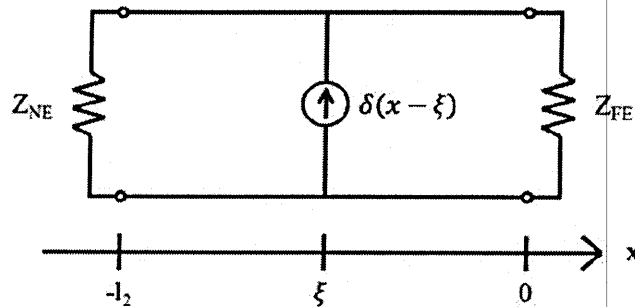
Les équations différentielles représentant la **réponse** due à la **source de courant** distribuée peuvent être déduites à partir du système d'équations (II.4), où la **source de tension** distribuée est mise **égale à zéro** ( $v(x) = 0$ ). En utilisant le système (II.7) dans (II.4), l'**équation d'onde** (équation (II.12a)) pour la tension sur la ligne de transmission **victime** et les **conditions aux limites** aux deux extrémités proche et distante peuvent alors être écrites comme suit [II-19] :

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} V_{2,i}(x) - \gamma^2 V_{2,i}(x) = -z \cdot i(x) \quad (\text{II.12a})$$

$$\frac{1}{z} \cdot \frac{\partial}{\partial x} V_{2,i}(-l_2) \cdot Z_{NE} - V_{2,i}(-l_2) = 0 \quad (\text{II.12b})$$

$$\frac{1}{z} \cdot \frac{\partial}{\partial x} V_{2,i}(0) \cdot Z_{FE} + V_{2,i}(0) = 0 \quad (\text{II.12c})$$

Où l'indice  $i$  dans les termes de *tension* " $V_{2,i}$ " dans le système d'équations (II.12) désigne la réponse fonctionnelle due à la source de courant distribuée. Un problème équivalent de la *fonction de Green* peut être formulé en utilisant l'équation d'onde et les équations aux limites en (II.12). Le problème de la fonction de Green est représenté graphiquement par le circuit de la *figure II.4*.



**Figure II.4.** Circuit représentant le problème de la fonction de Green pour une source de courant distribuée dans le circuit victime.

La *fonction de Green* pour la *réponse en tension* du circuit victime due à une source de courant distribuée est [II-20] :

$$g_{v,i}(x, \xi) = \frac{1}{2\gamma} \cdot \frac{1}{1 - \Gamma_{NE}\Gamma_{FE}e^{-2\gamma l_2}} \times \begin{cases} (\Gamma_{FE}e^{\gamma\xi} + e^{-\gamma\xi})(\Gamma_{NE}e^{-\gamma(x+2l_2)} + e^{\gamma x}) & x < \xi \\ (\Gamma_{FE}e^{\gamma x} + e^{-\gamma x})(\Gamma_{NE}e^{-\gamma(\xi+2l_2)} + e^{\gamma\xi}) & x > \xi \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La *solution générale* de l'équation différentielle (II.12a) peut être déterminée à partir de l'expression suivante :

$$V_{2,i}(x) = \int z \cdot i(\xi) g_{v,i}(x, \xi) d\xi \quad (\text{II.14})$$

#### II.4. La solution totale des équations des lignes de transmission pour une région de couplage électriquement large

Par le principe de superposition, la *solution totale* pour la réponse en tension du circuit victime est donnée par la *somme* des réponses dues aux sources distribuées de tension et de courant, tel que :

$$V_2(x) = V_{2,v}(x) + V_{2,i}(x) \quad (\text{II.15})$$

Nous remarquons que la **réponse en tension** dans le circuit victime est directement liée aux tensions et aux courants dans le circuit agresseur ( $V_1(x), I_1(x)$ ), en plus des **paramètres de couplage mutuels** ( $R_{21}, L_{21}, G_{21}, C_{21}$ ) observés dans (II.4) et (II.5).

Les **tensions** et les **courants** du circuit agresseur lorsqu'il est électriquement long sont donnés par [II-19] :

$$V_1(x) = V_S \cdot \frac{Z_{01}}{Z_{01} + Z_S} \cdot \frac{e^{-\gamma l_1}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \times (e^{-\gamma(x-a)} + \Gamma_L e^{\gamma(x-a)}) \quad (\text{II.16a})$$

$$I_1(x) = V_S \cdot \frac{1}{Z_{01} + Z_S} \cdot \frac{e^{-\gamma l_1}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \times (e^{-\gamma(x-a)} - \Gamma_L e^{\gamma(x-a)}) \quad (\text{II.16b})$$

Avec :

$$l_1 = a + b \quad \text{la longueur du circuit agresseur} \quad (\text{II.17a})$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_{01}}{Z_L + Z_{01}} \quad (\text{II.17b})$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_{01}}{Z_S + Z_{01}} \quad (\text{II.17c})$$

$\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  : Les coefficients de réflexion, respectivement, aux deux extrémités proche (coté source) et lointaine (coté charge) du circuit agresseur.

À partir des équations (II.8), (II.10), (II.11) et (II.13) à (II.16), la tension dans le circuit victime **en dehors** de la **région de couplage** (voir **figure II.1**) peut être écrite comme suit [II-19] :

- Pour  $-l_2 \leq x \leq -x_2$  (**à gauche** de la région de couplage) :

$$V_2(x) = \frac{V_S}{2} \frac{1}{Z_{01} + Z_S} \frac{e^{-\gamma l_1}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \frac{e^{\gamma(a+x)}}{1 - \Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}} \times (1 + \Gamma_{NE} e^{-2\gamma(l_2+x)}) \left\{ -[R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})][(x_2 - x_1)(\Gamma_{FE} + \Gamma_L e^{-2\gamma a})] + [R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] \times \left[ \frac{1}{2\gamma} (1 + \Gamma_L \Gamma_{FE} e^{-2\gamma(x_1+x_2+a)})(e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}) \right] \right\} \quad (\text{II.18a})$$

- Pour  $0 \geq x \geq -x_1$  (**à droite** de la région de couplage) :

$$V_2(x) = \frac{V_S}{2} \frac{1}{Z_{01} + Z_S} \frac{e^{-\gamma l_1}}{1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \frac{e^{-\gamma(x-a)}}{1 - \Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}} \times (1 + \Gamma_{FE} e^{2\gamma x}) \left\{ -[R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})][(x_2 - x_1)(1 + \Gamma_L \Gamma_{NE} e^{-2\gamma(a+l_2)})] + [R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] \times \left[ \frac{1}{2\gamma} (\Gamma_L e^{-2\gamma(x_1+x_2+a)} + \Gamma_{NE} e^{-2\gamma l_2})(e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}) \right] \right\} \quad (\text{II.18b})$$

**Remarque :**

Bien que les mathématiques pour trouver la tension dans le circuit victime était fondée sur la supposition que les lignes de transmission sont électriquement longues, la formulation intégrale est également applicable lorsque les lignes sont électriquement petites.

Lorsque le **circuit agresseur** est **électriquement petit**, la tension et le courant dans le circuit agresseur est approximativement les mêmes sur toute la longueur de la ligne. Le résultat final de la tension de la victime, cependant, est **plus compact** quand les lignes sont électriquement petites en raison d'une plus grande simplicité dans les expressions de la tension et du courant du circuit agresseur [II-19].

**II.5. Estimation de la diaphonie maximale**

La diaphonie entre les circuits agresseur et victime aux deux extrémités de charges proche et éloignée peut être évaluée à l'aide du système (II.18), mais l'expression résultante ne fournit pas le pire des cas de diaphonie à toutes les fréquences. La diaphonie maximale peut être trouvée par des **manipulations mathématiques** qui permettent de trouver une **enveloppe maximale** de la diaphonie donnée en (II.18). Ces manipulations varient en fonction de la **longueur électrique** du **circuit agresseur** et de la **région de couplage** [II-19].

L'équation (II.18) est écrite dans un format de **produit de sommes**. Ainsi, l'**enveloppe maximale** pour (II.18) peut être **approchée** comme la **multiplication** des **enveloppes maximales** pour chacun des **produits individuels**.

Les valeurs maximales sont approchées en modifiant les opérations d'addition et de soustraction afin de **maximiser** la valeur des **numérateurs** et **minimiser** la valeur de **dénominateurs**, dans les limites de valeurs des paramètres.

Beaucoup de termes dans (II.18) sont de la forme  $(1 \pm \Gamma \cdot e^{\pm \gamma l})$ . Au maximum ou au minimum, la **quantité exponentielle** devient réelle et est alors de la forme  $(1 \pm \Gamma \cdot e^{\pm \alpha l})$ , [II-19]. Les **manipulations mathématiques** nécessaires pour trouver la **diaphonie maximale** peuvent être illustrées par un **exemple**.

Soit le terme dans l'expression de la **diaphonie éloignée (Télédiaphonie)** dérivé de l'équation

(II.18b), en mettant  $x = 0$ , suivant : 
$$\frac{(1 + \Gamma_{FE})}{(1 - \Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2})} \cdot e^{\gamma a}$$

Le **dénominateur** de ce terme est **minimisé** lorsque le **produit** " $\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}$ " est un **nombre réel positif**. Le **maximum** de **numérateur** peut être trouvé sans surestimation significative en prenant l'**amplitude** de  $(1 + \Gamma_{FE})$  et en utilisant  $|e^{\gamma a}| = e^{\alpha a}$ .

L'enveloppe maximale de ce terme exemple peut alors être définie comme suit :

$$\frac{(1+\Gamma_{FE})}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|e^{-2\alpha l_2})} \cdot e^{\alpha a}.$$

De la même manière, les **tensions maximales** aux extrémités proche et éloignée de la **victime** peuvent être déterminées en fonction de la longueur électrique de l'agresseur et la longueur électrique de la région de couplage par les expressions **définies par intervalles** présentées comme suit [II-19] :

**A. Pour l'extrémité proche du circuit victime :**

- Pour  $l_1 = a + b \leq \frac{\lambda}{10}$  (agresseur électriquement petit = absence de la propagation) :

$$V_{NE,max} \approx \left| \frac{V_S}{2} \frac{1}{Z_{01}+Z_S} (x_2 - x_1) \frac{e^{-\gamma l_1}}{1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \cdot \frac{1+\Gamma_{NE}}{1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}} e^{\gamma(x_0-l_2)} \right| \cdot |(R_{21} + j\omega L_{21}) \times (e^{\gamma(x_0+a)} - \Gamma_L e^{-\gamma(x_0+a)}) (1 - \Gamma_{FE} e^{-2\gamma x_0}) - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21}) (e^{\gamma(x_0+a)} + \Gamma_L e^{-\gamma(x_0+a)}) \times (1 + \Gamma_{FE} e^{-2\gamma x_0})| \quad (II.19a)$$

- Pour  $l_1 = a + b > \frac{\lambda}{10}$  et  $(x_2 - x_1) < \frac{\lambda}{4}$  (agresseur électriquement large = présence de la propagation) :

$$V_{NE,max} \approx \frac{|V_S|}{2} \frac{1}{|Z_{01}+Z_S|} \frac{e^{-\alpha l_1}}{1-|\Gamma_L||\Gamma_S|e^{-2\alpha l_1}} \cdot \frac{|1+\Gamma_{NE}|}{1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|e^{-2\alpha l_2}} e^{\alpha(a-l_2)} \left\{ |R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| [(x_2 - x_1) (|\Gamma_{FE}| + |\Gamma_L| e^{-2\alpha a})] + |R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| \left[ \frac{1}{|2|\gamma|} (1 + |\Gamma_L||\Gamma_{FE}| e^{-2\alpha(x_1+x_2+a)}) \times |e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}| \right] \right\} \quad (II.19b)$$

- Pour  $(x_2 - x_1) \geq \frac{\lambda}{4}$  et  $(x_2 - x_1) = \frac{n\lambda}{4}$  :

$$V_{NE,max} \approx \frac{|V_S|}{2} \frac{1}{|Z_{01}+Z_S|} \frac{e^{-\alpha l_1}}{1-|\Gamma_L||\Gamma_S|e^{-2\alpha l_1}} \cdot \frac{|1+\Gamma_{NE}|}{1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|e^{-2\alpha l_2}} e^{\alpha(a-l_2)} \left\{ |R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| [(x_2 - x_1) (|\Gamma_{FE}| + |\Gamma_L| e^{-2\alpha a})] + |R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| \left[ \frac{1}{|2|\gamma|} (1 + |\Gamma_L||\Gamma_{FE}| e^{-2\alpha(x_1+x_2+a)}) \cdot e^{2\alpha x_1} (e^{n\lambda\alpha/2} + 1) \right] \right\} \quad (II.19c)$$

2.

**B. Pour l'extrémité lointaine du circuit victime :**

- Pour  $l_1 = a + b \leq \frac{\lambda}{10}$  :

$$V_{FE,max} \approx \left| \frac{V_S}{2} \frac{1}{Z_{01}+Z_S} (x_2 - x_1) \frac{e^{-\gamma l_1}}{1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1}} \cdot \frac{1+\Gamma_{FE}}{1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}} e^{-\gamma x_0} \right| \cdot |(R_{21} + j\omega L_{21}) (e^{\gamma(x_0+a)} - \Gamma_L e^{-\gamma(x_0+a)}) (1 - \Gamma_{NE} e^{-2\gamma(l_2-x_0)}) + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21}) (e^{\gamma(x_0+a)} + \Gamma_L e^{-\gamma(x_0+a)}) (1 + \Gamma_{NE} e^{-2\gamma(l_2-x_0)})| \quad (II.20a)$$

- Pour  $l_1 = a + b > \frac{\lambda}{10}$  et  $(x_2 - x_1) < \frac{\lambda}{4}$  :

$$V_{FE,max} \approx \frac{|V_s|}{2} \frac{1}{|Z_{01} + Z_s|} \frac{e^{-\alpha l_1}}{1 - |\Gamma_L| |\Gamma_s| e^{-2\alpha l_1}} \cdot \frac{|1 + \Gamma_{FE}|}{1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}| e^{-2\alpha l_2}} e^{\alpha a} \left\{ |R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| \cdot [(x_2 - x_1)(1 + |\Gamma_L| |\Gamma_{NE}| e^{-2\alpha(a+l_2)})] + |R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| \left[ \frac{1}{2|\gamma|} (|\Gamma_L| e^{-2\alpha(x_1+x_2+a)} + |\Gamma_{NE}| e^{-2\alpha l_2}) \cdot |e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}| \right] \right\} \quad (\text{II.20b})$$

- Pour  $(x_2 - x_1) \geq \frac{\lambda}{4}$  et  $(x_2 - x_1) = \frac{n\lambda}{4}$  :

$$V_{FE,max} \approx \frac{|V_s|}{2} \frac{1}{|Z_{01} + Z_s|} \frac{e^{-\alpha l_1}}{1 - |\Gamma_L| |\Gamma_s| e^{-2\alpha l_1}} \cdot \frac{|1 + \Gamma_{FE}|}{1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}| e^{-2\alpha l_2}} e^{\alpha a} \left\{ |R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| [(x_2 - x_1)(1 + |\Gamma_L| |\Gamma_{NE}| e^{-2\alpha(a+l_2)})] + |R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})| \left[ \frac{1}{2|\gamma|} (|\Gamma_L| e^{-2\alpha(x_1+x_2+a)} + |\Gamma_{NE}| e^{-2\alpha l_2}) \cdot e^{2\alpha x_1} (e^{\frac{n\lambda\alpha}{2}} + 1) \right] \right\} \quad (\text{II.20c})$$

Où :

$$x_0 = \frac{x_1 + x_2}{2} \quad (\text{II.21})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{II.22})$$

et  $\lambda$  est la **longueur d'onde** du signal dans le milieu de propagation et  $n$  est un entier impair positif. Les indices **NE** et **FE** représentent les positions d'extrémité proche et d'extrémité distante de la victime par rapport à la source d'agresseur.

### III. L'estimation de la diaphonie maximale dans le cas des lignes de transmission homogènes et sans pertes

Les estimations précédentes proposées par **M. S. Halligan** et **all** [II-19] ont été basées sur une formulation intégrale mathématiquement rigoureuse où les lignes de transmission peuvent être **avec pertes** et dans un **milieu inhomogène**. Malheureusement le modèle résultant est **relativement complexe**.

Ce modèle rigoureux est dérivé en supposant que les lignes de transmission sont faiblement couplées et les impédances caractéristiques des lignes sont à peu près les mêmes sur toute la longueur des circuits agresseur et victime.

L'objectif de ce paragraphe, est de montrer comment la diaphonie maximale générale estimée par **M. S. Halligan** et **all** dans [II-19] peut être simplifiée pour le cas spécifique des lignes de transmission **sans pertes** avec l'approximation d'un **milieu homogène** [II-21].

### III.1. Formulation de la diaphonie maximale dans le cas des lignes sans pertes

Les expressions exactes pour les *tensions* aux deux extrémités *proche* et *distante* du *circuit victime*, avec pertes, sont données par [II-21] :

- en remplaçant  $x = -l_2$  dans l'expression (II.18a) :

$$V_{NE} = V_2(x = -l_2) = \frac{V_S (1+\Gamma_{NE})}{2 (Z_{01}+Z_S)} \frac{e^{-\gamma l_1}}{(1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1})} \frac{e^{\gamma(a-l_2)}}{(1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2})} \times \left\{ -[R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] [(x_2 - x_1) (\Gamma_{FE} + \Gamma_L e^{-2\gamma a})] + [R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] \times \left[ \frac{1}{2\gamma} (1 + \Gamma_L \Gamma_{FE} e^{-2\gamma(x_1+x_2+a)}) (e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}) \right] \right\} \quad (\text{II.23a})$$

- en remplaçant  $x = 0$  dans l'expression (II.18b) :

$$V_{FE} = V_2(x = 0) = \frac{V_S (1+\Gamma_{FE})}{2 (Z_{01}+Z_S)} \frac{e^{-\gamma l_1}}{(1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-2\gamma l_1})} \frac{e^{\gamma a}}{1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-2\gamma l_2}} \times \left\{ -[R_{21} + j\omega L_{21} + Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] [(x_2 - x_1) (1 + \Gamma_L \Gamma_{NE} e^{-2\gamma(a+l_2)})] + [R_{21} + j\omega L_{21} - Z_{01} Z_{02} (G_{21} + j\omega C_{21})] \times \left[ \frac{1}{2\gamma} (\Gamma_L e^{-2\gamma(x_1+x_2+a)} + \Gamma_{NE} e^{-2\gamma l_2}) (e^{2\gamma x_2} - e^{2\gamma x_1}) \right] \right\} \quad (\text{II.23b})$$

Si maintenant, le système de lignes de transmission est *sans pertes*, le système d'équations (II.23) *se réduit* au système (II.24), où les paramètres linéiques se résument en la matrice inductance et capacité définies précédemment [II-8], les matrices résistance et conductance étant négligées.

$$V_{NE} = \frac{V_S}{2} \frac{l_{21}}{l_{11}} \frac{Z_{01}}{(Z_{01}+Z_S)} \frac{e^{j\beta(a-l_2-l_1)}}{(1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\beta l_1})} \frac{(1+\Gamma_{NE})}{(1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-j2\beta l_2})} (1 + \Gamma_L \Gamma_{FE} e^{-j2\beta(x_1+x_2+a)}) \times (e^{j2\beta x_2} - e^{j2\beta x_1}) \quad (\text{II.24a})$$

$$V_{FE} = \frac{V_S}{2} \frac{l_{21}}{l_{11}} \frac{Z_{01}}{(Z_{01}+Z_S)} \frac{e^{j\beta(a-l_1)}}{(1-\Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\beta l_1})} \frac{(1+\Gamma_{FE})}{(1-\Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-j2\beta l_2})} (\Gamma_L e^{-j2\beta(x_1+x_2+a)} + \Gamma_{NE} e^{-j2\beta l_2}) \times (e^{j2\beta x_2} - e^{j2\beta x_1}) \quad (\text{II.24b})$$

Le système d'équations (II.24) est obtenu, en utilisant la relation suivante, qui est valide dans un *milieu homogène* [II-22] :

$$\frac{l_{21}}{l_{11}} = \frac{c_{21}}{c_{21}+c_{22}} \quad (\text{II.25})$$

Le système d'équations (II.24) peut donc être écrit alternativement avec un rapport de paramètres linéiques capacités ou inductances.



La diaphonie entre les circuits agresseur et victime aux extrémités proche et distante peut être évaluée à l'aide du système (II.24), mais l'expression résultante ne fournit pas **le pire des cas** de la **diaphonie** à toutes les fréquences.

La **diaphonie maximale** peut être déterminée par des manipulations mathématiques qui permettent de trouver une enveloppe maximale de la diaphonie donnée en (II.24). Ces manipulations varient en fonction de la longueur électrique du circuit agresseur et celle de la région de couplage, comme il est décrit dans le paragraphe précédent [II-19].

Les **tensions maximales** aux charges (aux extrémités) de la victime peuvent être déterminées en fonction des longueurs électriques de l'agresseur et de la région de couplage avec les **expressions définies par intervalles**, suivantes [II-21] :

**A. Pour l'extrémité proche du circuit victime :**

- Pour  $l_1 = a + b \leq \frac{\lambda}{10}$  :

$$V_{NE,max} \approx \left| V_S \omega l_{21} (x_2 - x_1) \frac{1}{(Z_{01} + Z_S)} \frac{(1 + \Gamma_{NE})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\beta l_1})} \frac{(1 + \Gamma_L \Gamma_{FE} e^{-j2\beta(2x_0 + a)})}{(1 - \Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-j2\beta l_2})} \right| \quad (II.26a)$$

- Pour  $l_1 = a + b > \frac{\lambda}{10}$  et  $(x_2 - x_1) < \frac{\lambda}{4}$  :

$$V_{NE,max} \approx \frac{|V_S| l_{21}}{2 l_{11}} \frac{Z_{01}}{|Z_{01} + Z_S|} \frac{|1 + \Gamma_{NE}|}{(1 - |\Gamma_L| |\Gamma_S|)} \frac{(1 + |\Gamma_L| |\Gamma_{FE}|)}{(1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}|)} \left| e^{j2\beta x_2} - e^{j2\beta x_1} \right| \quad (II.26b)$$

- Pour  $(x_2 - x_1) \geq \frac{\lambda}{4}$  et  $(x_2 - x_1) = \frac{n\lambda}{4}$  :

$$V_{NE,max} \approx |V_S| \frac{l_{21}}{l_{11}} \frac{Z_{01}}{|Z_{01} + Z_S|} \frac{|1 + \Gamma_{NE}|}{(1 - |\Gamma_L| |\Gamma_S|)} \frac{(1 + |\Gamma_L| |\Gamma_{FE}|)}{(1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}|)} \quad (II.26c)$$

2.

**B. Pour l'extrémité lointaine du circuit victime :**

- Pour  $l_1 = a + b \leq \frac{\lambda}{10}$  :

$$V_{FE,max} \approx \left| V_S \omega l_{21} (x_2 - x_1) \frac{1}{(Z_{01} + Z_S)} \frac{(\Gamma_L + \Gamma_{NE} e^{j2\beta(2x_0 + a - l_2)})}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\beta l_1})} \frac{(1 + \Gamma_{FE})}{(1 - \Gamma_{NE} \Gamma_{FE} e^{-j2\beta l_2})} \right| \quad (II.27a)$$

- Pour  $l_1 = a + b > \frac{\lambda}{10}$  et  $(x_2 - x_1) < \frac{\lambda}{4}$  :

$$V_{FE,max} \approx \frac{|V_S| l_{21}}{2 l_{11}} \frac{Z_{01}}{|Z_{01} + Z_S|} \frac{(|\Gamma_L| + |\Gamma_{NE}|)}{(1 - |\Gamma_L| |\Gamma_S|)} \frac{|1 + \Gamma_{FE}|}{(1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}|)} \left| e^{j2\beta x_2} - e^{j2\beta x_1} \right| \quad (II.27b)$$

- Pour  $(x_2 - x_1) \geq \frac{\lambda}{4}$  et  $(x_2 - x_1) = \frac{n\lambda}{4}$  :

$$V_{FE,max} \approx |V_S| \frac{l_{21}}{l_{11}} \frac{Z_{01}}{|Z_{01} + Z_S|} \frac{(|\Gamma_L| + |\Gamma_{NE}|)}{(1 - |\Gamma_L| |\Gamma_S|)} \frac{|1 + \Gamma_{FE}|}{(1 - |\Gamma_{NE}| |\Gamma_{FE}|)} \quad (II.27c)$$

- Les premières expressions définies par intervalles pour les tensions maximales aux extrémités proche et lointaine, (II.26a) et (II.27a), ont été obtenues à partir d'une autre formulation où le **circuit agresseur** est **électriquement petit** (absence de propagation). Cette formulation a été utilisée à la place de la formulation du circuit agresseur électriquement large présentée en (II.24) pour fournir un meilleur aperçu de la réponse de la diaphonie et pour minimiser la possibilité de sur-prédiction de la diaphonie maximale [II-21].
- Les **expressions** définies par intervalles **restantes** étaient dérivées de la formulation où le circuit agresseur est électriquement large, donnée en (II.24). Les deuxièmes expressions définies par intervalles en (II.26b) et (II.27b) sont données lorsque le circuit agresseur est électriquement large, mais la région de couplage est inférieure à un quart de la longueur d'onde. Les dernières expressions définies par intervalles dans (II.26c) et (II.27c) sont évaluées lorsque la région de couplage est supérieure ou égale à un quart de la longueur d'onde [II-21] et c'est une modification des expressions (II.26b) et (II.27b). Lorsque la longueur de la région de couplage est supérieure ou égale à un quart de la longueur d'onde, la valeur du pire des cas (maximum) de  $|e^{j2\beta x_2} - e^{j2\beta x_1}|$  est égale à deux. Cette condition se produit lorsque la longueur de la région de couplage est un multiple impair d'un quart d'onde.

**Remarque :**

Il faut noter que les systèmes d'équations (II.26) et (II.27) s'appliquent aux **lignes** de transmission qui sont **sans pertes** et dans un **milieu homogène**. L'application de ces équations aux milieux qui ne sont pas homogènes, où l'équation (II.25) n'est pas approximativement satisfaite, peut entraîner des **erreurs significatives**. Pour les milieux **non homogènes** ou **avec pertes**, le lecteur doit se reporter aux équations (II.19) et (II.20).

### III.2. Estimation de la diaphonie maximale dans les lignes de transmission infiniment longue

Comme nous avons déjà mentionné dans le **paragraphe I**. (Études antérieures sur la diaphonie), un effort antérieur a été fait par **X. Dong et all** [II-18], pour prédire la diaphonie maximale en "**hautes fréquences**". Cette estimation similaire de la diaphonie maximale est effectuée sur les lignes de transmission **sans pertes** et **infiniment longues**. Pour simplifier le calcul, **X. Dong et all** [II-18] définit la diaphonie comme un rapport de **tensions maximales**

$(V_{2,max}/V_{1,max})$  ou des **courants maximums**  $(I_{2,max}/I_{1,max})$  dans les circuits victime et agresseur, plutôt que sur les charges (les extrémités).

La formulation de la diaphonie dans [II-18] suppose que la majorité de couplage se produit sur une partie de la longueur du circuit victime où le couplage est le plus grand. En plus, la théorie présentée dans [II-18] suppose que :

- 1) La géométrie est uniforme où le couplage se produit ;
- 2) Le milieu est homogène ;
- 3) Les lignes de transmission sont faiblement couplées ;
- 4) Les lignes de transmission sont sans pertes.

Une **seule source localisée** de tension ou de courant dans le **circuit victime** est proposé dans [II-18] pour décrire le couplage du **circuit agresseur** (au lieu d'une source distribuée le long de la région de couplage, proposée par **M. S. Halligan et all** [II-19], voir les paragraphes précédents). Cette représentation permet de réduire le système de lignes de transmission en **figure II.1** à un système d'une ligne de transmission unique avec une **source localisée**, comme il est montré en **figure II.5**.

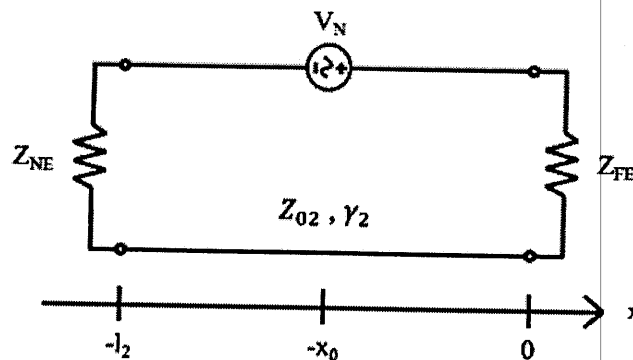


Figure II.5. Le modèle du circuit équivalent d'un faible couplage inductif au circuit victime en un seul endroit.

Le rapport de la tension maximale le long de la ligne de transmission victime à la tension maximale dans la ligne de transmission agresseur a été estimé dans [II-18], pour des **raisons intuitives** basées sur le **flux magnétique** enveloppant les circuits agresseur et victime, par :

$$\frac{V_{2,max}}{V_{1,max}} \approx \frac{l_{21}}{l_{11}} \quad (II.28)$$

Le **pire des cas** (maximum) de la **tension induite** à un emplacement spécifique dans la ligne de transmission victime (en supposant la ligne de transmission **infinie**) serait alors donné par :

$$|V_N| \approx V_{1,max} \cdot \left( \frac{l_{21}}{l_{11}} \right) \quad (II.29)$$

Où  $V_{1,max}$  désigne la tension maximale **le long** de la ligne de transmission agresseur de **longueur infinie**.

En utilisant la théorie des lignes de transmission pour la ligne de transmission de **longueur finie** en **figure II.5**, la **tension maximale** dans le circuit victime peut alors être déterminée par [II-18] :

$$V_{2,max} \approx \frac{|V_N|}{2} \cdot \frac{(1+|\Gamma_{NE}|)(1+|\Gamma_{FE}|)}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} \quad (II.30)$$

L'application de (II.29) permet d'obtenir la **tension maximale** dans le circuit victime sous la forme suivante :

$$V_{2,max} \approx V_{1,max} \frac{l_{21}}{l_{11}} \frac{(1+|\Gamma_{NE}|)(1+|\Gamma_{FE}|)}{2 \cdot (1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} \quad (II.31)$$

Nous notons que le rapport entre les tensions maximales le long des lignes de transmission infinies et la source de tension localisée  $V_N$  ont été développés dans [II-8] à partir d'une **base intuitive**. Ces quantités peuvent être **dérivées rigoureusement** pour montrer la validité et pour mieux comprendre les limites des travaux réalisés par **X. Dong et all** [II-18]. **M. S. Halligan et all** dans la référence [II-21], démontre que la source de tension localisée  $V_N$ , plutôt que l'expression (II.29), égale à :

$$|V_N| \approx 2 \cdot V_{1,max} \cdot \left( \frac{l_{21}}{l_{11}} \right) \quad (II.32)$$

Avec :

$$V_{1,max} = \frac{1}{2} |V_S| \quad (II.33)$$

Alors en utilisant les expressions (II.32) et (II.33) dans (II.30), la tension maximale le long de la longueur du circuit victime est donnée par (diffère de l'expression (II.31) d'un facteur de deux) :

$$V_{2,max} \approx \frac{|V_S|}{2} \frac{l_{21}}{l_{11}} \cdot \frac{(1+|\Gamma_{NE}|)(1+|\Gamma_{FE}|)}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} = V_{1,max} \frac{l_{21}}{l_{11}} \cdot \frac{(1+|\Gamma_{NE}|)(1+|\Gamma_{FE}|)}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} \quad (II.34)$$

Les dérivations précédentes montrent que si les équations proposées par **X. Dong et all** [II-18] peuvent être trouvées avec rigueur par **M. S. Halligan et all** [II-21], ces équations mélangent des conditions limites entre les lignes de transmission **infinies** et **finies** dans le sens que l'équation (II.32) est appliquée aux lignes de transmission de longueur **finie**

cependant, une hypothèse d'une ligne de transmission de longueur *infinie* a été utilisée. Ce mélange de conditions limites *n'est pas* strictement mathématiquement *correct*. Cependant, on peut démontrer que l'estimation de la diaphonie maximale dans [II-18] fournit quelques résultats utiles dans de bonnes conditions de charges aux extrémités du circuit agresseur.

**Remarques :**

- Des mesures en [II-18] ont été utilisées pour valider l'expression (II.34). Dans toutes ces mesures, les charges aux deux extrémités de l'agresseur ont été choisies pour aboutir à des coefficients de réflexion  $|\Gamma_S| \approx 0$  et  $|\Gamma_L| \approx 1$ . Sous ces conditions, les estimations de la diaphonie maximale mathématiquement rigoureuses basées sur une formulation intégrale [II-21] peuvent être réduites à une forme analogue à l'expression (II.34).
- Une comparaison directe peut être faite entre (II.26c), (II.27c), et (II.34). Pour  $|\Gamma_S| \approx 0$  et  $|\Gamma_L| \approx 1$ , les expressions (II.26c) et (II.27c) se réduisent aux :

$$V_{NE,max} \approx \frac{|V_S| l_{21}}{2 l_{11}} \cdot \frac{|1+\Gamma_{NE}|(1+|\Gamma_{FE}|)}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} \quad (II.35a)$$

$$V_{FE,max} \approx \frac{|V_S| l_{21}}{2 l_{11}} \cdot \frac{(1+|\Gamma_{NE}|)|1+\Gamma_{FE}|}{(1-|\Gamma_{NE}||\Gamma_{FE}|)} \quad (II.35b)$$

Si maintenant, les terminaisons aux deux extrémités du circuit victime remplissent que :  $|1 + \Gamma_{NE}| \approx 1 + |\Gamma_{NE}|$  ou  $|1 + \Gamma_{FE}| \approx 1 + |\Gamma_{FE}|$ , au moins l'une des équations dans (II.35) peut être réduite à l'équation (II.34). Cette réduction fournit une validation supplémentaire pour les estimations de la diaphonie maximale présentées par *X. Dong et all* [II-18] et par *M. S. Halligan et all* [II-21] parce que les estimations sont équivalentes sous des bonnes hypothèses.

## Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté les équations de l'estimation de la **diaphonie maximale**, en fréquentiel, sur la base d'une formulation intégrale dans un système de lignes de transmission, tout d'abord dans le cas général **avec pertes** et dans un milieu non homogène, ensuite dans le cas des lignes **sans pertes** et dans des milieux homogènes. Ces expressions sont basées sur l'hypothèse d'un **couplage faible** où le système de lignes de transmission a une seule région de couplage avec une section transversale uniforme. Les formules présentées peuvent modéliser la diaphonie maximale où les lignes de transmission peuvent avoir des longueurs arbitraires.

Une autre estimation de la diaphonie maximale des lignes de transmission de longueur **finie** basée sur une relation des lignes de transmission **infiniment longues** a été également présentée. Cette estimation publiée antérieurement, bien que relativement simple à comprendre et peut être utilisée pour prédire ainsi la diaphonie maximale, elle mélange des conditions entre lignes de transmission infinies et finies, ce qui n'est pas strictement mathématiquement correct. Malgré ce mélange cette estimation peut être équivalente à l'estimation basée sur la formulation intégrale sous certaines **conditions restrictives** (limitatives). Ces conditions peuvent ne pas se produire dans une configuration pratique, faisant cette formulation plus sujette à des **erreurs**.

Cela nous amène à confirmer que les estimations de la diaphonie maximale basées sur la formulation intégrale sont **plus robustes**, car elles peuvent estimer la diaphonie maximale avec de moins en moins d'hypothèses restrictives.

## Références bibliographiques

- [II-1], A. Feller, H. R. Kaupp, and J. J. Digiacome, "**Crosstalk and reflections in high-speed digital systems**," in Proc. Fall Joint Comp. Conf., 1965, pp. 511–525.
- [II-2], R. E. Matick, "**Coupled transmission lines and directional couplers**," in Transmission Lines for Digital and Communication Networks. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1969, ch. 7, pp. 268–309.
- [II-3], C. R. Paul, "**Solution of the transmission-line equations for three-conductor lines in homogeneous media**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-20, no. 1, pp. 216–222, Feb. 1978.
- [II-4], C. R. Paul, "**On the superposition of inductive and capacitive coupling in crosstalk-prediction models**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-24, no. 3, pp. 335–343, Aug. 1982.
- [II-5], C. R. Paul, "**Derivation of common impedance coupling from the transmission-line equations**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 34, no. 3, pp. 315–319, Aug. 1992.
- [II-6], R. G. Olsen, "**A simple model for weakly coupled lossy transmission lines of finite length**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-26, no. 2, pp. 79–83, May 1984.
- [II-7], C. R. Paul, "**Computation of crosstalk in a multiconductor transmission line**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-23, no. 4, pp. 352–358, Nov. 1981.
- [II-8], C. R. Paul, **Analysis of Multiconductor Transmission Lines**, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008, ch. 3 and ch. 10, pp. 89–109, and pp. 544–577.
- [II-9], C. R. Paul, "**Literal solutions for time-domain crosstalk on lossless transmission lines**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 34, no. 4, pp. 433–444, Nov. 1992.
- [II-10], C. R. Paul, "**Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption**," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, no. 3, pp. 413–423, Aug. 2002.
- [II-11], C. Gordon and K. M. Roselle, "**Estimating crosstalk in multiconductor transmission lines**," IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol. B, vol. 19, no. 2, pp. 273–277, May 1996.
- [II-12], M. Khalaj-Amirhosseini, "**Analysis of coupled or single nonuniform transmission lines using the method of moments**," Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., vol. 18, no. 4, pp. 376–382, Jul. 2008.

- [II-13], M. Khalaj-Amirhosseini, "**An approximated closed form solution for nonuniform transmission lines,**" in Proc. Asia Pacific Microw. Conf. , Singapore, 2009, pp. 1310–1314.
- [II-14], Y. Kami and R. Sato, "**Coupling model of crossing transmission lines,**" IEEE Trans. Electromagn. Compat. , vol. 28, no. 4, pp. 204–210, Nov. 1986.
- [II-15], Y. Kami and R. Sato, "**Crosstalk of finite-length transmission lines in arbitrary directions on the same ground plane,**" in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., Anaheim, CA, USA, Aug. 1992, pp. 247–250.
- [II-16], A. El-Zein and S. Chowdhury, "**An analytical method for finding the maximum crosstalk in lossless-coupled transmission lines,**" in Proc. Dig. Tech. Papers IEEE /ACM Int. Conf. Comput.-Aided Design , Santa Clara, CA, 1992, pp. 443–448.
- [II-17], A. El-Zein and S. Chowdhury, "**Maximum crosstalk in a transmission line system with linear time-invariant networks,**" in Proc. Int. Symp. Circuits Syst. , Chicago, IL, USA, 1993, pp. 2295–2298.
- [II-18], X. Dong, H. Weng, D. G. Beetner, and T. H. Hubing, "**Approximation of worst case crosstalk at high frequencies,**" IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 53, no. 1, pp. 202–208, Feb. 2011.
- [II-19], M. S. Halligan and D. G. Beetner, "**Maximum crosstalk estimation in weakly coupled transmission lines,**" IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 56, no. 3, pp. 736–744, Jun. 2014.
- [II-20], F. M. Tesche, M. V. Ianoz, and T. Karlsson, "**Field coupling using transmission line theory,**" in EMC Analysis Methods and Computational Models, 1st ed. New York, NY, USA: Wiley, 1997, ch. 7, pp. 321–394.
- [II-21], M. S. Halligan and D. G. Beetner, "**Maximum Crosstalk Estimation in Lossless and Homogeneous Transmission Lines,**" IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 9, pp. 1953–1961, September. 2014.
- [II-22], C. R. Paul, "**Crosstalk,**" in Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006, ch. 9, pp. 559–711.



# ***Chapitre III :***

## ***Les Applications***

## Introduction

**D**ans ce dernier chapitre intitulé « Les applications », par lequel nous terminons notre mémoire de fin d'études, nous vous proposons quelques applications afin d'accomplir notre étude.

Nous commencerons tout d'abord, par la validation de l'estimation maximale de la diaphonie dans un système de ligne de transmission à trois conducteurs. Ensuite, nous arriverons à une application sur une carte électronique (ligne PCB), afin de déterminer l'enveloppe de la diaphonie maximale.

Nous terminons ce chapitre par une étude paramétrique, par laquelle nous verrons l'effet des charges de terminaison sur la diaphonie et son estimation maximale.

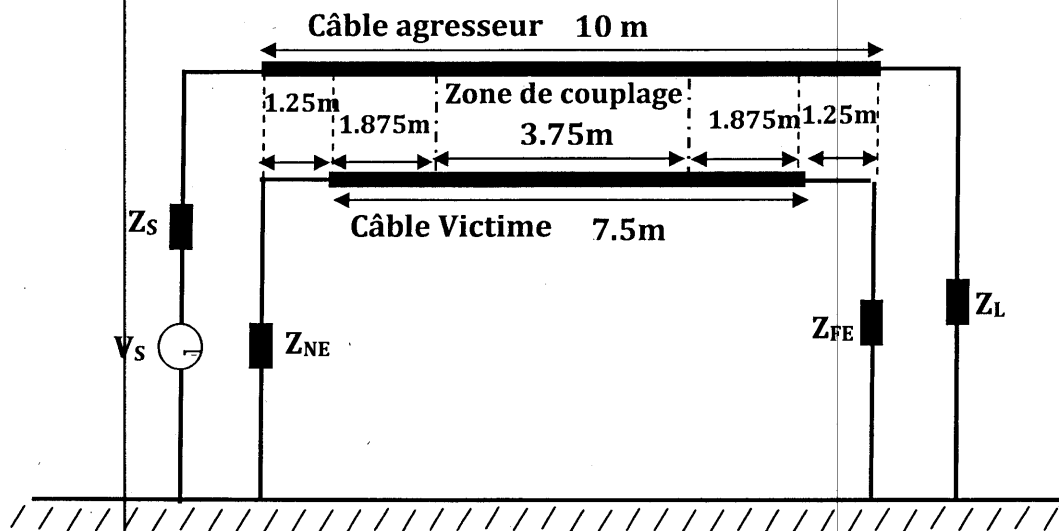
## I. Validation de la formulation de l'estimation de la diaphonie maximale

Afin de valider la formulation présentée dans le chapitre II, qui permet d'estimer la *diaphonie maximale* ou ce qu'on appelle le *pire des cas* dans un système de lignes de transmission, nous proposons une application effectuée sur un faisceau de câbles à deux conducteurs.

Les estimations ont été évaluées pour une simulation sur un faisceau de câbles à deux conducteurs (deux câbles), où les paramètres linéiques (voir **Tableau III.1**) ont été déterminés à partir d'un outil d'analyse numérique [III-1].

Dans ce cas, le faisceau de câbles a été modélisé au-dessus d'un plan de retour infiniment grand où les câbles de transmission sont des conducteurs massifs de 1,016 mm de diamètre, et ils sont placés à 14,986 mm au-dessus du plan de masse, et ils sont séparés par une distance de 59,944 mm.

Nous notons que les deux câbles et le plan de retour ont été modélisés comme des *conducteurs* électriques *parfaits (sans pertes)* dans le vide. Dans la **figure III.1**, nous présentons la configuration étudiée avec les données géométriques associées.



**Figure III.1.** Cas d'un faisceau de câbles à deux conducteurs employé pour valider le maximum de la diaphonie.

Les câbles de transmission sont *faiblement couplés* et ils ont la même impédance caractéristique  $Z_0 = 250\Omega$ . En se référant à la **figure II.1**, du chapitre II, le faisceau de câbles a été modélisé avec les dimensions suivantes :

$$a = 1.25 \text{ m}; b = 8.75 \text{ m}; l_2 = 7.5 \text{ m}; x_2 = 5.625 \text{ m}; x_1 = 1.875 \text{ m}.$$

Les **paramètres linéiques** de la configuration ci-dessus dont les valeurs sont celles des inductances et des capacités propres et mutuelles sont comme suit [III-2] :

$l_{11} = l_{22}$	$l_{12} = l_{21}$	$c_{11} = c_{22}$	$c_{12} = c_{21}$
831,5 nH/m	25,0 nH/m	12,9 pF/m	0,4 pF/m

**Tableau III.1.** Les paramètres linéiques de la configuration étudiée.

Cette validation a été effectuée par **M. S. Halligan** et *all* [III-2], pour une variété de charges aux extrémités des **câbles agresseur** et **victime**. Certains de ces cas de test sont donnés dans le tableau suivant :

Cas #	$Z_s$	$Z_L$	$Z_{NE}$	$Z_{FE}$
<b>Cas 1</b>	250 $\Omega$	1 M $\Omega$ (circuit-ouvert)	250 $\Omega$	750 $\Omega$
<b>Cas 2</b>	250 $\Omega$	0 $\Omega$ (court-circuit)	750 $\Omega$	250 $\Omega$
<b>Cas 3</b>	250 $\Omega$	250 $\Omega$	250 $\Omega$	0 $\Omega$ (court-circuit)
<b>Cas 4</b>	250 $\Omega$	250 $\Omega$	250 $\Omega$	1 M $\Omega$ (circuit-ouvert)
<b>Cas 5</b>	0 $\Omega$ (court-circuit)	5 k $\Omega$	250 $\Omega$	250 $\Omega$
<b>Cas 6</b>	200 $\Omega$	0 $\Omega$	750 $\Omega$    47pF	100 $\Omega$ + 1 $\mu$ H

**Tableau III.2.** Conditions de charges pour le faisceau de câbles étudié.

Les **diaphonies exactes** aux charges (aux extrémités) du **circuit victime** (le système d'équations (II.24)) ont été comparées avec les **estimations** de **diaphonie maximale** données dans le chapitre précédent en équations (II.26), (II.27) et (II.34).

Les résultats des simulations pour le cas 1, le cas 2, le cas 5, et le cas 6 dans le **tableau III.2** sont présentés dans les **figures III.2, III.4 et III.6**, pour nos résultats de calcul, et dans les **figures III.3, III.5 et III.7**, pour les résultats publiés par **M. S. Halligan** et *all* [III-2].

De l'ensemble de ces résultats, il est clair que nos résultats de simulation et ceux publiés sont en concordance, en allure et en amplitude. Cela confirme notre modélisation, soit pour la diaphonie exacte (système d'équations (II.24)), ou bien pour les enveloppes maximales de diaphonie (système d'équations (II.26) et (II.27)).

- Résultats à l'extrémité proche du câble victime pour les cas 1 et cas 2 :

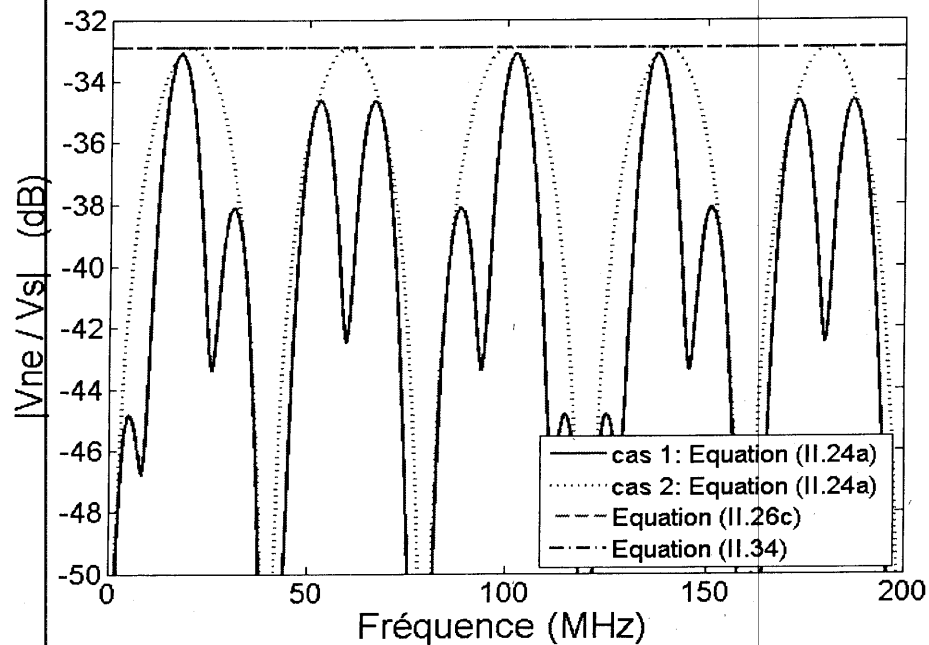


Figure III.2. L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans les cas 1 et 2; nos résultats obtenus.

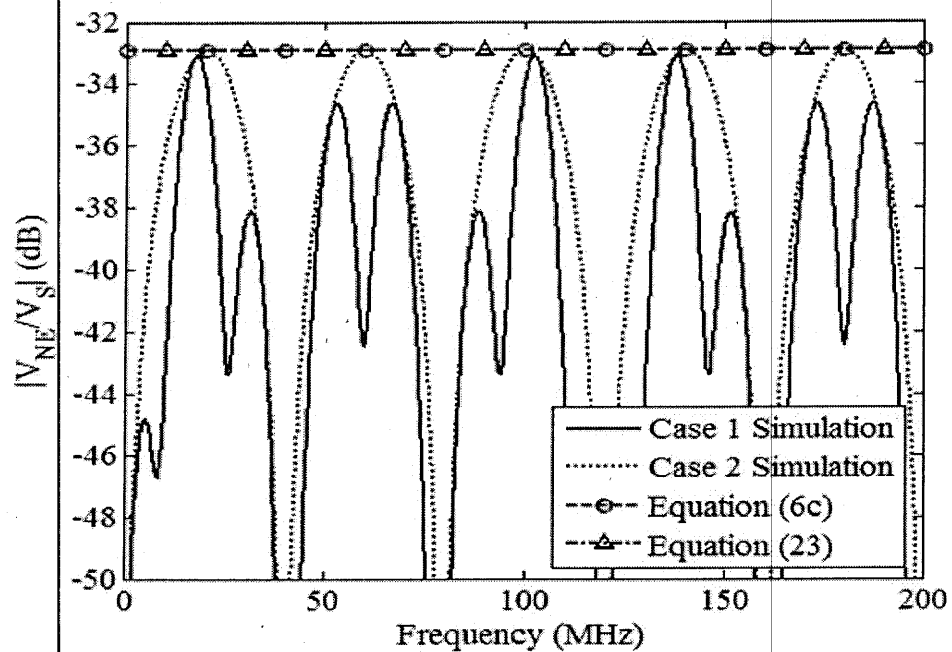
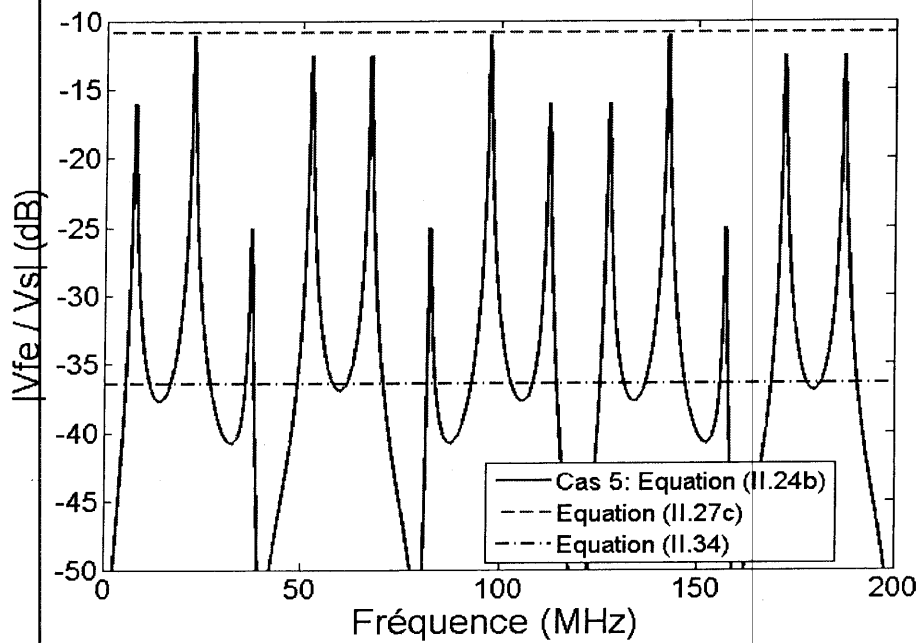


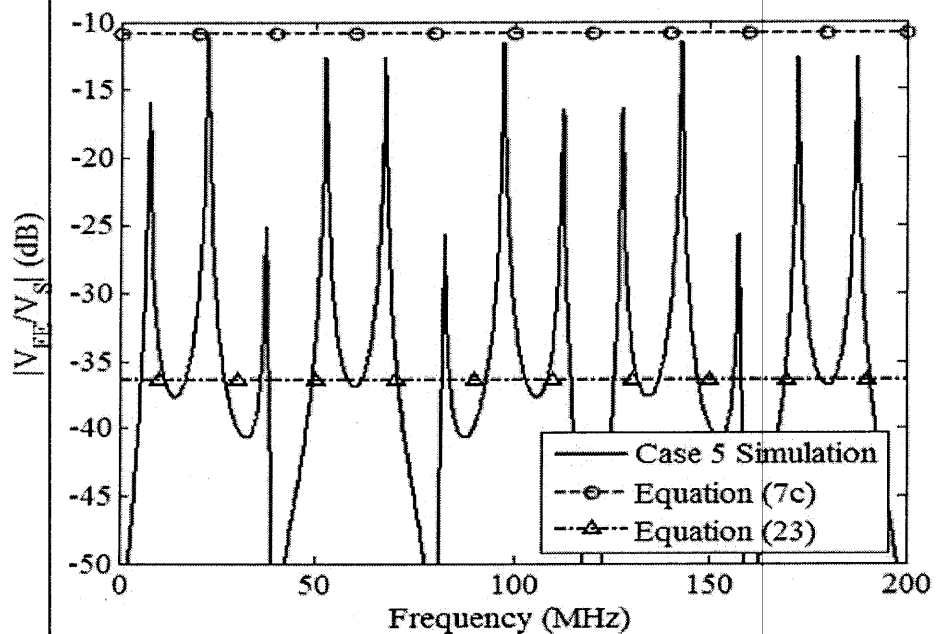
Figure III.3. L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans les cas 1 et 2; résultats publiés [III-2].

Nous notons que les équations (6c), (7c) et (23) publiées par **M. S. Halligan** et *all* dans [III-2], sont celles présentées dans le chapitre II, sous les numéros, respectivement, (II.26c), (II.27c) et (II.34).

○ Résultats à l'extrémité éloignée du câble victime pour le cas 5 :



**Figure III.4.** L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans le cas 5; nos résultats obtenus.



**Figure III.5.** L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans le cas 5; résultats publiés [III-2].

Nous notons aussi que dans le cas suivant, *cas 6*, le maximum de la diaphonie a été évalué en utilisant toutes les expressions du système (II.27) définies par intervalles (de même pour la référence [III-2], expression (7)).

- Résultats à l'extrémité éloignée du câble victime pour le cas 6 :

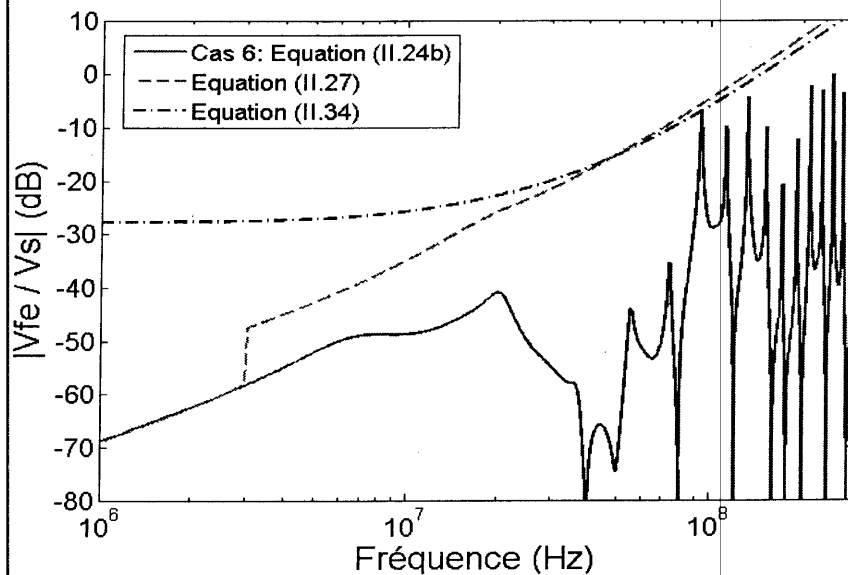


Figure III.6. L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans le cas 6; nos résultats obtenus.

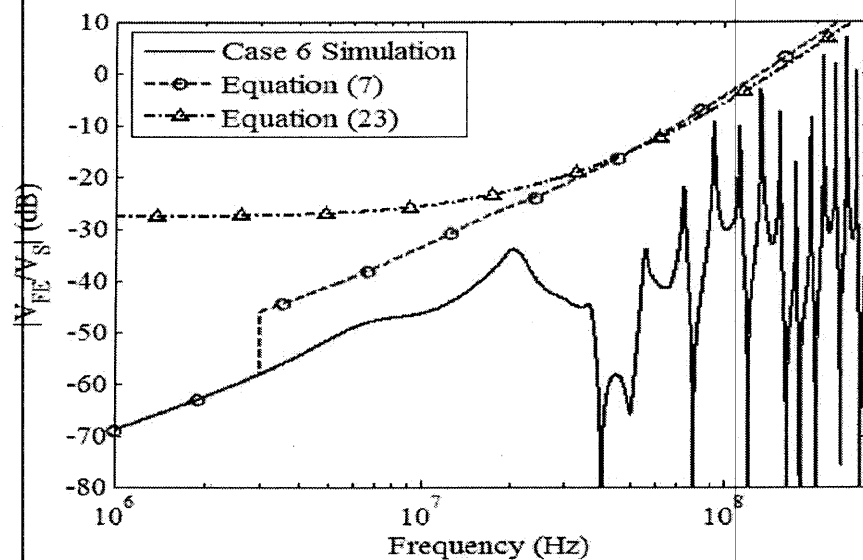


Figure III.7. L'estimation de la diaphonie maximale dans un faisceau de câbles dans le cas 6; résultats publiés [III-2].

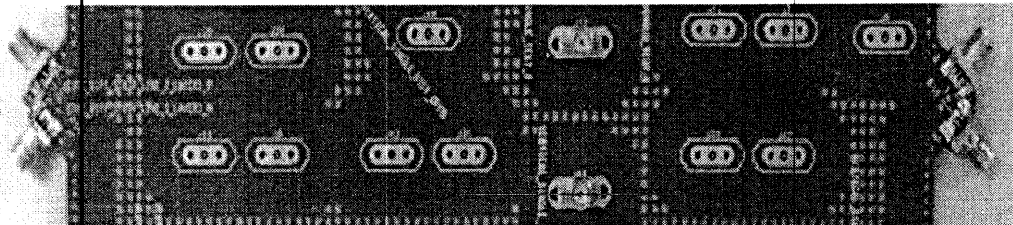
**Discussion :** La *figure III.2* (de même la *figure III.3*) montre les estimations de la diaphonie maximale à l'extrémité proche dans les cas 1 et 2 où les expressions (II.26c) et (II.34) sont *équivalentes* parce que les coefficients de réflexion aux extrémités du câble agresseur,  $|\Gamma_S| = 0$  et  $|\Gamma_L| = 1$ . Sous ces conditions, les deux méthodes (proposée par *M. S. Halligan et all* [III-2] et celle proposée par *X. Dong et all* [III-3]) alors *prédirent bien* la diaphonie maximale.

La **figure III.4** (de même la **figure III.5**) illustre comment de **graves erreurs** dans l'estimation de la diaphonie maximale peut se produire lorsque les deux conditions,  $|\Gamma_S| = 0$  et  $|\Gamma_L| = 1$ , ne sont pas satisfaites comme dans la simulation du cas 5. Où nous remarquons que la différence entre les estimations de télédiaphonie maximale (entre les expressions (II.27c) et (II.34)) dans la **figure III.4** est **26 dB** (une **sous-estimation** de la valeur maximale de la diaphonie par l'expression (II.34)).

La **figure III.6** (de même la **figure III.7**) montre les estimations de télédiaphonie maximale en utilisant les expressions dans le système d'équations (II.27) pour la simulation du cas 6. On peut voir que l'estimation de la diaphonie maximale par les deux systèmes d'équations (II.26) et (II.27) est plus performante que par l'équation (II.34) pour le **cas général**.

## II. Application sur une carte électronique (circuit imprimé, PCB)

Nous proposons dans ce paragraphe une application effectuée sur un circuit imprimé (PCB) à huit couches, rapporté dans [III-4] et [III-5], pour valider les estimations proposées. Nous effectuons nos calculs sur la couche 5 de ce PCB, constituée de deux pistes strip-lines (lignes à ruban) couplées. Une photographie de la configuration d'étude est représentée en **figure III.8**.



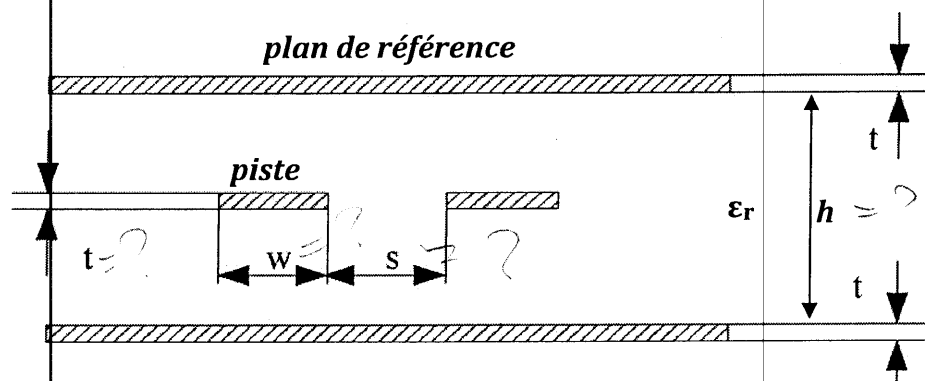
**Figure III.8.** Une photographie de la configuration d'étude.

Le PCB a été fabriqué à partir de substrats Nelco N4000-6 FR4 avec  $\epsilon_r = 4.1$  et  $\tan\delta = 0.017$  [III-2]. La structure symétrique à deux pistes rubans (voir **figure III.9**) a une hauteur diélectrique totale de  $h = 914,40 \mu\text{m}$ , entre les deux plans de référence et une épaisseur de cuivre de  $t = 30,48 \mu\text{m}$ , pour les pistes et les plans de référence. Les largeurs des pistes sont  $w = 347,98 \mu\text{m}$ , et les pistes sont séparées par une distance  $s = 419,10 \mu\text{m}$  dans la région de couplage.

En se référant à la **figure II.1** du chapitre II, les dimensions du circuit sont comme suit :  $b = 241.51 \text{ mm}$ ,  $l_2 = 241.51 \text{ mm}$ ,  $x_2 = 234.19 \text{ mm}$ ,  $x_1 = 7.32 \text{ mm}$  et  $a = 0 \text{ mm}$ .



Les paramètres linéiques ont été obtenus par mesure à l'aide d'un outil Hyperlynx [III-2]. Ces paramètres ont ensuite été utilisés dans les modèles de simulation dans le logiciel HSPICE [III-6] pour simuler la diaphonie par *M. S. Halligan* et *all* [III-2]. Malheureusement ces paramètres linéiques n'ont pas été communiqués dans les références correspondantes. Et il est clair que ces paramètres prendre en compte la réalité de cette structure d'étude, c'est à dire, ils prennent en considération en plus des pertes (R et G) dans les lignes rubans, la variation fréquentielle des capacités et des inductances linéiques qui varient normalement un peu avec la fréquence.



**Figure III.9.** La section transversale de la structure à deux pistes rubans employée pour valider l'estimation de la diaphonie maximale.

En absence de valeurs communiquées, et en absence, dans la littérature, aussi des expressions analytiques claires permettant de calculer les paramètres linéiques de la configuration de la figure III.9, qui ne sont pas aussi faciles à calculer. Nous avons utilisé pour déterminer ces paramètres, un logiciel " *Trace Analyzer* " [III-7] qui ne tient pas compte de la variation des inductances et capacités linéiques avec la fréquence. Les résultats obtenus par ce logiciel sont résumés dans le **tableau III.3**.

	$L_{11}$	$L_{21}$	$C_{21}$	$C_{22}$
	0.3489 $\mu\text{H}/\text{m}$	0.0350959 $\mu\text{H}/\text{m}$	16.7138 pF/m	132.345 pF/m

**Tableau III.3.** Les paramètres linéiques obtenus par "Trace Analyzer".

Les deux pistes ont la même impédance caractéristique  $Z_0 = 50\Omega$ . Plusieurs cas de charges ont été utilisés lors des mesures [III-2] et des simulations. Deux de ces cas de test évalués sont donnés dans le tableau suivant :

Cas#	$Z_S$	$Z_L$	$Z_{NE}$	$Z_{FE}$
<b>Cas 1</b>	50 $\Omega$	8.8 nH (court-circuit)	50 $\Omega$	8.8 nH (court-circuit)
<b>Cas 2</b>	50 $\Omega$	50 $\Omega$	8.8 nH (court-circuit)	50 $\Omega$

**Tableau III.4.** Les conditions de charges pour les deux cas 1 et 2.

Les résultats des simulations pour le cas 1 et le cas 2, dans le **tableau III.4** sont présentés dans les **figures III.10** et **III.12**, pour nos résultats de calcul (en utilisant les expressions (II.24), (II.26c), (II.27) et (II.34)), et dans les **figures III.11** et **III.13**, pour les résultats publiés de simulations (en utilisant le logiciel HSPICE [III-6]) et de mesures réalisés par **M. S. Halligan et all** [III-2].

Comme première remarque, en général, l'ordre de grandeur et la forme sont conservés. Tout d'abord pour la **diaphonie exacte**, soit à l'extrémité proche (paradiaphonie) ou éloignée (télédiaphonie) de la piste victime, les signaux sont entretenus dans nos résultats, par contre ils sont atténués dans les résultats publiés [III-2]. Cela est dû au fait, parce que nous avons utilisé les expressions (II.24a) et (II.24b), qui ne tiennent pas compte des pertes dans la configuration, par contre **M. S. Halligan et all** [III-2], utilisent le logiciel HSPICE [III-6], qui permet de prendre les pertes en considération et donc la présence de l'atténuation.

En ce qui concerne l'**estimation** de la **diaphonie maximale** dans le cas sans pertes, nous avons utilisé des inductances et des capacités constantes sur toutes les fréquences, ce qui conduit à une estimation invariable avec la fréquence (expressions (II.26a), (II.27) et (II.34)) par contre **M. S. Halligan et all** [III-2], utilisent des inductances et des capacités linéiques mesurées dépendant de la fréquence, ce qui conduit à une estimation qui varie un peu avec la fréquence (expressions (6c), (7) et (23)).

**Remarque :**

Les expressions (19c) et (20), dans les résultats publiés [III-2], sont équivalentes aux équations (II.19c) et (II.20), présentées dans le chapitre II. Elles sont équivalentes à l'estimation de la diaphonie maximale dans le cas des lignes **avec pertes**.

Elles sont absentes dans nos résultats, car nous avons limité nos calculs aux expressions de l'estimation dans le cas des lignes sans pertes.

○ Résultats à l'extrémité proche de la piste victime pour le cas 1 :

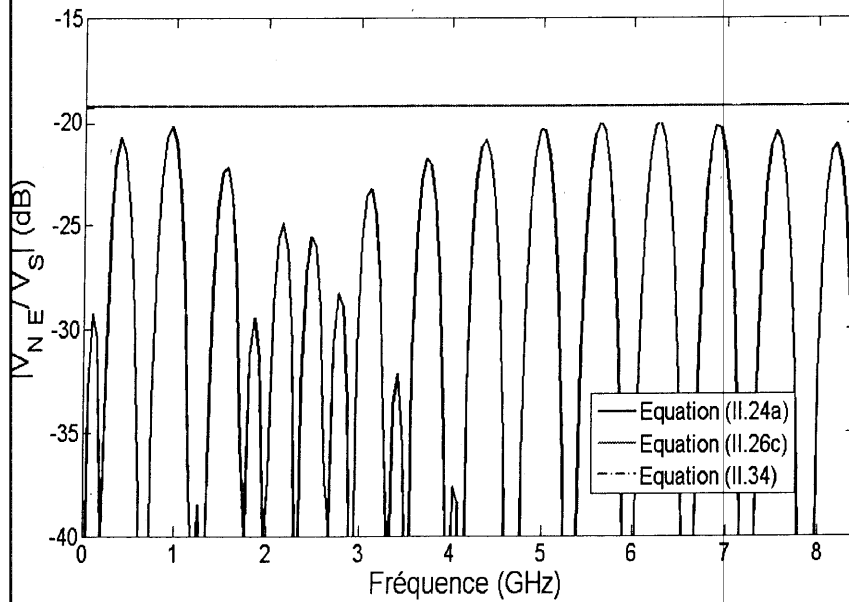


Figure III.10. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité proche pour le cas 1; nos résultats obtenus.

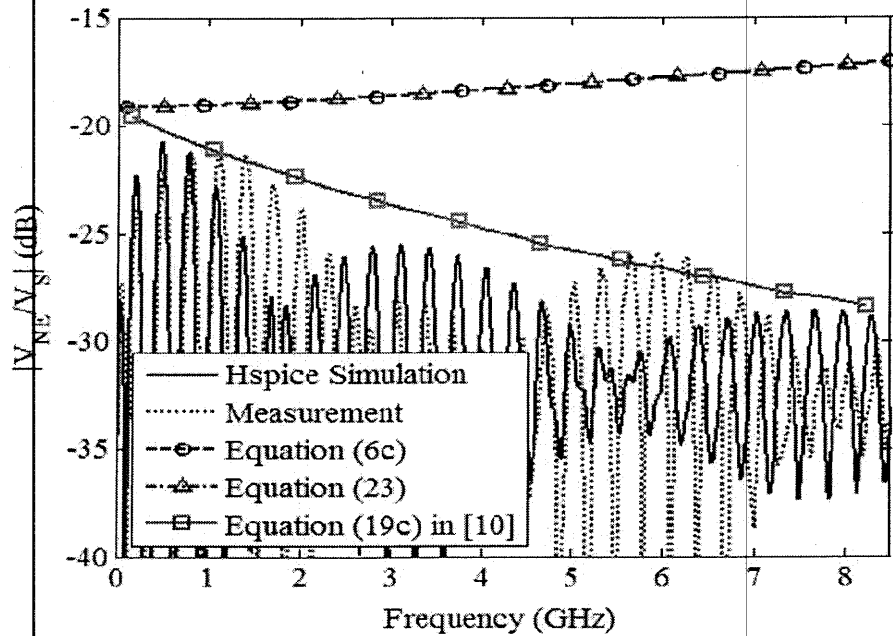


Figure III.11. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité proche pour le cas 1; résultats publiés [III-2].

Les figures III.10 et III.11 montrent le cas 1 où les estimations de la diaphonie maximale dans (II.26c) et (II.34) pour nos résultats de calcul ((6c) et (23) pour les résultats publiés) sont équivalentes parce que  $|\Gamma_S| = 0$  et  $|\Gamma_L| = 1$ .

○ Résultats à l'extrémité éloignée de la piste victime pour le cas 2 :

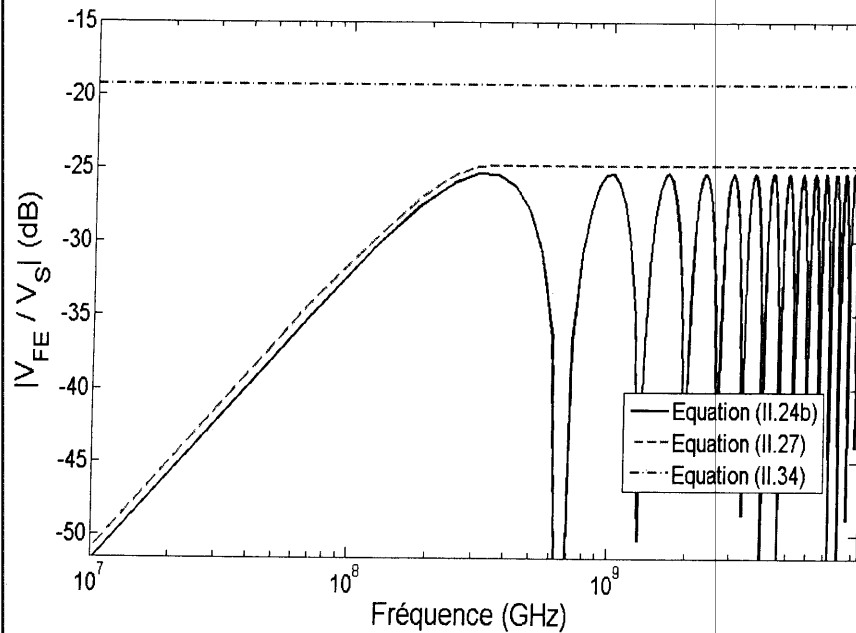


Figure III.12. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité éloignée pour le cas 2; **nos résultats obtenus.**

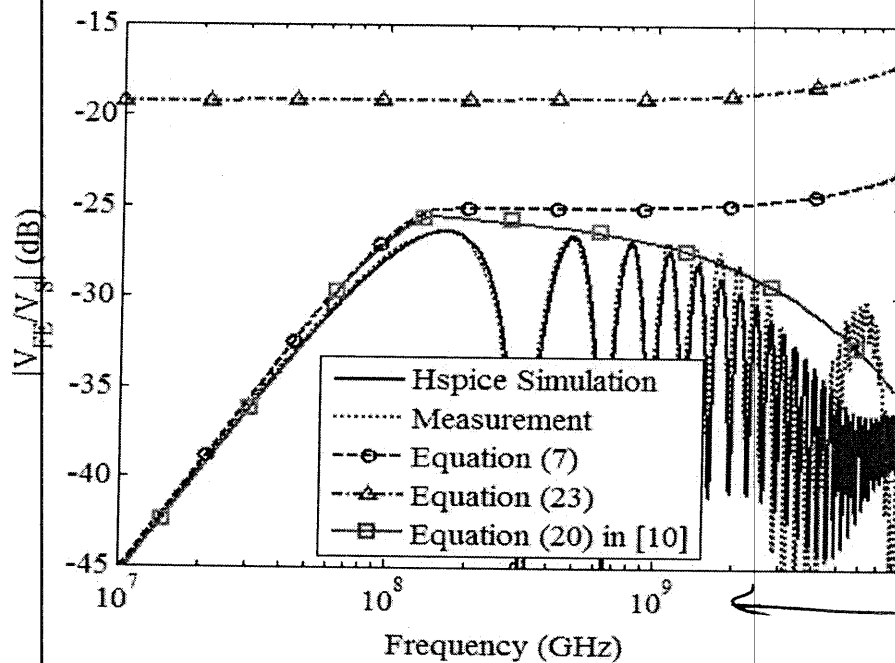


Figure III.13. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité éloignée pour le cas 2; **résultats publiés [III-2].**

Les figures III.12 et III.13, montrent que des *erreurs* (une *surestimation*) dans l'estimation de la diaphonie maximale par l'expression (II.34) pour nos résultats de calcul ((23) pour les résultats publiés) peuvent se produire lorsque les deux conditions  $|\Gamma_S| = 0$  et  $|\Gamma_L| = 1$  ne sont pas satisfaites. Dans ces conditions de charge, les expressions (II.27c) et (II.34) diffèrent par **6 dB**.

Au-delà de quelques gigahertz, les estimations *sans pertes* (II.26c) et (II.27c) *surestiment* significativement la diaphonie maximale. Cela est principalement causé par les *pertes* dans les lignes de transmission, qui sont seulement comptabilisés dans les équations (II.19c) et (II.20c) et qui sont courantes dans les PCB au-dessus de quelques gigahertz.

**Remarque :**

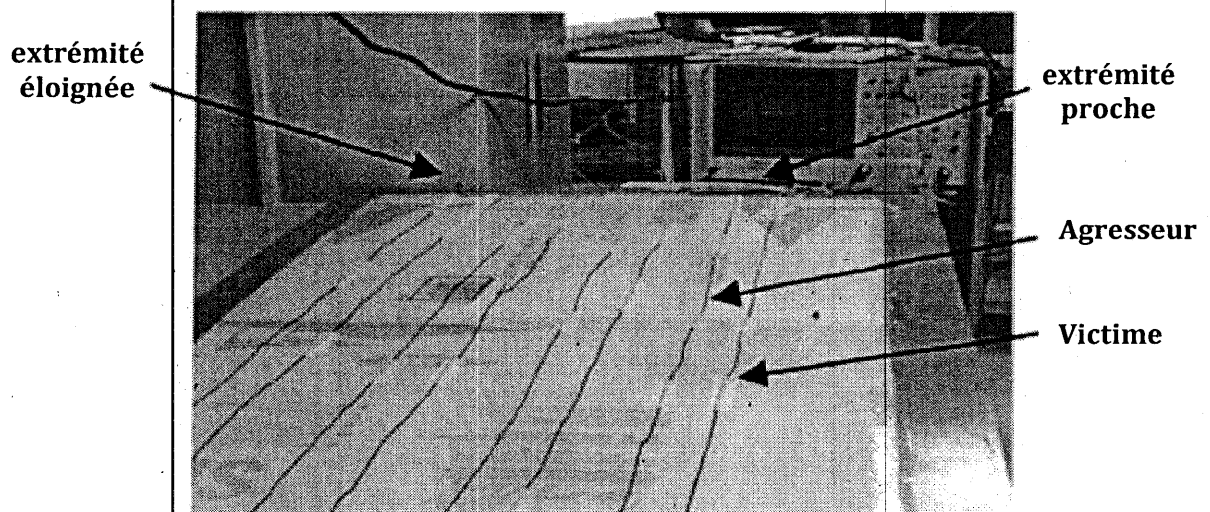
Si les informations ne sont pas disponibles sur la longueur de la région de couplage, ce qui pourrait être le cas dans une mesure pratique, les expressions (II.26c) et (II.27c) peuvent être utilisées pour estimer la diaphonie maximale sur toutes les fréquences [III-2].

### III. Étude paramétrique

Nous terminons ce chapitre par une étude paramétrique qui fait intervenir :

#### III.1. L'effet des charges de terminaison sur l'estimation maximale de la diaphonie

Afin de voir l'effet des charges de terminaison de la ligne de transmission sur l'estimation de la diaphonie maximale, nous proposons de prendre une *paillasse de mesure* (*Bench-top* en anglais) présentée dans la littérature [III-8], voir *figure III.14*, et nous faisons varier les valeurs de charges aux extrémités du circuit victime (voir *tableau III.5*).



**Figure III.14.** Paillasse de mesure (*Bench-top*) utilisée dans notre étude paramétrique.

Les circuits agresseur et victime ont été créés en suspendant deux conducteurs d'environ 1,5 cm de hauteur sur une plaque d'aluminium [III-8]. Les deux circuits utilisent la plaque en tant que chemin de retour du courant. Le rayon des conducteurs est de 0,4 mm. La distance entre les circuits est d'environ 5 cm.

En se référant toujours à la **figure II.1** du chapitre II, les dimensions des circuits victime et agresseur sont comme suit :  $b = 5.5 \text{ m}$ ,  $l_2 = 7.5 \text{ m}$ ,  $x_2 = 5.5 \text{ m}$ ,  $x_1 = 3.5 \text{ m}$  et  $a = 3.5 \text{ m}$ .

	$Z_{FE}$	$Z_{NE}$	$Z_S$	$Z_L$
<b>Cas1</b>	260 $\Omega$	240 $\Omega$    47pF	260 $\Omega$	0 $\Omega$
<b>Cas2</b>	500 $\Omega$	240 $\Omega$    47pF	260 $\Omega$	0 $\Omega$
<b>Cas3</b>	5 k $\Omega$	240 $\Omega$    47pF	260 $\Omega$	0 $\Omega$
<b>Cas4</b>	240 $\Omega$    47pF	260 $\Omega$	260 $\Omega$	0 $\Omega$
<b>Cas5</b>	240 $\Omega$    47pF	500 $\Omega$	260 $\Omega$	0 $\Omega$
<b>Cas6</b>	240 $\Omega$    47pF	5 k $\Omega$	260 $\Omega$	0 $\Omega$

**Tableau III.5.** Conditions de charges pour l'étude paramétrique.

Les **paramètres linéiques** des deux circuits victime et agresseur sont résumés dans le tableau ci-dessous [III-8]. Nous notons que nous avons obtenu les mêmes valeurs par calcul :

$l_{11} = l_{22}$	$l_{12} = l_{21}$	$c_{11} = c_{22}$	$c_{12} = c_{21}$	$Z_0$
0.9 $\mu\text{H}/\text{m}$	0.04 $\mu\text{H}/\text{m}$	13 pF/m	0.6 pF/m	260 $\Omega$

**Tableau III.6.** Les paramètres linéiques des deux circuits agresseur et victime.

Les résultats obtenus sont présentés en **figures III.15** et **III.16**, pour les différentes charges de terminaison résumées dans le **tableau III.5**.

De ces résultats, on voit bien que, aussi bien pour l'estimation de la diaphonie maximale proche et éloignée, à chaque fois la diaphonie exacte augmente, augmente avec elle son enveloppe maximale.

D'autre part, l'augmentation des valeurs de charges aux extrémités du circuit victime conduit à une augmentation de la diaphonie exacte et par conséquent à une augmentation correspondante de sa valeur maximale. Cela confirme que les conditions de charges jouent un rôle important dans les problèmes de réduction de la diaphonie, lors de la conception des systèmes de transmission.

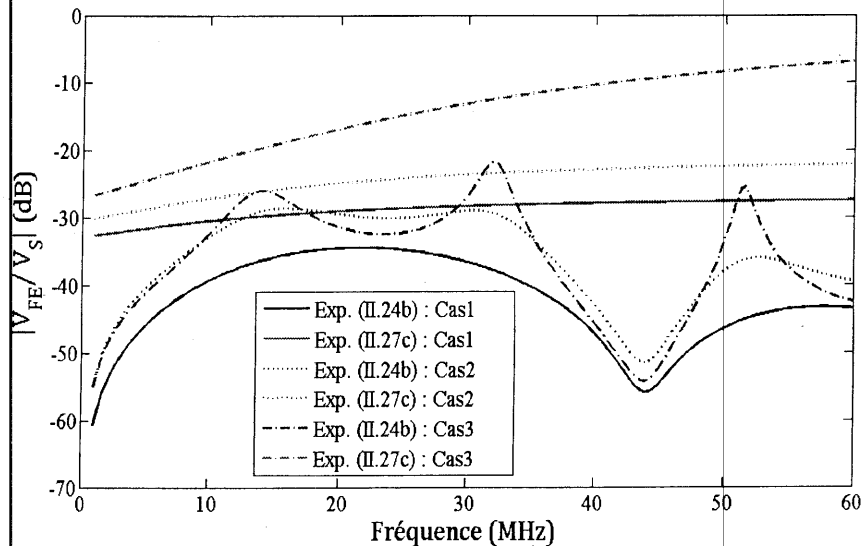


Figure III.15. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité éloignée pour les cas 1, 2 et 3.

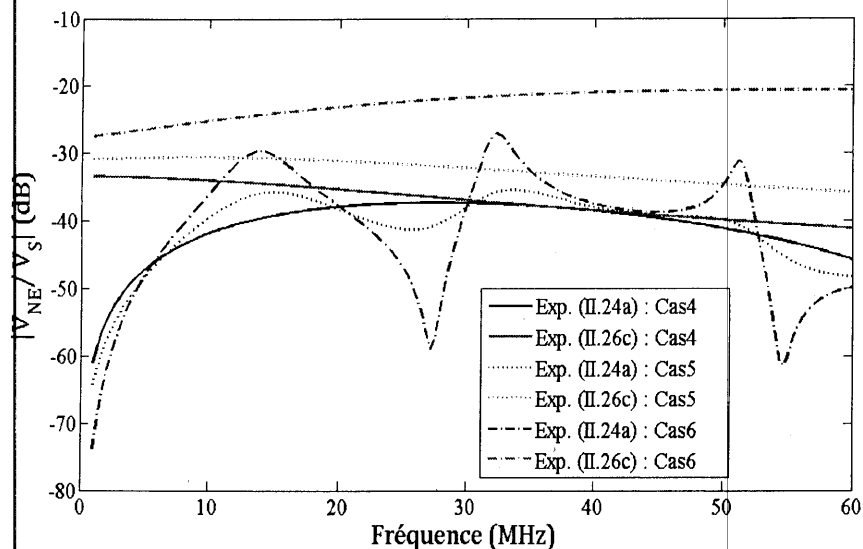


Figure III.16. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité proche pour les cas 4, 5 et 6.

### III.2. L'effet de la longueur de la région de couplage sur l'estimation maximale de la diaphonie

Afin de vérifier l'effet de la longueur de la zone de couplage sur l'enveloppe de la diaphonie, soit alors l'exemple traité dans la validation ci-dessus (voir *paragraphe I*). C'est celui qui a été réalisé sur un faisceau de câbles. À cet effet, nous conservons toutes les données géométriques et physiques de l'étude, avec la configuration de la *figure III.1*.

Nous varions seulement la longueur de la zone de couplage. Trois cas sont considérés et ils sont résumés dans le *tableau III.7*.

Cas #	$x_1$ (m)	$x_2$ (m)	Région de couplage ( $x_2 - x_1$ ) (m)
Cas 1	1.875	6.625	4.75
Cas 2	1.875	5.625	3.75
Cas 3	1.875	4.625	2.75

Tableau III.7. Différentes valeurs de la longueur de la région de couplage.

Les résultats obtenus sont représentés sur la **figure III.17**, pour les trois cas traités, aussi bien pour la diaphonie exacte à l'extrémité proche (paradiaphonie) que pour son enveloppe maximale estimée.

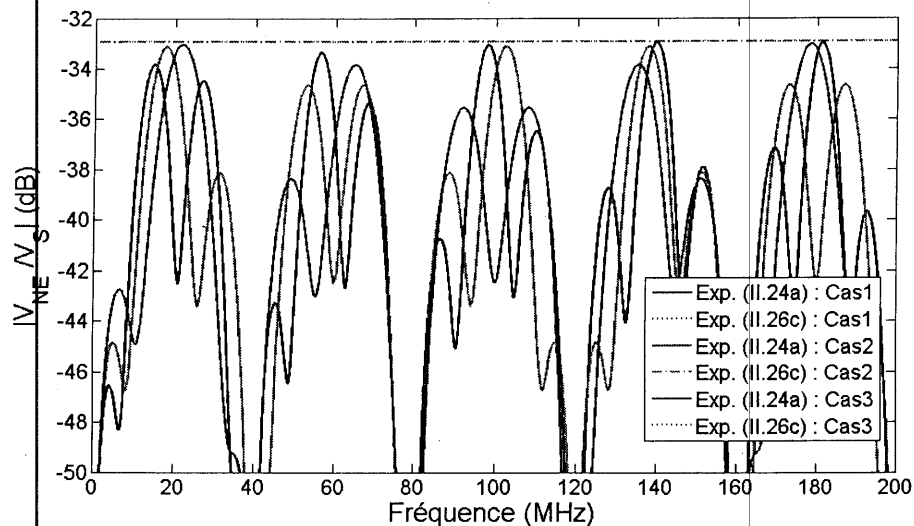


Figure III.17. L'estimation de la diaphonie maximale dans l'extrémité proche (paradiaphonie maximale) pour les cas 1, 2 et 3.

De ces résultats, il est visible que l'**estimation maximale** de la diaphonie, calculée par l'expression (II.26c), est **insensible** et indépendante de la longueur de la région de couplage. Ce n'est pas le cas pour la **diaphonie exacte** qui, pour une fréquence donnée, peut différer plus de 6 dB.

Effectivement, nous avons parlé de ce problème dans l'introduction générale, où nous avons affirmé qu'il est mieux de baser les **décisions de conception** sur une **enveloppe** de la **diaphonie maximale** plutôt qu'un **modèle exact** puisque cette enveloppe est généralement **moins sensible** aux variations des paramètres de la ligne de transmission qu'une formulation exacte.



## Conclusion

Ce dernier chapitre, a été consacré à l'exposition de quelques applications, afin de valider et concrétiser notre étude.

Nous avons commencé nos applications par une validation de la formulation de la diaphonie maximale, présentée dans le chapitre II. Cette validation a été effectuée sur un faisceau de câbles, traité dans la littérature [III-2].

Une application sur une carte électronique (PCB), représente le deuxième axe de ce chapitre. Dans laquelle nous avons comparé la diaphonie exacte et son enveloppe maximale, pour les différentes expressions montrées dans le chapitre précédent.

Enfin, une étude paramétrique de l'effet de charges de terminaison des lignes de transmission et une autre sur l'effet de la longueur de la région de couplage sur l'estimation de la diaphonie maximale représentent le dernier axe de ce chapitre.

## Références bibliographiques

- [III-1], *Fast Electromagnetic Analysis Suite* (FEMAS). EMS+, Four Oaks, NC, USA, 2014. [Online]. Available: [http://www.ems-plus.com/FEMAS\\_main.html](http://www.ems-plus.com/FEMAS_main.html).
- [III-2], M. S. Halligan and D. G. Beetner, "*Maximum Crosstalk Estimation in Lossless and Homogeneous Transmission Lines*," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 1953–1961, September. 2014.
- [III-3], X. Dong, H. Weng, D. G. Beetner, and T. H. Hubing, "*Approximation of worst case crosstalk at high frequencies*," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, no. 1, pp. 202–208, Feb. 2011.
- [III-4], J. Zhang, J. L. Drewniak, D. J. Pommerenke, and Z. Yang, "*Influence of an extended stub at connector ports on signal launches and TRL de-embedding*," in *Proc. IEEE Int. Electromagn. Compat. Symp.*, Portland, OR, USA, Aug. 2006, pp. 172–177.
- [III-5], J. Zhang, J. L. Drewniak, D. J. Pommerenke, M. Y. Koledintseva, R. E. DuBroff, W. Cheng, Z. Yang, Q. B. Chen, and A. Orlandi, "*Causal RLGC (f) models for transmission lines from measured -parameters*," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 1, pp. 189–198, Feb. 2010.
- [III-6], "*Chapter 21, Using Transmission Lines*", Star-Hspice Manual, Release 1998.2.
- [III-7], Guide software, "*Trace Analyzer*", Manuscript, EE circle, October 2007.
- [III-8], X. Dong, H. Weng, D. G. Beetner, and T. H. Hubing, "*Approximation of worst case crosstalk at high frequencies*," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, no. 1, pp. 202–208, Feb. 2011.

# ***Conclusion Générale***

## Conclusion Générale

Être performant dans la conception électrique et / ou électronique nécessite d'anticiper les évolutions technologiques et de proposer des équipements toujours plus performants avec des consommations basses et des conditionnements miniaturisés. Cependant, cette **course à la performance** et à la **densification** fait apparaître d'importantes **perturbations** au sein des circuits, telles que l'apparition de réflexions et de **couplages par diaphonie**, et augmente la probabilité d'instabilité des réseaux d'alimentation. L'apparition de ces phénomènes est croissante avec ces évolutions et entraîne des surcoûts de production importants.

Il est alors impératif, de mettre sous la loupe ce problème de diaphonie, en évaluant le mieux possible, ses valeurs et ses limites maximales. L'objectif de ce travail de fin d'études est donc, d'étudier des expressions utiles pour l'estimation de la diaphonie maximale dans les lignes de transmission (câbles, pistes, .....).

Notre mémoire a été partagée en trois chapitres, d'où :

- Dans le premier, nous avons présenté, quelques notions sur : la CEM, le couplage électromagnétique et la diaphonie ;
- Dans le second, nous avons abordé la formulation pour l'estimation de la diaphonie maximale dans les lignes de transmission avec et sans pertes, en fréquentiel. Plusieurs expressions ont été exposées ;
- Le dernier chapitre est celui des applications.

En perspective de ce travail, les travaux futurs peuvent inclure l'estimation maximale de la diaphonie pour les lignes de transmission sans l'hypothèse de faible couplage, pour les lignes de transmission avec des sections transversales non uniformes, et pour les systèmes contenant plus de deux lignes de transmission.