

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES



Faculté de Génie Électrique
Département d'Électrotechnique



THESE

Présentée par :

M^{lle}. SLIMANI Helima

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences en Électrotechnique

Option : Compatibilité Électromagnétique

Intitulée de la thèse :

*Estimation des Perturbations Conduites
et Rayonnées dans les Câbles de Puissance*

Présentée devant le jury composé de :

Pr. TILMATINE Amar	Professeur	U.D.L. Sidi Bel-Abbès	Président
Pr. BENDAOUZ Abdelber	Professeur	U.D.L. Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
Pr. ZIDI Sid-Ahmed	Professeur	U.D.L. Sidi Bel-Abbès	Examineur
Pr. AZZOUZ Zin-eddine	Professeur	U.S.T.O. Oran	Examineur
Pr. HAMOUNI Mohammed	Professeur	Univ. de Tlemcen	Examineur
Pr. KHALDI Smain	Professeur	Univ. de Tlemcen	Examineur

Soutenue le 28 Juin 2016

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé, au sein du laboratoire APPELEC de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès et en collaboration avec le Laboratoire XLim de L'université de Limoges, France.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à, mon directeur de thèse Mr. *BENDAOU* *Abdelber* Professeur à l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès. J'ai eu la chance et un grand plaisir à travailler avec lui. Tout au long des années de thèse, il m'a, non seulement donné les conseils scientifiques mais aussi beaucoup d'encouragements. Je le remercie pour sa grande disponibilité et pour la qualité de ses conseils qui m'ont à chaque fois apportées la base et la motivation nécessaire à l'avancement de mes travaux de recherche.

Je tiens à remercier vivement les membres du jury de l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail, en commençant par Mr. TILMATINE Amar, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès et directeur du Laboratoire APPELEC qui a accepté de présider ce jury et qui m'a fait l'honneur de félicitations très encourageantes .

J'adresse également mes sincères remerciements à Mr. ZIDI SID-Ahmed, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès, Mr. Azouz Zin-eddine, Professeur à L'USTO d'ORAN, Mr. Hamouni Mohammed, Professeur à l'université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen et Mr. Khaldi Smain, Professeur à l'université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen qui m'ont fait l'honneur d'être les examinateurs de ce travail.

Je remercie très chaleureusement Mr. Alain REINEIX, directeur de recherche CNRS au laboratoire XLIM de Limoges pour m'avoir offert la possibilité d'effectuer des mesures et des essais CEM rentrant dans le cadre de ma thèse dans l'équipe CEM au laboratoire XLim de l'université de Limoges, pour ses précieux conseils scientifiques et aussi pour sa grande gentillesse.

Je tiens également à remercier Mr. Omar DAFIF ingénieur de recherche au laboratoire XLim pour sa disponibilité et ses qualités humaines qui m'ont permis d'effectuer un travail dans de bonnes conditions et la mise en place de l'environnement de mesures expérimentales. Je le remercie aussi pour avoir participé à l'encadrement de cette thèse, ses connaissances et ses idées ont apporté des améliorations importantes à ce travail.

Au sein de l'université de Limoges, je voudrais remercier toute l'équipe OSA, et plus spécialement M^{me} Nadine AYMARD pour sa collaboration et sa gentillesse, Mr Christophe GUIFFAULT, guillaume, Tarek, Pole, Nicolas, Mariam et Ayoub.

Je voudrais remercier l'ensemble de personnes qui ont contribué à créer un environnement agréable de mes travaux de Recherche.

Je souhaite enfin remercier tous mes collègues et le personnel du département d'électrotechnique de l'UDL de Sidi Bel-Abbès et aussi mes collègues et le personnel de la faculté des sciences Appliquées de l'université Ibn khaldoun de Tiaret.

Sommaire

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
------------------------------	----------

Chapitre I: DÉMYSTIFIER CE QU'EST LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE (CEM)

Introduction	4
I.1. Définition de la compatibilité électromagnétique	4
I.2. Règles de base de la CEM	5
I.3. Différents types de perturbations électromagnétiques	6
I.4. Différents aspects de la CEM	7
I.5. Vecteurs de Propagation	8
I.6. Couplage par conduction et par rayonnement	9
I.7. La CEM au niveau industriel	12
I.8. Normes de la compatibilité électromagnétique	12
I.9. Tests sur un matériel pour vérifier la conformité à la Norme CEM	19
I.10. Techniques de protection en CEM	21
I.11. Conclusion	23

Chapitre II: MODELISATION DES LIGNES DE TRANSMISSION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Introduction	25
II.1. Définition	25
II.2. Modélisation des Lignes	25
II.3. Théorie des lignes de transmission	27
II.4. Utilisation des Paramètres S_{ij}	31
II.5. Adaptation générateur-Récepteur	34
II.6. Transport et distribution d'énergie électrique	35

II.7. Applications des ondes électromagnétiques	38
II.8. Conclusion	44

Chapitre III: RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE DANS LES LIGNES DE TRANSMISSIONS

Introduction	45
III.1. couplage des ondes électromagnétiques avec les Lignes de transmission	45
III.1.1. Rappel sur la théorie des lignes de transmission	46
III.1.2. Trois modèles de couplage	46
III.1.3. Onde plane	48
III.1.4. Excitation d'une ligne de transmission par une onde plane	49
III.1.5. Étude Expérimentale	50
III.2. Étude expérimentale du couplage électromagnétique par diaphonie	
Entre deux lignes de transmission	55
III.2.1. Définition	55
III.2.2. Description du phénomène du couplage par diaphonie	56
III.2.3. Étude Expérimentale	60
III.3. Conclusion	64

Chapitre IV: Études Théorique et Expérimentale du Blindage contre les Perturbations EM

Introduction	65
IV.1. Définition d'un blindage électromagnétique	65
IV.2. Matériaux utilisés dans le blindage	67
IV.3. Types de blindage	67
IV.4. Efficacité d'un blindage	68
IV.5. Matériaux utilisés pour le blindage	71
IV.6. Efficacité du blindage avec des ouvertures, fentes et discontinuités	73
IV.7. Méthodes de calcul de se dans le cas d'un boîtier de dimensions finies	76

IV.8. Mesure de l'efficacité du blindage	77
IV.9. Étude expérimentale de l'efficacité du blindage	80
IV.10. Conclusion	84

Chapitre V: PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES LIGNES ÉLECTRIQUES SOUMIS À DES TRANSITOIRES DE TYPE Foudre

Introduction	85
V.1. Phénoménologie de la foudre	85
V.1.1. Différents types de coup de foudre	85
V.1.2. Exemple: l'éclair descendant négatif	86
V.1.3. Déclenchement artificiel de la foudre	88
V.1.4. Courant de foudre	88
V.1.5. Conséquences d'un coup de foudre sur le réseau	89
V.2. Mise a la terre système de protection	91
V.2.1 Définition d'un réseau de terre	91
V.2.2. Rôle d'une mise à la terre	91
V.2.3. Différents types de prise de terre	92
V.2.4. Principes de mise à la terre	92
V.2.5. Environnement : sol et fondations.	93
V.3. Résultats et Simulations	93
V.3.1. Validation du modèle retenu	94
V.3.2. Exploitation du modèle	96
V.4. Conclusion	105
CONCLUSION GÉNÉRALE	108
Bibliographie	

Introduction
Générale

Introduction Générale

La compatibilité électromagnétique concerne l'étude de la cohabitation des systèmes électriques et électroniques avec des perturbateurs électromagnétiques intentionnels ou non. Compte tenu de l'essor exponentiel du nombre de systèmes électroniques embarqués appelés à évoluer dans un environnement de plus en plus pollué par des perturbations électromagnétiques, les problèmes de CEM sont de plus en plus cruciaux. Dans le domaine industriel, la sécurité des usagers passe par des contraintes draconiennes sur le fonctionnement correct des systèmes électroniques en présence de parasites.

L'origine des parasites peut être diverse ; en CEM, on se trouve souvent confronté au problème de perturbateurs large bande tel le champ généré par un canal de foudre, les décharges électrostatiques, les décharges de manœuvre qui accompagnent la mise en service ou hors service de dispositifs [1].

Au sein d'infrastructures critiques, l'*immunité* et l'*émissivité* des équipements électriques et/ou électroniques, au sens de la *Compatibilité Électromagnétique* (CEM), sont deux enjeux majeurs de sécurité et de sûreté de fonctionnement. Les normes civiles et militaires de CEM définissent des niveaux de tolérance garantissant le fonctionnement de ces équipements avec un niveau de risque maximum limité. L'étude de systèmes complexes requiert une connaissance précise de leurs paramètres caractéristiques afin de pouvoir les décrire par un modèle aussi réaliste que possible.

Dans le domaine du transport d'énergie électrique, des phénomènes transitoires peuvent conduire à des surtensions ou des surintensités le long des lignes ou des câbles. Ces phénomènes sont rarement pris en compte dès la démarche de conception [2].

Les lignes de transmission d'énergie électrique est un cas d'étude particulier dans le domaine de la CEM puisqu'il présente des zones de couplage et de propagation non négligeables pour les interférences électromagnétiques (IEM) [3, 4].

Il est alors primordial de réduire les risques de couplage afin de prévenir toute perturbation liée à une faible immunité des équipements connectés vis-à-vis de signaux parasites, mais aussi de définir des techniques de câblage permettant de réduire la propagation de ces interférences. La modélisation des lignes est une étape indispensable pour leur étude. Elle est déjà étudiée depuis plusieurs décennies. Mais il reste encore des travaux à effectuer pour décrire correctement le comportement de ceux-ci. Les géométries de câble sont souvent complexes. Les propriétés des matériaux, les épaisseurs d'isolation et le blindage ne sont pas parfaitement connues.

De fait, une évaluation de l'incertitude des paramètres de modélisation (ici, la position des câbles et les équipements connectés) est nécessaire afin d'en estimer les effets sur une observable [5].

Les travaux réalisés dans cette thèse se concentrent plus particulièrement sur l'estimation des perturbations conduites et rayonnées dans les câbles de puissance. Un câble de puissance peut prendre les trois formes de la triade du CEM, il peut être *Victime* agressé par une onde électromagnétique, *Source* d'émission lorsqu'il est utilisé comme un moyen de transport des signaux HF et une liaison de *Couplage* s'il transmet une perturbation conduite prenant l'exemple de mise à la terre dans les systèmes de protection des bâtiments et des installations contre le phénomène de la foudre.

Ces différents emplacements du câble ont été étudiés dans notre travail soit par la simulation où on a utilisé le logiciel *pspice* ou par l'expérimentale où on a utilisé un banc d'essai qui contient un analyseur de réseau vectoriel et une cellule GTEM. La majorité de ces travaux ont été effectués au laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès mais l'étude expérimentale a été faite dans un laboratoire de CEM à l'institut de recherches Xlim de l'université de Limoges, France.

De manière à pouvoir estimer ces perturbations, notre travail est divisé en cinq chapitres:

- ❖ Dans le premier chapitre, on a donné des détails pour la compréhension des phénomènes de la compatibilité électromagnétique (*CEM*), ainsi que des explications sur les différentes notions concernant l'aspect fondamental de la *CEM*, le vecteur de propagation et leurs différents modes de transmission. Les techniques de protection, les normes et les essais effectués dans la *CEM* sont aussi abordés dans ce chapitre.
- ❖ Le second chapitre présente les différents types de câbles, et résume la théorie des lignes de transmission qui est à la base de l'étude des câbles d'énergie, il présente aussi le modèle de la ligne bifilaire. Les différentes méthodes de modélisation d'un câble d'énergie, l'effet pelliculaire et le rapport d'onde stationnaire *ROS* en particulier ont été étudiés dans ce chapitre.
- ❖ Le troisième chapitre porte sur la prédiction du rayonnement EM au niveau des lignes de transmission où on a utilisé un banc de mesure qui contient une cellule GTEM alimenté par un analyseur de réseau vectoriel afin d'identifier le couplage en champ lointain entre les ondes électromagnétiques et les lignes de transmission en cas d'immunité. En champ proche, on a étudié le couplage entre deux lignes de transmission parallèles, la première est une source de perturbation et l'autre la victime.
- ❖ Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes concentrés sur le blindage comme un moyen efficace pour la minimisation de la perturbation rayonnée et leur efficacité. Nous avons présenté ces différents types et leur fonctionnement suivi par une vérification expérimentale à l'aide d'un banc de mesure de différents paramètres qui vont participer à la dégradation de son efficacité.

- ❖ L'objectif du cinquième chapitre est la modélisation des perturbations conduites dans les lignes électriques soumis à des transitoires de type foudre. La perturbation provoquée par la foudre va être redirigée vers le sol par un système de mise à la terre utilisant les lignes de transmission sous-terrain. Dans un premier temps, on a réussi à présenter ce comportement en domaine temporel et fréquentiel, en s'appuyant sur un modèle électromagnétique traité selon la théorie des lignes de transmission utilisée dans la référence [90]. A l'aide la simulation en utilisant le logiciel Pspice, on a pu avoir les mêmes résultats, ensuite une étude paramétrique introduisant les différents paramètres qui influencent sur le comportement des systèmes de la ligne et de la perturbation a été développée.
- ❖ Enfin, nous finissons notre travail par une conclusion générale et des perspectives possibles donnant suite à cette étude.

***Chapitre I : Démystifier ce
qu'est la Compatibilité
Électromagnétique
(CEM)***

Chapitre I : Démystifier ce qu'est la Compatibilité Électromagnétique (CEM).

INTRODUCTION

La CEM est la discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes de cohabitation électromagnétique entre appareils ou systèmes mettant en jeu des composants électriques et/ou électroniques.

Sa vocation est d'analyser les transferts de perturbations entre systèmes électriques et/ou électroniques (rayonnées ou conduites), de mettre au point des procédés permettant de limiter ces perturbations et également d'accroître l'immunité de ces systèmes aux parasites.

Les experts CEM interviennent davantage en amont du projet afin de prévenir d'éventuelles difficultés sur le plan électromagnétique. Ce changement dans la manière d'appréhender la CEM au cours du développement d'un nouveau produit est lié d'une part à des considérations économiques, tant la résolution de problèmes CEM peut être coûteuse en temps, en matière grise, en matériel et donc en argent [6].

Le champ d'action de la CEM est donc très vaste ; il peut concerner :

- Des phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits, etc...).
- Différents domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance...)
- Une large gamme de fréquences (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz).

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art de la compatibilité afin de démystifier ce phénomène.

I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La directive européenne 89-336-CEE certifiée en 1989, définit la compatibilité électromagnétique comme étant :

« La 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 » [7, 8].

Cela implique deux choses : d'une part que les perturbations électromagnétiques émises par l'appareil ne soient pas trop importantes et que d'autre part que les appareils puissent fonctionner de façon satisfaisante en présence de perturbations générées par d'autres appareils.

Généralement un système électromagnétiquement compatible satisfait les trois critères suivants :

- Il ne gêne pas le fonctionnement d'autres systèmes,
- Il n'est pas gêné par les perturbations émises par les autres systèmes en fonctionnement,
- Il ne cause pas d'interférences avec lui-même.

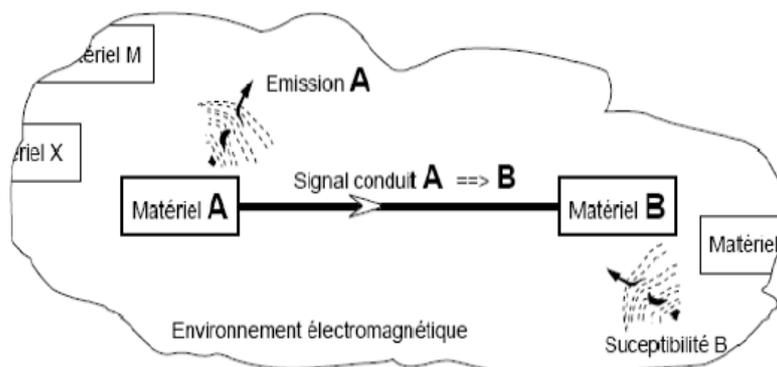


Figure I.1. Phénomène de la Compatibilité Électromagnétique [9].

On trouve des exemples de problèmes de CEM dans la vie quotidienne. Par exemple, un téléphone portable qui perturbe le fonctionnement du moniteur de l'ordinateur. Un autre exemple est celui du fonctionnement d'un vélomoteur mal antiparasité qui gêne la réception de la radio dans une voiture.

I.2. RÈGLES DE BASE DE LA CEM

- ❖ Un appareil électrique ou électronique ne doit pas perturber un autre appareil électrique ou électronique qu'il soit exploité et utilisé correctement ou également, si c'est possible, en cas d'usage incorrect ou de dérèglement prévisible.
- ❖ Un appareil électrique ou électronique doit présenter un niveau approprié de résistance aux perturbations électromagnétiques extérieures.
- ❖ Les appareils électriques ou électroniques commercialisés en Europe doivent être conformes aux normes de la communauté européenne (CE) incluant la conformité aux exigences de Compatibilité Electromagnétique les concernant. Ils doivent faire l'objet du Marquage CE qui responsabilise le fabricant et les distributeurs quant à cette conformité.
- ❖ En ce sens, les appareils électriques ou électroniques commercialisés en Europe doivent pouvoir subir avec succès les mesures et essais normalisés (par exemple la norme CISPR : *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques* 22/EN5522).

I.3. DIFFÉRENTS TYPES DE PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Une perturbation électromagnétique correspond à toute onde électromagnétique (conduite ou rayonnée) capable d'influencer le comportement d'un système électronique ou d'engendrer son dysfonctionnement. Ces perturbations peuvent être classées de différentes manières, nous nous basons ici sur un classement bien répandu dans la littérature [10].

I.3.1. Sources naturelles et sources humaines

Les sources de perturbation peuvent être d'origine naturelle ou humaine. Les sources naturelles peuvent être de nature terrestre (foudre) ou extra-terrestre (bruit solaire). En revanche, les sources humaines peuvent être de différentes natures et nous distinguerons par la suite les sources intentionnelles et des sources non intentionnelles. L'organigramme suivant (Figure I.2) montre quelques exemples de ces sources.

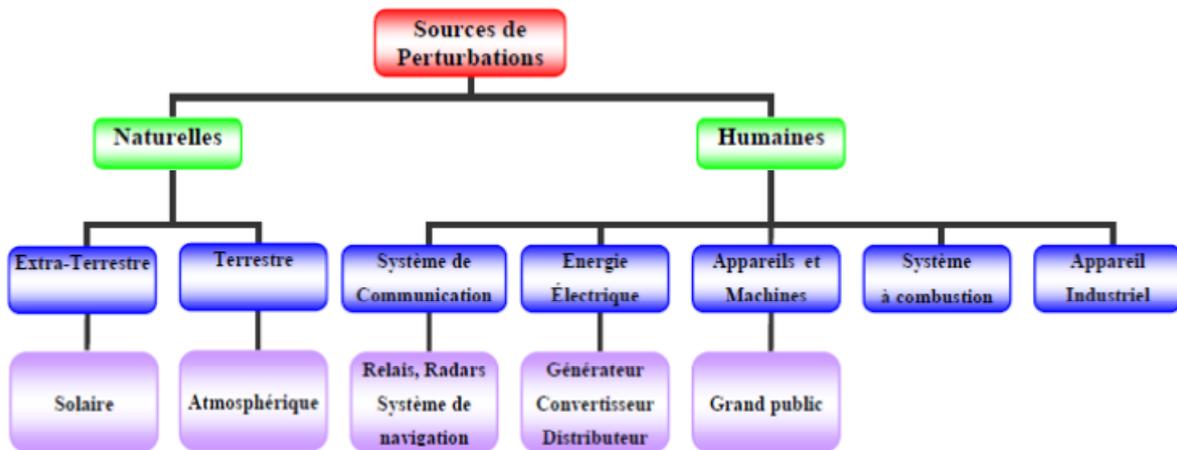


Figure I.2. Différentes origines de perturbations [11].

I.3.2. Sources permanentes et sources intermittentes

Une source de perturbation est dite permanente si elle commence à émettre des perturbations dès la mise en marche de l'appareil originaire de cette source. Ces perturbations durent tant que cet appareil fonctionne. Un simple exemple de ces sources est l'horloge d'un microprocesseur. En revanche, une source est dite intermittente si l'émission des perturbations est aléatoire. Ce non périodicité de ces perturbations rend leurs identifications difficiles. Parmi ces sources, nous pouvons citer la foudre et les décharges électrostatiques.

I.3.3. Sources intentionnelles et non intentionnelles

Ce classement permet de distinguer les sources de perturbations d'origine volontaire de celles qui sont imprévues. Tout appareil qui a pour objectif l'émission d'ondes électromagnétiques (radiocommunication, radar, etc...) est une source intentionnelle. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type harmonique (Figure I.3).

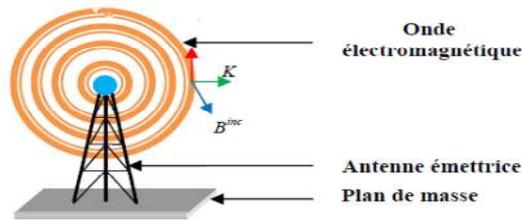


Figure I.3. Présentation d'une source intentionnelle.

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence (Figure I.4). Dans la plupart des cas, ces sources sont de type transitoire. Elles peuvent être illustrées par des impulsions unipolaires comme la foudre, caractérisées par leur temps de montée et par la durée d'impulsion, ou par des oscillations amorties, caractérisées par la période d'oscillation et par le taux d'amortissement.

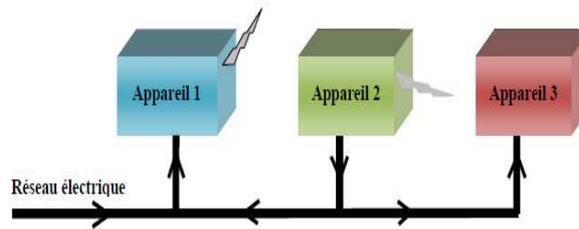


Figure I.4. Présentation d'une source non intentionnelle.

I.3.4. Sources large bande et bande étroite

Le classement des sources perturbatrices par la largeur de bande de fréquences permet de donner un aperçu global sur les niveaux d'agressions des victimes. Dans le cas des sources à large bande, où la largeur de la bande de la source de perturbation est plus grande que celle de la victime, le niveau d'agression dépend de la bande de la victime. En revanche, dans le cas des sources à bande étroite, où la bande de la source est plus petite que celle de la victime, la totalité des perturbations émises est transmise vers la victime.

I.4. DIFFÉRENTS ASPECTS DE LA CEM

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la CEM concerne la génération, la transmission et la réception de l'énergie électromagnétique. On peut visualiser la transmission de l'énergie entre la source et le récepteur de perturbation par le synoptique de la figure I.5. Une source produit une émission et un canal de transfert ou de couplage communique l'énergie au récepteur. Ce processus est désirable et concerne le fonctionnement normal ou au contraire indésirable et alors l'étude de cette transmission de cette perturbation indésirable constitue la CEM [12].



Figure I.5. Schéma de base décrivant la CEM.

Dans la majorité des cas, le canal de transmission est involontaire, et il y a toujours transmission de perturbations, mais pour considérer qu'il y a interférence, il faut que l'amplitude de ces perturbations atteigne un niveau suffisant pour fausser le comportement du récepteur, qui devient alors la victime.

I-5. VECTEURS DE PROPAGATION

La transmission d'une perturbation entre la source et une victime qui fait intervenir un ou plusieurs phénomènes physiques que l'on appelle couplages peut se faire tant directement par rayonnement que par conduction dans les câbles, et d'autre part que tout équipement peut être, selon les circonstances, émetteur ou récepteur (victime) des perturbations conduit à décomposer les essais et analyses en quatre catégories, que l'on trouve dans les normes de compatibilité.

Le transfert de l'énergie électromagnétique peut être schématisé en :

❖ **Émission rayonnée** : mesure des champs E.M rayonnés par l'équipement sous test.

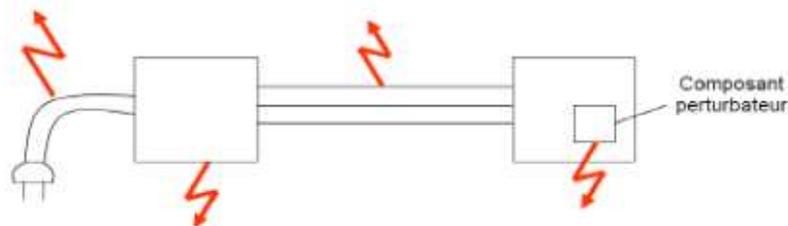


Figure I.6. Emission par rayonnement

❖ **Émissions conduites par l'équipement** : mesure de la perturbation injectée dans le réseau.



Figure I.7. Émission conduite par l'équipement.

❖ **Susceptibilité aux rayonnements** : capacité de fonctionner en présence de champs E.M donnés.

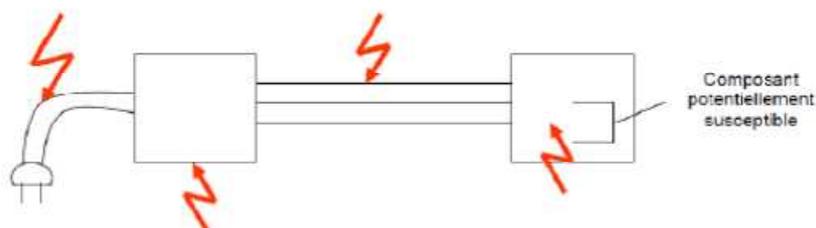


Figure I.8. Susceptibilité aux rayonnements

❖ **Susceptibilité conduite** : capacité de fonctionner en présence de perturbation conduites (réseau ou câble de données).



Figure I.9. Susceptibilité conduite.

Les câbles d'alimentation et d'interconnexion ont le potentiel d'émettre ou de capter l'énergie électromagnétique. Les signaux perturbateurs peuvent également passer directement entre différentes parties du système par conduction directe. Des émissions électromagnétiques peuvent être également engendrées par une composante électronique dans une enceinte non métallique (Figure I.6). Les problèmes d'émission ou de susceptibilité interviennent également lorsque les signaux perturbateurs circulent par conduction le long des conducteurs (Figures : I.7 et I.9).

Il est enfin important de réaliser que les problèmes d'interférences vont au-delà des schémas des figures: I.6 à I.9 et souvent, on est en présence d'au moins deux des quatre catégories illustrées [13].

L'organigramme montré dans la figure I.10 résume comment la perturbation atteint la victime par le biais du couplage en prenant différentes formes d'où il en résulte des tensions et des courants induits.

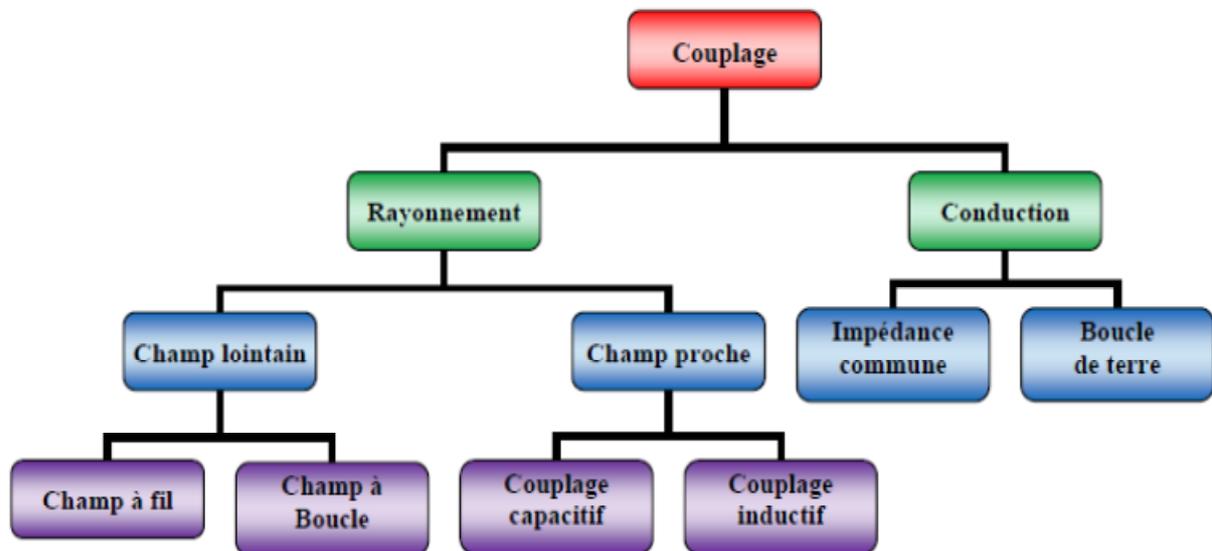


Figure I.10. Présentation de Différents modes de couplage.

I.6. COUPLAGE PAR CONDUCTION ET PAR RAYONNEMENT

La figure I.11 montre comment se fait le transfert de la perturbation entre l'équipement source et l'équipement victime.

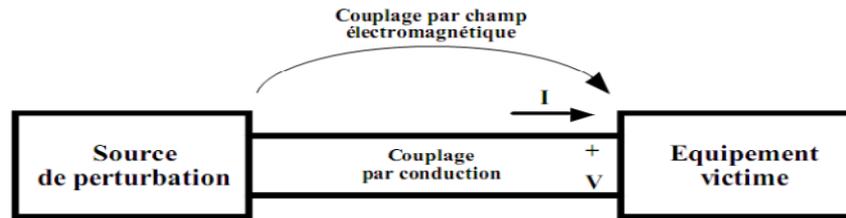


Figure I.11. Transfert de perturbation entre la source et l'équipement victime.

Les modes de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent être classifiés selon le type de perturbation et son support de propagation :

I.6.1. Perturbation conduites

Le couplage par conduction électrique se traduit par l'injection des perturbations à travers les fils reliant les capteurs, les commandes, les alimentations, les masses et les mises à terre. Ce type de couplage comporte deux modes :

❖ Mode différentiel

Le courant de mode différentiel (ou mode série) se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'appareil, y générant ou non des dysfonctionnements et revient par un autre conducteur (Figure I.12).

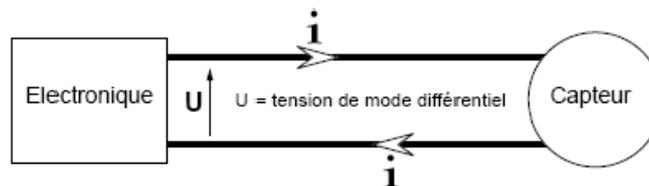


Figure I.12. Mode différentiel.

❖ Mode commun

Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers des capacités parasites. Il se partage entre les différents fils de liaison, dans le même sens sur chacun des fils (Figure I.13).

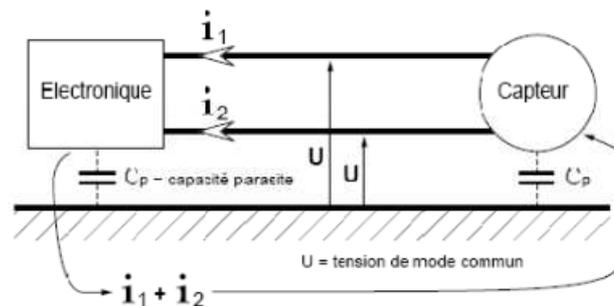


Figure I.13. Mode commun.

I.6.2. Perturbations rayonnées

Le couplage par rayonnement électromagnétique correspond à l'interaction d'une onde électromagnétique avec des fils, des câbles, des ouvertures dans les blindages, etc...

Ensuite, ces perturbations se couplent par conduction dans les composants et les circuits adjacents. Pour ce mode de couplage il est nécessaire de différencier le rayonnement en champ proche et celui en champ lointain [14]. Quand la source se trouve dans une zone lointaine de la victime, le couplage se fait par rayonnement et nous parlons d'un couplage « champ à fil » ou un couplage « champ à boucle ». Cependant quand la source se trouve dans une zone proche de la victime le couplage se fait par diaphonie qui peut être de nature capacitive ou inductive.

Ce champ rayonné est constitué de deux composantes, un champ magnétique H et un champ électrique E qui échangent de l'énergie et se régénèrent l'un à l'autre dans leur propagation à travers l'espace [15].

❖ *Champ proche*

Si la source de courant considérée est à basse impédance, le courant produit est élevé en comparaison avec la tension, et au voisinage du conducteur, l'action du champ magnétique est prépondérante devant celle du champ électrique. Si au contraire, la source de courant est à haute impédance, le courant produit est faible devant la tension et le champ électrique est plus important.

❖ *Champ lointain*

Au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la source, le processus d'échange d'énergie entre les deux champs annihile cette différence initiale, jusqu'à l'obtention de l'équilibre énergétique entre les deux champs décrits précédemment. On dit qu'on a alors atteint la zone de rayonnement proprement dite (Figure I.14), et on a ainsi :

$$\epsilon_0 \frac{E^2}{2} = \mu_0 \frac{H^2}{2} \quad (I-1)$$

Le rapport des amplitudes des composantes électriques et magnétiques du champ électromagnétique est donné par :

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377 \Omega \quad (I-2)$$

Avec : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ la perméabilité du vide.

$\epsilon_0 = 1/(36\pi \cdot 10^9) \text{F/m}$ La permittivité du vide.

Ce rapport est appelé l'impédance caractéristique du milieu de propagation (Z_c) dans le vide.

Il est clair que l'énergie émise par la source se dispersant dans un volume croissant sans cesse avec la distance D à cette source, les amplitudes des champs électrique E et magnétique H décroissent lorsque cette distance D augmente. A distance faible du conducteur émetteur, cette décroissance est en $1/D^3$ (il s'agit d'un phénomène statique). Aux distances intermédiaires (zone d'induction quasi-stationnaire) la décroissance est en $1/D^2$, jusqu'à une distance d'environ $\lambda/2\pi$, (λ étant la longueur d'onde rayonnée).

Enfin, dans la zone de rayonnement proprement dite la décroissance est en $1/D$: on a alors une onde plane [15].

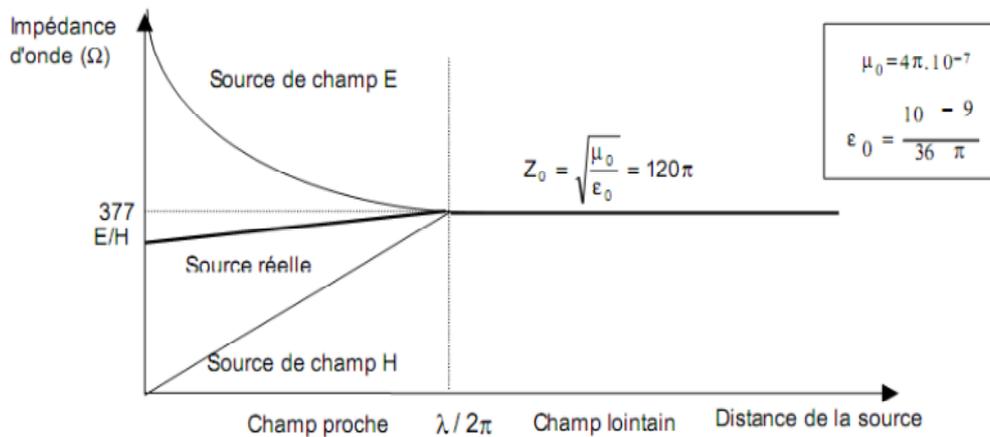


Figure I.14. Impédance d'onde d'un champ électromagnétique.

I.7. LA CEM AU NIVEAU INDUSTRIEL

Il est recommandé de se préoccuper d'assurer la compatibilité électromagnétique dès le stade de la conception d'une installation. C'est la meilleure assurance contre les dysfonctionnements et la dérive des coûts (Figure I.15) Pour tout produit :

- qui risque de se trouver dans un environnement perturbé.
- qui est particulièrement sensible.

Cette approche donne de bons résultats du point de vue technique et économique, On estime que si la CEM est prise en considération :

- à la conception \Rightarrow coût majoré de 5%.
- après la construction du prototype \Rightarrow coût majoré de 50%.
- quand le produit est sur le marché \Rightarrow coût majoré de 100% [12].

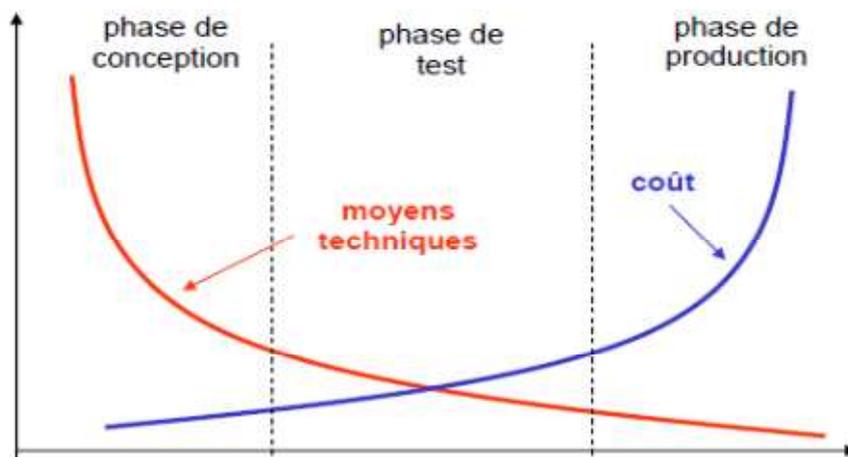


Figure I.15. Développement du produit en fonction de l'échelle du temps.

I.8. NORMES DE LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

La compatibilité électromagnétique revêt en fait deux aspects ; d'une part respecter les lois afin de ne pas polluer l'environnement et garantir la sécurité humaine,

d'autre part respecter les critères du fabricant, dans le but d'assurer la satisfaction du client. Pour cela, différents organismes veillent sur la réalisation de la compatibilité électromagnétique en appliquant pour chaque environnement des normes convenables.

Une norme est un recueil de règles, de descriptions et de méthodologies, qu'un constructeur peut utiliser comme référence lorsqu'il définit et teste un de ses produits. On peut citer les différents organismes normalisateurs suivants :

- CISPR : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques,
- CEI : Commission Électrotechnique Internationale à Genève,
- CENELEC : Comité Européen de Normalisation Électrotechnique à Bruxelles, les références des documents commencent par les lettres EN, ENV, HD...
- UTE : Union Technique de l'Électricité en France,

Il existe trois types de normes CEM :

I.8.1. Normes fondamentales

Ces normes donnent les règles et les conditions générales pour réaliser la C.E.M et servent de référence pour les produits. Elles concernent (non exclusivement) la terminologie, la description des phénomènes électromagnétiques, la spécification des niveaux de compatibilité, la limitation des émissions, la description et la classification des environnements et les méthodes de mesure et d'essai. Pour les essais d'immunité, les normes fondamentales décrivent les méthodes d'essai, sont des normes ouvertes (elles proposent plusieurs niveaux d'essais préférentiels) ne prescrivent pas de limites mais proposent une série de critères d'acceptabilité :

- Comportement normal dans la limite de la spécification ;
- dégradation temporaire ou perte de fonction ou de comportement auto récupérable ;
- dégradation temporaire ou perte de fonction ou comportement nécessitant l'intervention d'un opérateur ou la remise à zéro du système ;
- dégradation ou perte de fonction non récupérable du fait d'une avarie de matériel (composants) ou du logiciel ou encore de pertes de données.

I.8.2. Normes génériques

Les normes génériques concernent un environnement particulier. Elles spécifient un ensemble de prescriptions essentielles, de procédures d'essais et de critères de performance généraux applicables à tous les produits ou systèmes en service dans cet environnement. Pour les méthodes d'essai et les mesures détaillées, les normes génériques se réfèrent aux normes fondamentales.

Les normes génériques incluent les prescriptions et essais concernant :

- l'émission en se référant en BF aux normes CEI 77A (série 61000-3-xx) et en HF au CISPR ;

- l'immunité, incluant un nombre limité de perturbations et un nombre minimum de niveaux d'essais et de critères d'acceptation afin d'assurer qu'une immunité adéquate est obtenue par un optimum technico-économique.

Actuellement, les deux environnements concernés sont l'environnement domestique, commercial et industrie légère d'une part et l'environnement industriel d'autre part.

Ces normes sont aux nombres de quatre décrivant séparément l'immunité et les émissions pour deux catégories d'équipement :

CEI 61000-6-1 : Immunité pour les environnements résidentiels et l'industrie légère.

CEI 61000-6-2 : Immunité pour les environnements industriels.

CEI 61000-6-3 : Émission pour les environnements résidentiels et l'industriel léger.

CEI 61000-6-4 : Émission pour les environnements industriels.

Remarquons que ces normes sont continuellement réadaptées en fonctions des besoins. Par conséquent, il convient de se renseigner auprès des organismes de normalisation pour savoir quelle est la dernière version de la norme en cours.

I.8.3. Normes de familles de produits

Ces normes contiennent des prescriptions et des méthodes d'essai spécifiques à une famille de produits particulière. Une famille de produits est un groupe de produits, systèmes ou installations similaires pour laquelle on applique les mêmes normes.

Les normes de familles de produits indiquent les conditions d'installation et de fonctionnement appropriées en donnant des critères d'acceptation précis en fonction du matériel considéré. Elles doivent utiliser les normes fondamentales en y faisant référence pour les méthodes d'essais et les mesures détaillées et être coordonnées avec les normes génériques.

Les normes de familles de produits ont précedence sur les normes génériques mais ces dernières s'appliquent si le matériel considéré n'est couvert par aucune norme de famille de produits [13]. Depuis le 1^{er} Janvier 1996, l'Europe impose une certification électromagnétique de tous les produits industriels ou grand public comportant des éléments électriques ou électroniques :

Tous les produits doivent, lors de leur première mise sur le marché, être en conformité avec les objectifs de protection de la compatibilité électromagnétique fixées par la directive Européenne 89/336/CEE, ainsi que les produits doivent être conformes à la réglementation en vigueur sur la C.E.M et portant le marquage *C.E* (le marquage *C.E* est obligatoire pour tous les appareils électriques mis sur le marché Européen).

Il fait suite à une déclaration *C.E* de conformité qui doit être tenue à la disposition de l'autorité compétente pendant 10 ans à partir de la mise sur le marché des appareils concernés [16].

I.9. TESTS SUR UN MATÉRIEL POUR VÉRIFIER LA CONFORMITÉ À LA NORME CEM

Pour qu'un appareil fonctionne correctement sans perturber les autres appareils, et sans être gêné par les émissions des autres appareils, des normes ont été établies pour spécifier le niveau maximal que l'appareil devait émettre et ces normes définissent également les niveaux minimums que devait pouvoir supporter l'appareil sans pour autant être gêné au cours de son fonctionnement. Les résultats de mesures dépendent très fortement de la façon dont ils sont mesurés, les dispositifs de mesures ont donc été spécifiés dans les normes citées précédemment. Tous les appareils ne devant pas supporter les mêmes valeurs de champs électromagnétiques, ces normes concernent une catégorie d'appareils. Par exemple on comprend bien que les niveaux maximums d'émission pour les appareils à usage médical sont beaucoup plus faibles que, par exemple, pour le domaine industriel.

Nous ne voulons pas préciser exactement pour chaque type d'appareils la méthode de mesures donnée par la norme, ni spécifier exactement les niveaux à respecter pour qu'un appareil soit conforme aux normes CEM. Par contre, du point de vue de la compréhension il est intéressant de se pencher sur les dispositifs classiques de mesures pour satisfaire à la norme.

I.9.1. Tests CEM pour les perturbations conduites

Ce sont des méthodes de mesure de la susceptibilité des équipements sous test en mode conduit. Le point commun entre les différentes méthodes en mode conduit consiste à injecter un signal perturbateur à travers un point de connexion d'un de l'équipement (pin) pour évaluer sa susceptibilité.

I.9.1.1. Méthode Bulk Current Injection (BCI)

C'est une méthode utilisée en susceptibilité conduite qui consiste à injecter un signal perturbateur pouvant être modulé sur les lignes d'entrées/sorties d'un composant à l'aide d'une pince de couplage inductif. Une seconde pince inductive, dite de relecture, est placée de façon à être la plus proche possible de la broche du composant sous test afin de mesurer le courant réellement injecté dans le fil de test (Figure I.16). Le point de défaillance est détecté par un système externe de contrôle de fonctionnement du composant sous test [17].

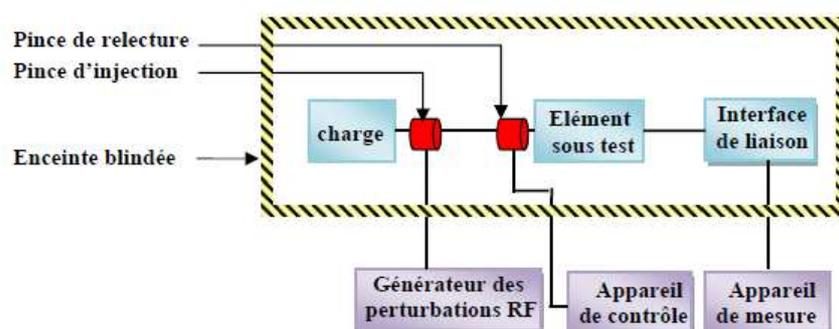


Figure I.16. Tests CEM pour les perturbations conduites par la méthode BCI.

Cette méthode fonctionne dans la bande de fréquences (1 MHz à 1 GHz). Cette limitation est due aux caractéristiques de la pince d'injection. L'inconvénient majeur de cette méthode est que la génération des courants perturbateurs demande une puissance considérable. De plus les mesures doivent être effectuées dans une enceinte blindée afin d'éviter toute perturbation électromagnétique des appareils voisins.

I.9.1.2. Méthode Direct Power Injection (DPI)

Le principe consiste à utiliser une capacité de découplage pour transmettre la perturbation électromagnétique aux éléments sous tests (Figure I.17). Ce test de susceptibilité conduite (standard «IEC 62312-4 ») permet de faire des mesures sur une large gamme de fréquences (10 kHz à 1 GHz). Pour déterminer de manière précise la puissance injectée, le banc de mesure comprend un coupleur directif [18].

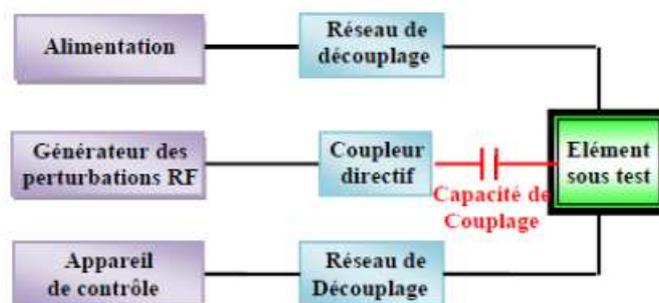


Figure I.17. Tests CEM pour les perturbations conduites par la méthode DPI.

Afin de ne pas perturber les équipements externes, les signaux d'alimentation et de contrôle de fonctionnement des composants sont amenés via un réseau de découplage.

I.9.1.3. Agression par ligne couplée

Le principe du banc d'agression par une ligne couplée mise en place par S. Bazzoli [19] consiste à injecter un signal radiofréquence harmonique à l'entrée d'une ligne adaptée. Cette ligne est adjacente à la ligne que nous souhaitons perturber. La proximité entre les deux lignes (perturbatrice et perturbée) va favoriser le couplage du champ rayonné par la ligne perturbatrice par diaphonie capacitive ou inductive. La ligne perturbée étant connectée à l'entrée du composant dont nous voulons tester la susceptibilité, la perturbation va se superposer au signal fonctionnel et va ainsi pouvoir engendrer un dysfonctionnement de l'élément sous test (Figure I.18).

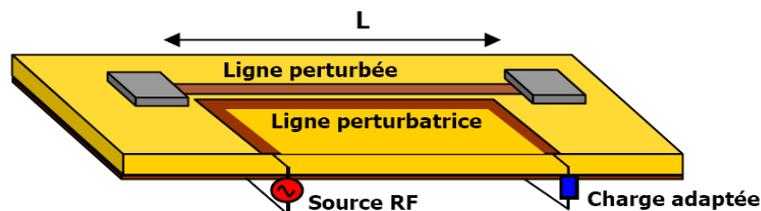


Figure I.18. Technique d'agression avec ligne couplée [19].

L'avantage de cette technique de perturbation est qu'elle permet une bonne reproductibilité de la mesure étant donnée sa simplicité. Elle permet également la génération d'un signal perturbateur harmonique d'une amplitude pouvant dépasser quelques volts avec seulement quelques watts de puissance injectée.

I.9.2. Tests CEM pour les perturbations rayonnées

Les méthodes de mesure de la susceptibilité en mode rayonné des équipements sous test sont des méthodes basées sur l'illumination (tests d'immunités) des cartes électroniques par des antennes émettrices. Nous présentons dans cette partie les principales méthodes de mesures utilisées pour réaliser des essais normalisés et également celles utilisées pour effectuer des investigations sur la susceptibilité des composants.

I.9.2.1. Tests CEM sur un site ouvert

Les essais en site ouvert (norme européenne harmonisée «EN 55022») s'effectuent à l'extérieur afin de ne pas être influencés par la réflexion des ondes électromagnétiques sur des obstacles. Ces essais sont effectués dans une gamme de fréquences allant de 30 MHz à 1GHz en utilisant des antennes qui se trouvent à une distance D comprise entre 10 m et 30 m de l'élément sous test. Cette distance D est d'autant plus grande que la fréquence de test est faible (Figure I.19).

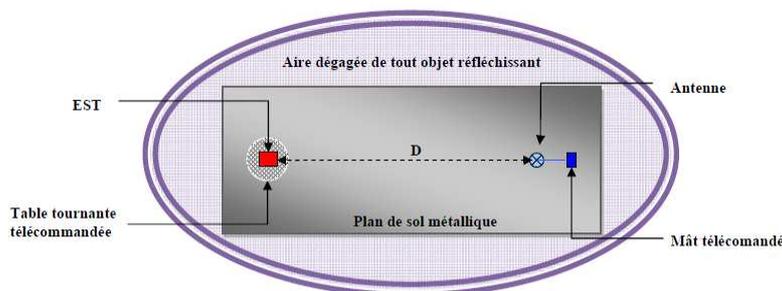


Figure I.19. Mesure en site ouvert

L'inconvénient majeur de cette méthode de test est que l'environnement extérieur peut influencer considérablement le test puisqu'il n'y a pas de protection contre les perturbations d'origines naturelles ou artificielles. De plus, pour les tests d'immunités, il est indispensable d'utiliser des antennes générant des champs électromagnétiques de fortes amplitudes ce qui peut perturber l'environnement du site d'essai.

I.9.2.2. Tests CEM en utilisant la Strip-line

La strip-line est une ligne de transmission constituée de deux plaques parallèles entre lesquelles existe un champ électromagnétique qui se propage en mode TEM (Figure I.20). L'élément à tester est placé entre ces deux plaques sur un support isolant [20].

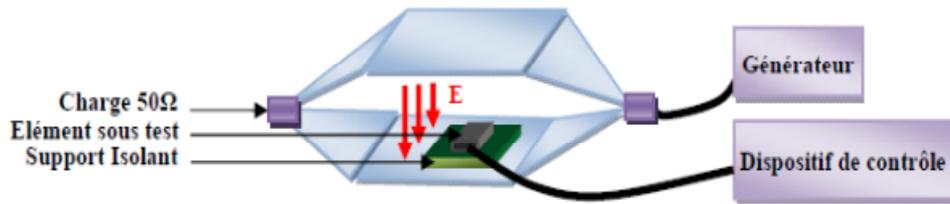


Figure I.20. Tests CEM en utilisant la Strip-line.

La strip-line est une méthode qui permet d'avoir une bonne reproductibilité de la mesure et qui nécessite de faibles puissances injectées. En revanche, l'inconvénient principal de cette méthode est la limite supérieure fréquentielle qui se situe aux alentours de 200 MHz. De plus cette méthode convient uniquement pour des appareils dont la plus grande dimension est inférieure au tiers de la distance entre les plaques ce qui limite fortement l'emploi de ce moyen de test.

I.9.2.3. Tests CEM en utilisant la cellule TEM et GTEM

La cellule TEM « Transverse ElectroMagnetic Mode » et la cellule GTEM « Gigahertz Transverse ElectroMagnetic » donnent un moyen d'essai qui peut être utilisé pour tester l'immunité rayonnée d'un composant électrique ou électronique (Figure I.21) [21, 22]. Les mesures s'effectuent en posant le composant à tester au-dessous de l'ouverture d'une cellule en métal «enceinte blindée» à l'intérieur de laquelle nous trouvons un conducteur médian interne «septum». Ce dernier permet soit la collecte des signaux émis «test en émission» soit l'agression du composant par une onde transverse électromagnétique quasi uniforme «test en immunité».

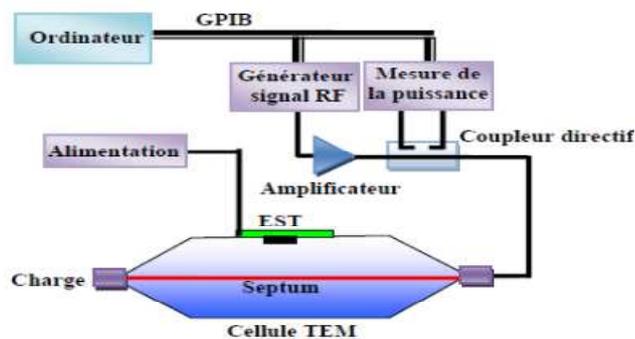


Figure I.21. Tests CEM en utilisant la cellule TEM en test d'immunité pour les composants.

Cette méthode est utilisée dans une bande de fréquences allant du continu jusqu'à des centaines de Mégahertz. La limite supérieure de la fréquence est fixée par les dimensions de la cellule qui sont choisies de façon à permettre la génération d'un mode TEM à l'intérieur de la cellule. Les dimensions de la cellule vont également fixer la taille maximale de l'équipement pouvant être testé. Dans la gamme de fréquences comprenant uniquement le mode TEM, le champ électrique E est pratiquement uniforme et sa valeur est donnée selon l'équation :

$$E = \frac{\sqrt{P \cdot Z_C}}{h} \quad (\text{I-3})$$

Avec : E : amplitude du champ électrique à l'intérieur de la cellule (V/m).

Z_c : impédance caractéristique de la cellule TEM (Ω).

P : la puissance transmise à l'entrée de la cellule (w).

h : la distance entre le septum et la paroi de la cellule (m).

Au-delà de cette bande de fréquences l'apparition d'ondes stationnaires liées aux discontinuités et l'apparition de modes de propagation d'ordre supérieur liés aux dimensions de la cellule engendrent un champ non uniforme.

Pour des fréquences allant de 1 GHz à 18 GHz, voire pour certains modèles pouvant aller jusqu'à 24 GHz, la cellule TEM est remplacée par la cellule GTEM (Figure I.22). Le principe de mesure reste inchangé. A la différence de la cellule TEM, la GTEM a une forme pyramidale avec des dimensions plus grandes et comporte des absorbants pour prévenir la réflexion des ondes et un septum terminé par des charges résistives [23].

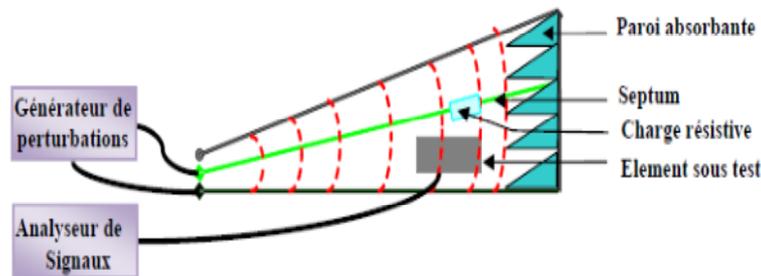


Figure I.22. Cellule GTEM pour le test d'immunité.

La cellule GTEM présente en général les mêmes avantages que la méthode TEM et permet de monter en fréquence.

I.9.2.4. Tests CEM en utilisant la chambre semi-anéchoïque

La chambre semi-anéchoïque est une chambre dont les murs et le plafond sont composés d'absorbants pour les ondes électromagnétiques. Ces absorbants peuvent être des trémies de mousse de polyuréthane chargées de carbone, un bardage de ferrite ou les deux conjointement permettant l'absorption des ondes électromagnétiques. Dans le cas des trémies de mousse, ces matériaux ont une forme pyramidale afin d'améliorer les performances d'absorption (Figure I.23) [24].

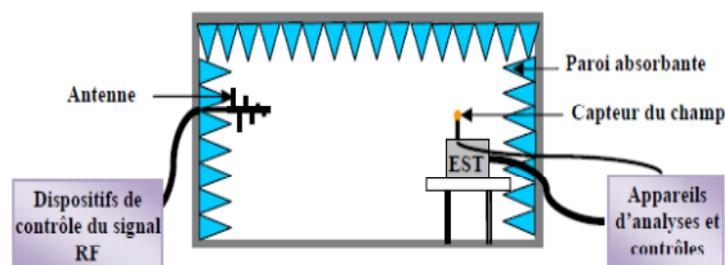


Figure I.23. Chambre semi-anéchoïque en test d'immunité.

Cette méthode est utilisée pour les tests en immunité (IEC 61000-4-3) et comprend généralement un générateur de signaux pour alimenter une antenne qui peut être biconique ou log-périodique. Le champ émis par cette antenne sert à perturber le fonctionnement de l'EST. La détection du dysfonctionnement de ce dernier est assurée soit par un moniteur vidéo relié à une caméra pointée sur l'EST, soit par un dispositif de contrôle comme un oscilloscope. Enfin, les éléments assurant le bon fonctionnement de l'EST sont placés à l'extérieur de la chambre afin d'éviter de générer des perturbations à l'intérieur de la chambre.

La chambre anéchoïque permet de faire des essais en immunité avec des champs forts sans perturber l'environnement extérieur. Cependant l'inconvénient majeur de la méthode reste le coût et l'espace nécessaires pour la construction d'une telle chambre. De plus cette méthode est peu appropriée pour l'étude des couplages avec les circuits intégrés car le couplage direct du champ électromagnétique sur le cœur du composant est faible.

I.9.2.5. Tests CEM en utilisant la chambre réverbérante

La chambre réverbérante est constituée d'une cavité parallélépipédique couverte de parois métalliques réfléchissantes assurant l'isolation et formant une cage de Faraday. Ayant des dimensions grandes devant la longueur d'onde et un facteur de qualité élevé, la chambre permet de générer un champ électromagnétique stationnaire.

Le principe de fonctionnement de la chambre est présenté sur la figure I.24. Le champ électromagnétique issu d'une première antenne va subir suite à la rotation d'une seconde antenne un brassage des modes de propagation. Ainsi le champ généré est statistiquement uniforme et isotrope (standard « IEC6100-4-21 ») [24].

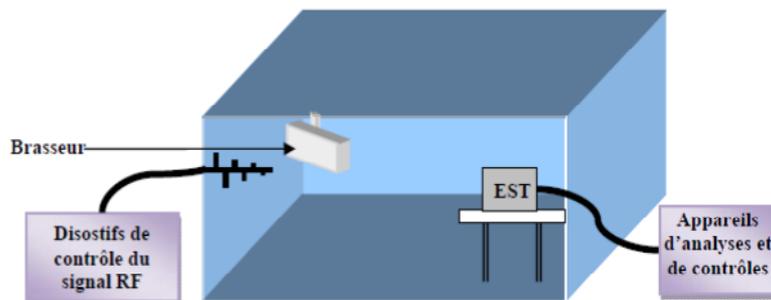


Figure I.24. Chambre réverbérante.

La chambre réverbérante est une méthode de test appropriée pour les dispositifs volumineux. Elle permet d'injecter un niveau de champ supérieur par rapport à celui d'une chambre anéchoïque et elle offre aussi une très bonne reproductibilité de la mesure sans avoir des contraintes au niveau de la précision de l'emplacement de l'EST. En revanche, la génération des champs en basses fréquences (centaines de MHz) est dépendante des dimensions de la chambre [25].

I.9.2.6. Mesure par banc de champ proche

Les méthodes de mesures en champ proche ont été initialement développées pour évaluer les différentes composantes du champ électrique et du champ magnétique rayonnés au-dessus de la surface d'un composant ou d'une carte électronique [26, 27]. Ces méthodes permettent la localisation des sources de perturbations (standard « IEC 61 967-3 »).

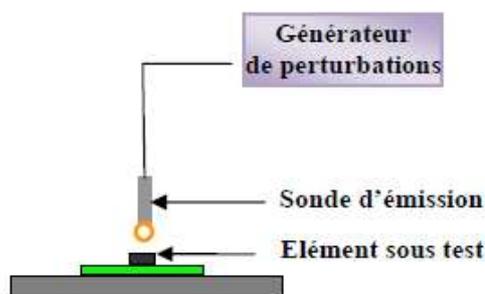


Figure I.25. Banc de mesure en immunité en champ proche.

Le principe de ces méthodes consiste à mesurer les différentes composantes du champ électromagnétique à l'aide d'une sonde placée parallèlement ou perpendiculairement à la surface de l'élément sous test. Le déplacement mécanique de la sonde permet d'estimer la répartition des champs sur toute la surface de l'élément sous test (Figure I.25). Le principe consiste à remplacer la sonde utilisée précédemment comme récepteur par une antenne émettrice dans le but de tester les parties susceptibles d'un composant ou d'une carte électronique et d'établir le niveau d'immunité.

I.10. Techniques de protection en CEM

L'amélioration de la compatibilité électromagnétique agit du côté des sources en tentant de réduire les perturbations qu'elles émettent, et du côté des victimes en les protégeant des influences extérieures. Bien qu'il s'agisse à première vue de deux approches distinctes, on met en œuvre, dans la pratique, des techniques apparentées. Nous avons vu qu'une source de perturbations atteignait sa victime par le biais d'un couplage. C'est à ce niveau qu'il faut agir. On a recours pour cela à des dispositifs de découplage, terme qui existait bien avant que la compatibilité électromagnétique ne figure au vocabulaire.

I.10.1. Blindage

Un blindage ou un écran électromagnétique (Figure I.26) est une enveloppe conductrice qui sépare l'espace en deux régions, l'une contenant des sources de champs électromagnétiques, l'autre non. Le but d'un blindage est double : contenir les émissions rayonnées à l'intérieur de l'enceinte blindée et exclure les émissions rayonnées de sources se trouvant à l'extérieur de l'enceinte [28].

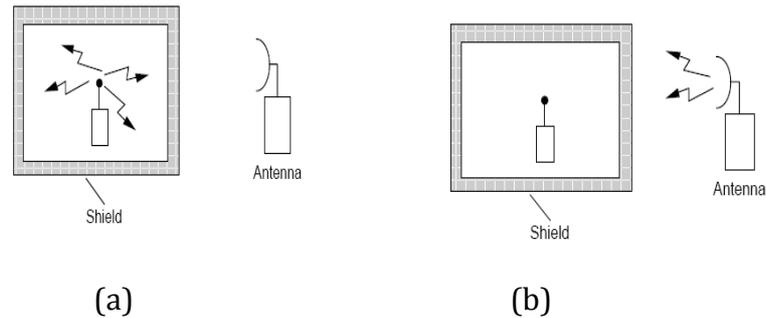


Figure I-26. Blindage ou écran électromagnétique: (a) Contenir les émissions rayonnées
(b) exclure les émissions rayonnées

I.10.2. Mise à la terre

L'installation de mise à la terre est conçue pour assurer fonctionnellement l'équipotentialité. Celle-ci permet de garantir :

- une référence de potentiel pour une transmission fiable et de haute qualité des signaux.
- un «effet» d'écran : cette équipotentialité est obtenue grâce à une impédance à la masse faible et adaptée permettant de dévier les courants HF (et éventuellement les courants de défaut électrique) sans traverser les appareils ou systèmes électroniques.

La configuration recommandée pour l'installation de mise à la terre consiste en un réseau bi ou tridimensionnel (Figure I.27), c'est l'approche recommandée dans le cas général, pour la sécurité et la CEM. Cette recommandation n'exclut pas d'autres configurations particulières, ayant fait leurs preuves et faisant l'objet d'une maintenance appropriée [29].

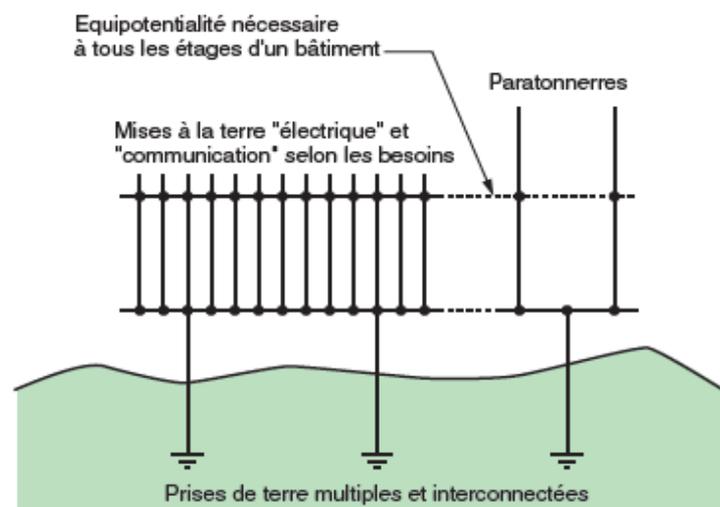


Figure I.27. Prise de terre multiple et interconnecté.

I.10.3. Filtrage

Les filtres (Figure I.28) ont pour fonction de laisser passer les signaux utiles et de supprimer la partie indésirable du signal transmis.

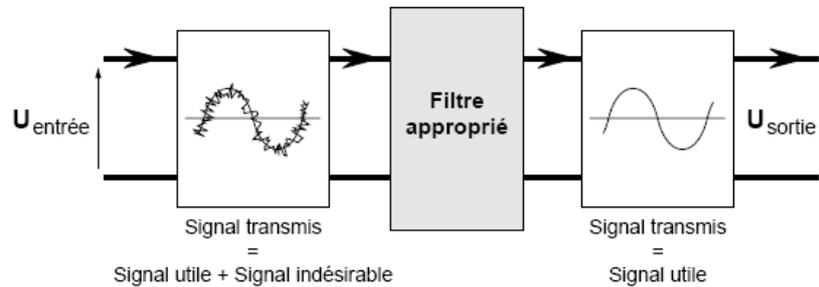


Figure I.28. Filtrage

I.10.4. Ferrites

Ce sont des filtres de mode commun en HF (Figure I.29). Les ferrites sont constituées de matériaux à forte perméabilité magnétique μ_r .

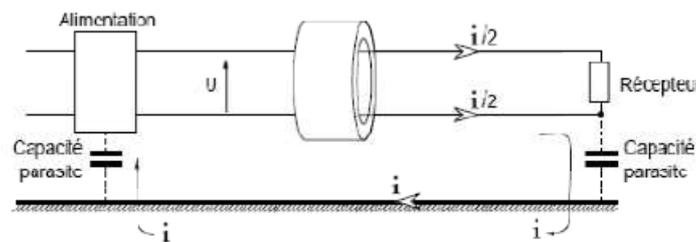


Figure I.29. Ferrites

I.10.5. Torsadage

Le torsadage consiste à remplacer une grande boucle formée de deux conducteurs parallèles par une multitude de petites boucles dont les flux d'induction coupés F se compensent 2 à 2 (Figure I.30). Les différentes boucles n'étant pas identiques au micromètre près, il restera toujours un signal perturbateur, d'autant plus faible que les boucles sont plus petites. Ce moyen de protection n'est efficace qu'en basse fréquence (jusqu'à 100 kHz voir 1MHz) [30].

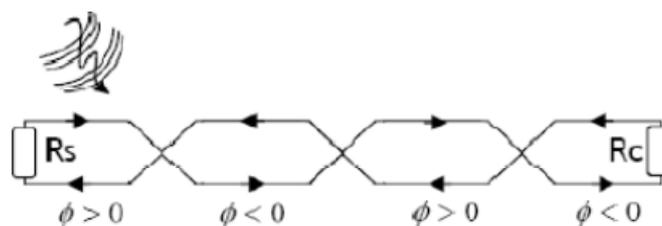


Figure I.30. Principe de torsadage

I.11. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de démystifier la compatibilité électromagnétique et avoir expliqué le phénomène selon les trois sous-parties suivantes :

- ✓ Dans un premier temps, nous avons défini que le problème de la Compatibilité électromagnétique CEM était un phénomène très courant, et même parfois très gênant dans certains cas et avoir étudié comment ont été créées ces perturbations et comment les éviter au maximum, tout en restant assez général sur le sujet.
- ✓ Alors que dans un second temps, nous avons traité l'aspect fondamental de la CEM, le vecteur de propagation et leurs différents modes de transmission.
- ✓ Dans un troisième temps, nous nous sommes attachés à présenter les essais effectués dans la CEM, les techniques de protection et les normes.

Et puisque le couplage par conduction (dans les câbles ou lignes) porte une grande importance parmi les vecteurs de propagation des perturbations en CEM, cela nécessite la modélisation de ces lignes, sujet qui va être traité en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre II : Modélisation des lignes de transmission

Chapitre II : Modélisation des Lignes de Transmission

INTRODUCTION

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, il y a trois éléments essentiels qui sont la base de chaque étude *CEM*, d'où l'origine des problèmes à étudier. Les trois éléments sont : *la source* du phénomène électromagnétique, ensuite, le récepteur (*victime*) qui fonctionne de manière incorrecte à cause de ce phénomène, et enfin, le *chemin* entre la source et le récepteur qui pourra être la cible des différentes interférences électromagnétiques internes ou externes. Chacun de ces trois éléments doit être bien identifié selon l'environnement où il se trouve. Les problèmes de CEM peuvent être résolus si au moins deux de ces trois éléments sont bien identifiés.

Avant d'aborder les études théoriques ou les mesures en CEM, il est important d'identifier auparavant les origines, les récepteurs et les chemins des perturbations CEM.

Dans ce chapitre, nous allons aborder l'étude du troisième élément à savoir : les chemins des perturbations CEM (*couplage par conduction*) et de modéliser en particulier les câbles, ainsi que les lignes de transmission [31].

II.1. DÉFINITION

Une ligne de transmission est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), deux ou plusieurs conducteurs acheminant de concert un signal électrique, d'une source (*émetteur*) vers une charge (*récepteur*). On parle aussi de ligne de transmission quand la distance sur laquelle un signal doit être transmis est telle que le temps de transmission n'est pas négligeable en regard de sa fréquence. En d'autres termes, si cette distance est supérieure à approximativement 1/10 de la longueur d'onde.

Les lignes les plus courantes sont les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires et les paires torsadées. Leurs domaines d'utilisation est très vaste, on peut distinguer 3 types d'applications :

- La transmission HF (petits signaux).
- Le transport et la distribution d'énergie en BF.
- Les liaisons onduleur MLI/moteur.

II.2. MODÉLISATION DES LIGNES

Pour commencer, on considère une ligne bifilaire comme décrit sur la figure II.1. En électronique, ces lignes sont utilisées classiquement pour relier des systèmes entre

eux, leur longueur, en fonction des applications, peut varier de quelques mm à quelques mètres.

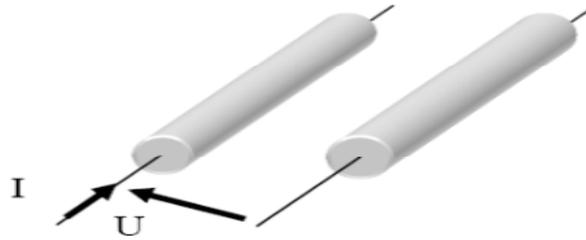


Figure II.1. Ligne bifilaire.

Pour une ligne élémentaire formée de deux conducteurs, on utilise généralement le modèle de la figure II.2 où R et L sont respectivement la résistance et l'inductance linéique longitudinale, G et C sont respectivement la conductance et la capacité linéiques transversales de la ligne.

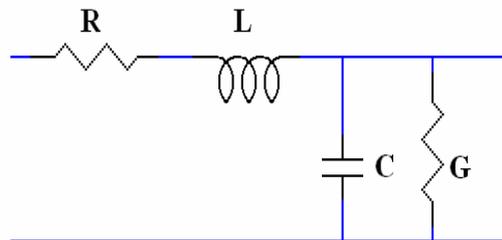


Figure II.2. Modèle RLCG d'une ligne de deux conducteurs.

Ces paramètres linéiques sont définis de la manière suivante :

II.2.1. Résistance linéique R

La résistance d'une ligne homogène est directement proportionnelle à sa longueur. On définit une résistance par unité de longueur que l'on nomme résistance linéique. Cette résistance varie avec la fréquence à cause des effets de peau et de proximité, et également avec la température et elle représente les pertes par effet joule dans les conducteurs.

II.2.2. Inductance linéique L

Une inductance linéique représente les effets magnétiques liés au passage du courant dans les conducteurs, qui se décompose en : (Figure II.3)

- Une partie due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs (inductance intérieure) variable avec la fréquence (effets de peau et de proximité).
- Une partie due au champ magnétique entre conducteurs (inductance extérieure) et dépendant peu de la fréquence.

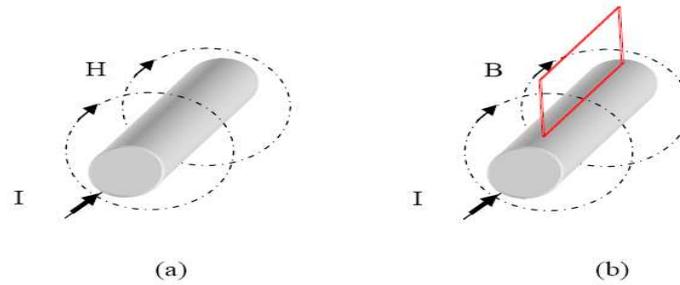


Figure II.3. Champ magnétique (a) et flux (b) créés par un conducteur

II.2.3. Capacité linéique C

Deux plans conducteurs séparés d'un substrat de constante diélectrique ϵ_r constituent une capacité électrique. Plaçons-nous dans le cas le plus simple, présenté dans la figure II.4.

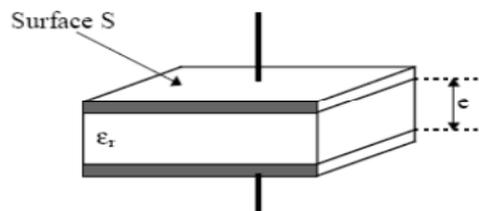


Figure II.4. Capacité formée de deux conducteurs plans séparés d'un isolant.

La capacité équivalente peut être calculée par :

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e} \quad (\text{II-1})$$

De façon générale, lorsque deux conducteurs, au minimum, se trouvent à proximité et séparés d'un isolant (diélectrique), il apparaît une capacité qu'il ne faut pas négliger, surtout en HF (exemple: deux pistes adjacentes créent des problèmes de diaphonie) [31].

II.2.4. Conductance linéique G

Pour tenir compte des isolants qui ne sont pas idéaux entre les conducteurs, on introduit une conductance parallèle uniformément répartie qui représente les pertes diélectriques.

II.3. THÉORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

Le comportement de ces câbles est décrit par la théorie des lignes de transmission qui utilise deux hypothèses : l'homogénéité et la conservation des courants. Les définitions de ces deux termes sont présentées ci-dessous : [33 : 36].

II.3.1. Homogénéité

Une ligne de transmission est composée au moins de deux conducteurs parallèles au même axe. Les paramètres géométriques (rayons des conducteurs, distance entre les

centres des conducteurs, longueur) et physiques (nature des conducteurs et des isolants ou diélectriques) sont alors considérés constants sur toute la longueur de la ligne. Dans cet ensemble de conducteurs, on distingue deux types : les conducteurs d'*aller* et ceux de *retour*.

II.3.2. Conservation du courant

La somme des courants des conducteurs *aller* est égale et opposé à la somme des courants des conducteurs *retour*. Ces lignes sont caractérisées par des paramètres primaire et secondaire, qu'on va citer :

II.3.2.1. Paramètres primaires ou paramètres linéiques

On définit, à la pulsation ω , l'impédance longitudinale Z et l'admittance transversale Y linéiques par les relations :

$$\bar{Z} = R + jL\omega \quad (\text{II-2})$$

$$\bar{Y} = G + jC\omega \quad (\text{II-3})$$

II.3.2.2. Paramètres secondaires

❖ Impédance caractéristique Z_c

L'impédance caractéristique est l'impédance vue à l'entrée de la ligne lorsque celle-ci est chargée par son impédance caractéristique (Figure II.5). En effet, si $Z_l = Z_c$ alors $Z(x) = Z_c$ et $Z(x=L) = Z_c$, elle égale à la racine carrée du rapport de l'impédance longitudinale sur l'admittance transversale.

Lorsque l'impédance de la source et de la charge sont égales à l'impédance caractéristique de la ligne, il n'y a pas de réflexion d'onde [37].

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (\text{II-4})$$

Avec ω : pulsation = $2\pi f$

De la même manière que les paramètres linéiques, l'impédance caractéristique des câbles de transmission HF est constante sur une large bande de fréquence (quelques centaines de MHz).

- *Cas particulier d'une ligne sans perte*

Pour des fréquences élevées $R \ll jL\omega$ et $G \ll jC\omega$ et pour une ligne de transmission sans perte ($\alpha = 0$), l'impédance caractéristique d'une ligne TEM (Transverse Electric and Magnetic) se simplifie comme suit:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (\text{II-5})$$

❖ Coefficient de réflexion (Γ_0 ou Γ_1)

C'est le rapport de la tension (ou du courant) de l'onde incidente sur la tension (ou le courant) de l'onde réfléchie. On définit ce terme à l'entrée de la ligne (Γ_0) ou à la sortie de celle-ci (Γ_1) par les relations :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (\text{II-6})$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c} \quad (\text{II-7})$$

Avec : Z_0 : impédance interne de la source, à l'entrée de la ligne,
 Z_1 : impédance de la charge à l'extrémité de la ligne.

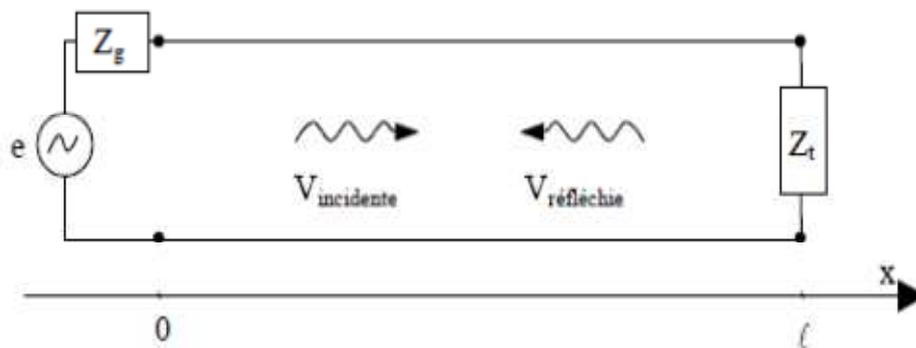


Figure II.5. Représentation des ondes incidente et réfléchie.

A partir de ces définitions et en décomposant la ligne en cellules élémentaires associées en série, il est possible d'établir les relations entre courants et tensions dans une ligne de transmission homogène.

Considérons un élément de la ligne de longueur dx caractérisé par les éléments longitudinaux $R \cdot dx$ et $L \cdot dx$, et les éléments transversaux $C \cdot dx$ et $G \cdot dx$ (Figure II.6) ; les tensions et les courants sont respectivement $U(x)$ et $I(x)$ à l'entrée, $U(x+dx)$ et $I(x+dx)$ à la sortie [37].

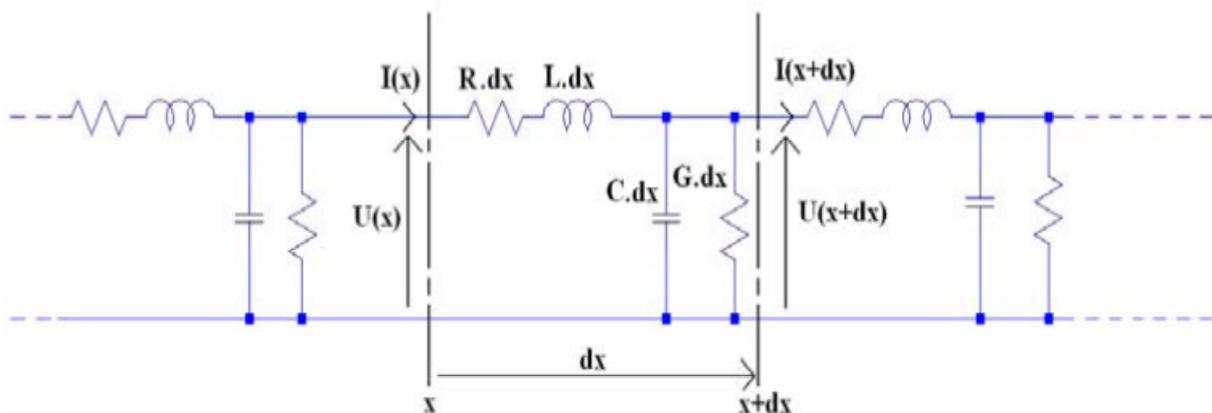


Figure II.6. Tronçon élémentaire d'une ligne de transmission

A partir de la figure II.6, nous pouvons écrire l'équation des courants et celle des tensions :

• Équations des courants :

$$I(x) = I(x + dx) + (G + jC\omega)dx U(x + dx) \quad (\text{II-8})$$

Soit :

$$\frac{I(x+dx)-I(x)}{dx} = -(G + jC\omega)U(x + dx) \quad (\text{II-9})$$

Si $dx \rightarrow 0$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -(G + jC\omega)U(x) \quad (\text{II-10})$$

• Équations des tensions :

$$U(x) = U(x + dx) + (R + jL\omega)dx I(x) \quad (\text{II-11})$$

D'où:

$$\frac{U(x+dx)-U(x)}{dx} = -(R + jL\omega)I(x) \quad (\text{II-12})$$

$$\text{Si } dx \rightarrow 0 \quad \frac{dU(x)}{dx} = -(R + jL\omega)I(x) \quad (\text{II-13})$$

En dérivant la relation (II-13), on obtient :

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2} = -(R + jL\omega) \frac{dI(x)}{dx} \quad (\text{II-14})$$

En insérant (II-10)

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)U(x) \quad (\text{II-15})$$

$U(x)$ est une solution de l'équation:

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2} - (R + jL\omega)(G + jC\omega)U(x) = 0 \quad (\text{II-16})$$

Soit :

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2} - \gamma^2 U(x) = 0 \quad (\text{II-17})$$

En posant:

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (\text{II-18})$$

Avec : γ exposant de propagation qui se décompose en fonction des constantes : α et β , définis comme suit :

✓ α : constante d'atténuation ou coefficient d'affaiblissement qui fournit l'atténuation linéique de la ligne $e^{-\alpha x}$ en fonction de la distance x . Il s'exprime en Neper/m.

On calcule souvent l'atténuation d'une onde en dB/m (Np/m) :

$$\alpha_{dB} = 20. \log(e^{-\alpha}) = -8,68. \alpha \text{ (np/m)}. \quad (\text{II-19})$$

✓ β : constante de propagation ou coefficient de phase (rad/m).

De même on peut écrire pour le courant :

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \quad (\text{II-20})$$

Pour définir une ligne bifilaire à partir de sa matrice de transfert, on utilise les notations représentées dans la figure II.7.

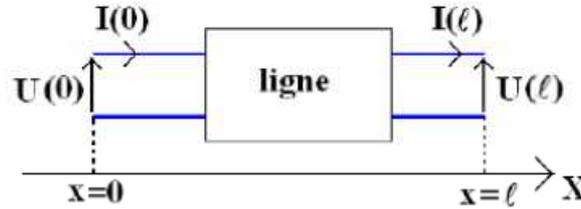


Figure II.7. Quadripôle d'une ligne bifilaire

Les solutions des équations (II-17) et (II-20), en posant U_+ , U_- , I_+ et I_- ; les solutions particulières, sont :

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{\gamma x} \quad (\text{II-21})$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (\text{II-22})$$

Pour les points d'abscisse $x = 0$ et $x = l$, on peut alors écrire :

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{z_c} e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{z_c} & -\frac{1}{z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Où Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne.

En insérant (II-24) dans (II-23) on obtient la matrice de transfert de la ligne:

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & -z_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

De cela, on peut déduire que ces équations caractérisent deux phénomènes de propagation dans deux directions opposées.

Une ligne de transmission est caractérisée aussi par :

❖ Coefficient de transmission

Le coefficient de transmission est par définition le rapport entre l'onde de tension transmise à une charge, ou à une liaison entre deux lignes, et l'onde de tension incidente (se propageant vers la charge). Pour une onde progressive de tension, on a donc :

$$T_+(x) = \frac{V(x)}{V_{0+} e^{-\gamma x}} = \frac{V_{0+} e^{-\gamma x} + V_{0-} e^{+\gamma x}}{V_{0+} e^{-\gamma x}} = 1 + \Gamma_+(x) \quad (\text{II-26})$$

Pour une onde régressive de tension, on a :

$$T_-(x) = \frac{V(x)}{V_{0-} e^{+\gamma x}} = \frac{V_{0+} e^{-\gamma x} + V_{0-} e^{+\gamma x}}{V_{0-} e^{+\gamma x}} = 1 + \Gamma_-(x) \quad (\text{II-27})$$

On en déduit la définition générale et unique du coefficient de transmission en tension :

$$T = 1 + \Gamma \quad (\text{II-28})$$

On note que la tension transmise est égale à la tension incidente plus la tension réfléchie.

❖ Rapport d'onde stationnaire ROS

On utilise l'abréviation *ROS* pour le rapport d'onde stationnaire, ou en Anglais le terme *Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)*, ce rapport se définit comme suit : [33, 38]

$$\rho = VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{II-29})$$

Dans le cas où la ligne est terminée par un court-circuit ou ouverte :

$$|\Gamma| = 1 \rightarrow \rho = \infty \quad (\text{II-30})$$

Si la ligne est chargée par une impédance de même valeur que son impédance caractéristique, on peut écrire :

$$|\Gamma| = 0 \rightarrow \rho = 1 \quad (\text{II-31})$$

En pratique, on exprime :

$$|\Gamma|_{dB} = 20 \log |\Gamma| \quad (\text{II-32})$$

$$\rho_{dB} = 20 \log(\rho) \quad (\text{II-33})$$

II.3.2.3. Puissance de ligne

Dans le cas où l'origine des abscisses est prise au récepteur et l'axe orienté du récepteur vers le générateur comme indique la figure II.8, la tension et le courant en tout point d'abscisse x ($\forall x \in [0, l_0]$) de la ligne s'écrit par : [38]

$$V(x) = V_i \cdot [\exp(\gamma \cdot x) + \Gamma_R \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \quad (\text{II-34})$$

$$I(x) = I_i \cdot [\exp(\gamma \cdot x) - \Gamma_R \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \quad (\text{II-35})$$

Où V_i, I_i : tension et courant à la sortie du générateur.

Γ_R : Coefficient de réflexion au niveau de la charge ($x = 0$).

γ : Constante de propagation du signal.

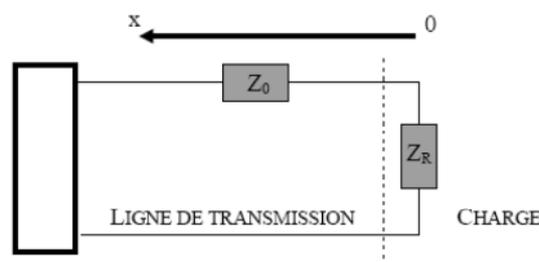


Figure II.8. Orientation d'une ligne de transmission.

Par définition, la puissance active en un point de ligne est donnée par :

$$P(x) = \frac{1}{2} \text{Re}[V(x) \cdot I(x)^*] \quad (\text{II-36})$$

En utilisant ces trois équations précédentes, l'expression de la puissance en un point quelconque d'abscisse x , s'écrit alors :

$$P(x) = \frac{|V_i|^2}{2Z_0} \left[\exp(2\alpha \cdot x) - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-2\alpha \cdot x) \right] \forall x \in [0, l_0] \quad (\text{II-37})$$

II.4. UTILISATION DES PARAMÈTRES S_{ij}

II.4.1. Définition

Cette méthode est essentiellement utilisée pour les câbles coaxiaux. Les paramètres S_{ij} sont souvent utilisés dans le domaine des radio fréquences et des micro-ondes. Ils permettent, par analogie avec les lignes de transmission, de définir un quadripôle en terme de transmission et de réflexion [33, 37].

Le principe de cette méthode est le suivant : soit un quadripôle parcouru par des ondes directes (*entrantes*) et des ondes inverses (*sortantes*). Dans ce quadripôle, elle représente la matrice S (*Scattering*) ou matrice de répartition comme le montre la figure II.9.

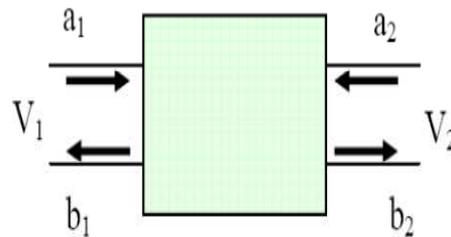


Figure II.9. Conventions utilisées pour le quadripôle (répartition des paramètres S).

La matrice reliant les ondes émergentes b_1 et b_2 aux ondes incidentes a_1 et a_2 s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

Ce qui donne :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{II-39})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{II-40})$$

Les paramètres S_{ij} de la matrice dans la formule II-38 sont appelés *paramètres « S »*.

II.4.2. Signification physique des paramètres S

La signification des paramètres S est la suivante :

✓ Facteur de réflexion d'entrée S_{11} qui se calcule par :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{II-41})$$

✓ Facteur de transmission S_{21} qui se calcule par :

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{II-42})$$

✓ Coefficient de réflexion de sortie S_{22} , qui se calcule par :

$$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad (\text{II-43})$$

✓ Coefficient de transmission inverse de la ligne S_{12} , qui se calcule par :

$$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad (\text{II-44})$$

II.4.3. Intérêt des paramètres S

Il existe pour l'étude des quadripôles linéaires d'autres paramètres bien connus : paramètres (Z, Y, H) représentant respectivement l'impédance de la ligne, l'admittance de la ligne et le paramètre hybride. La détermination expérimentale de ces paramètres exige des mesures en court-circuit ou en circuit ouvert.

Au-delà de 100 MHz, la condition circuit ouvert (impédance infinie) est difficile à réaliser ; quant à la mise en court-circuit, elle entraîne souvent l'oscillation du montage.

Au contraire, les mesures des paramètres S se font sur entrée et sortie adaptées et n'entraînent pas des difficultés. La connaissance des paramètres S permet en outre de calculer simplement les grandeurs le plus communément recherchées : puissance, gain ou atténuation, facteur de réflexion sur un accès, impédance d'entrée. Leur intérêt pratique est donc grand [33].

II.5. ADAPTATION GÉNÉRATEUR-RÉCEPTEUR

Le but d'une ligne de transmission est de propager le maximum de puissance du générateur vers le ou les récepteurs. Ce problème se pose et se résout au niveau du générateur et du récepteur. Il faut, en effet, que:

- D'une part, le générateur puisse transmettre le maximum de puissance à la ligne,
- D'autre part, le récepteur reçoit de la ligne le plus possible de cette puissance.

Soit une ligne de transmission, d'impédance caractéristique Z_C , reliant un générateur de tension V_G et d'impédance interne Z_G , à une charge (récepteur) Z_R [38].

II.5.1. Condition d'adaptation du générateur

Soit $Z_E = R_E + j. X_E$, l'impédance d'entrée de la ligne. Cela signifie que tout se passe comme si le générateur était fermé sur Z_E . La puissance active P fournie par le générateur à la ligne est de la forme :

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}(V_E \cdot I_E^*) = \frac{1}{2} \text{Re}(Z_E \cdot I_E \cdot I_E^*) = \frac{1}{2} \text{Re} \cdot |I_E|^2 \quad (\text{II-45})$$

Avec V_E : tension aux bornes de Z_E et I_E : courant circulant dans Z_E .

Le courant I_E peut s'écrire par :

$$I_E = \frac{V_G}{Z_E + Z_G} \quad (\text{II-46})$$

En réinjectant ce courant dans l'expression de P (II-45), il apparaît facilement que la puissance active est maximale lorsque la condition suivante est vérifiée :

$$Z_E = Z_G^* \quad \text{Soit} \{R_E = R_G \text{ et } X_E = -X_G\} \quad (\text{II-47})$$

II.5.2. Condition d'adaptation du récepteur

La puissance active en un point d'une ligne, d'abscisse x , a pour expression : [25]

$$P(x) = \frac{|V_i|^2}{2Z_c} [\exp(2\alpha \cdot x) - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-2\alpha \cdot x)] \quad \forall x \in [0, l_0] \quad (\text{II-48})$$

Soit au niveau du récepteur:

$$P(0) = \frac{|V_i|^2}{2Z_c} [1 - |\Gamma_R|^2] \quad \forall x \in [0, l_0] \quad (\text{II-49})$$

Il est donc évident que la puissance active au niveau du récepteur est maximale lorsque le coefficient de réflexion est nul; c'est à dire:

$$Z_c = Z_R \quad (\text{II-50})$$

Remarque

La réflexion d'un signal mal maîtrisée peut entraîner la destruction de générateur. Il faudra donc adapter la ligne pour ne pas avoir de réflexion. Donc pour une ligne adaptée, il faut réaliser la condition : $Z_R = Z_c$. Avec Z_R l'impédance de la charge et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne.

II.6. TRANSPORT ET DISTRIBUTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

La théorie des lignes de transmission est également utilisée pour la modélisation des lignes de transport d'énergie.

Ces lignes de transport d'énergie véhiculent des signaux à 50 Hz ou 60 Hz, ce qui permet de quantifier les paramètres linéiques de ces câbles en BF. Les modèles cessent alors d'être valides lorsque ces câbles sont soumis à des signaux dont les fréquences sont plus élevées.

On peut alors aborder une autre modélisation des câbles électriques qui se fait selon le nombre des conducteurs et de leur nature (blindé ou non blindé).

Les figures II.10, II.11, II.12 et II.13 montrent les formes géométriques et les caractéristiques de quelques câbles électriques : [39, 41].

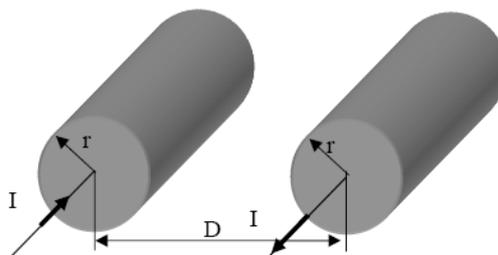


Figure II.10. Caractéristiques géométriques d'une ligne bifilaire.

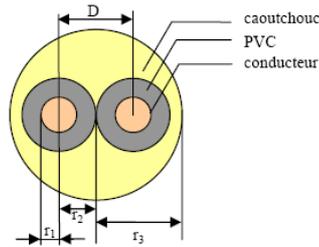


Figure II.11. Caractéristique géométrique d'un câble de deux conducteurs non blindés.

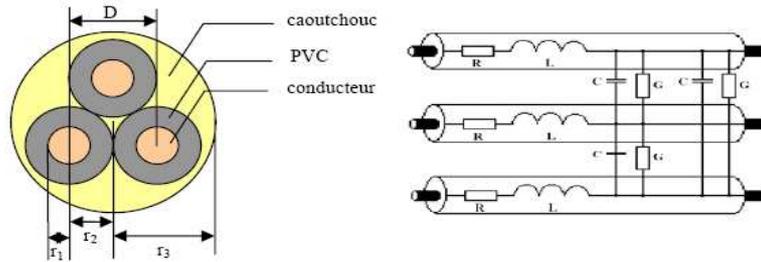


Figure II.12. Caractéristique géométrique d'un câble de trois conducteurs non blindé et leur schéma équivalent.

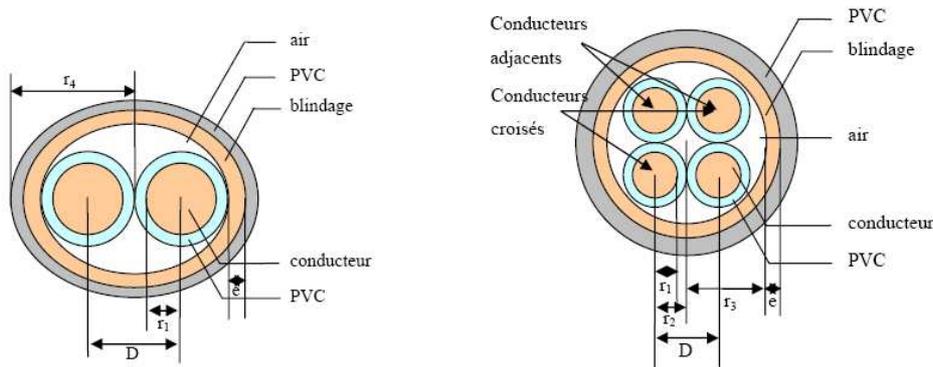


Figure II.13. Caractéristique géométrique des câbles blindés.

II.6.1. Effet pelliculaire et de proximité

On appelle *effet de peau électrique* ou *effet pelliculaire* : le phénomène, qui en courant alternatif, tend à concentrer le courant à la périphérie du conducteur (Figure II.14). Le courant n'est alors plus uniforme dans la section du conducteur considérée. On détermine l'épaisseur de peau δ en utilisant la relation (II-51). L'apparition de l'effet de peau dans les conducteurs du câble va entraîner l'augmentation de la résistance linéique en fonction de la fréquence.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \tag{II-51}$$

Avec : μ : la perméabilité du milieu,
 σ : la conductivité du matériau,
 f : la fréquence.

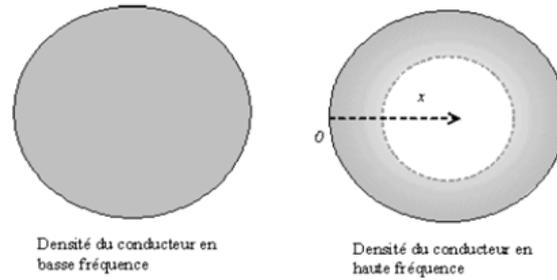


Figure II.14. Effet de peau dans un conducteur.

La résistance par unité de longueur (en Ω/m) de chaque conducteur de conductivité σ , à la fréquence f , est approximée par la relation :

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[r^2 - \left[r - \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \right]^2 \right]} \quad (\text{II-52})$$

On appelle *effet de proximité*, (Figure II.15) le phénomène qui apparaît entre deux conducteurs et qui entraîne une concentration du courant sur les périphéries les plus proches de chaque conducteur (ou plus éloignées suivant les sens des courants).



Figure II.15. Répartition de la densité de courant dans un câble bifilaire due aux effets de Peau et de proximité.

II.6.2. Différents types de lignes de transmission

La figure II.16 décrit quelques topologies classiques de lignes de transmission. Le câble coaxial est utilisé pour relier des systèmes entre eux et peut supporter des puissances élevées de plusieurs centaines de Watts. Il est limité à des fréquences de 110 GHz. actuellement du fait des dimensions qui deviennent alors microniques et nécessitent des précisions d'usinage extrêmes, la ligne micro-ruban est utilisée à l'intérieur des systèmes. Sa structure planaire permet le montage de transistors ou de puces en surface. Le guide d'onde coplanaire est également une structure planaire, il possède l'avantage par rapport à la ligne micro-ruban d'être moins dispersif (la permittivité effective reste constante sur une plus large bande de fréquence), mais demeure des dimensions transversales plus importantes.

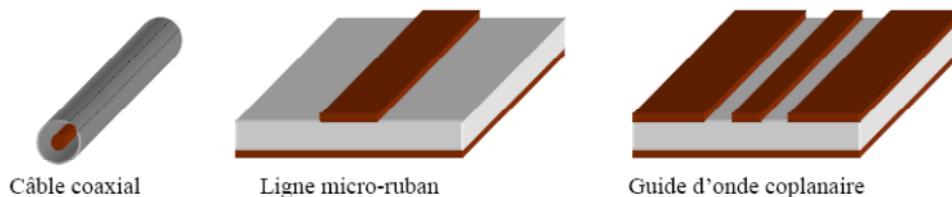


Figure II.16. Quelques lignes de propagation classiques.

Pour des fréquences supérieures à la centaine de GHz, pour lesquelles on trouve essentiellement des applications radar ou spatiales, on utilise principalement les guides d'onde, rectangulaires ou cylindriques, du fait de leurs meilleures propriétés électriques ou mécaniques (Figure II.17) [32].



Figure II.17. Guides d'onde.

Remarque

La ligne de propagation idéale est la ligne coaxiale, de structure cylindrique dont le conducteur véhiculant les charges primaires correspond à l'axe du cylindre (âme du câble), et dans laquelle les charges induites sont transportées à la périphérie (blindage du câble). Dans cette structure, le blindage assure un isolement électrostatique total de l'âme par rapport au monde extérieur. Il en résulte que tout le courant de retour est véhiculé par le blindage.

II.7. APPLICATIONS DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

II.7.1. Historique

L'intérêt pour les fréquences micro-ondes est apparu pour un grand nombre de raisons. La plus basique est le besoin toujours croissant de bandes spectrales pour les applications radiofréquences et toutes les applications pour lesquelles seules les fréquences micro-ondes peuvent être utilisées. La bande de fréquence 1 GHz à 1 THz contient 1000 fois la bande de fréquence DC-1 GHz, on comprend ainsi pourquoi les fréquences micro-ondes sont si largement utilisées dans un contexte de besoin croissant de nouvelles plages de fréquence.

Au départ, durant la seconde guerre mondiale et les années qui suivirent, l'ingénierie micro-onde était synonyme d'ingénierie Radar (Radio Detection And Ranging) du fait du fort développement de système micro-ondes impulsé par le besoin de radars à très haute résolution capables de détecter et de localiser les avions. Les radars actuels, sous leurs diverses formes, anti-missiles, anti-feu, météo, guidage de missiles, contrôle du trafic des aéroports, etc..., représente encore une utilisation majeure des micro-ondes.

Plus récemment, les fréquences micro-ondes ont commencé à être largement utilisées dans les systèmes de communication dans des domaines d'applications aussi variés que : [42]

- l'aéronautique avec le radar et le radioaltimètre,
- les télécommunications avec les faisceaux hertziens,

- la radiotéléphonie cellulaire avec le téléphone portable,
- la télévision par satellite, etc....

II.7.2. Généralités sur les ondes électromagnétiques

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu caractérisé par ses paramètres électriques ε et magnétiques μ est gérée par les équations de Maxwell. Il s'agit bien d'un système d'équations reliant le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et les caractéristiques du milieu de propagation. Ce système d'équation peut être formulé comme suit [43] :

➤ Équation de Maxwell - Faraday :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-53})$$

➤ Équation de Maxwell - Ampère :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \mu \vec{J} \quad (\text{II-54})$$

➤ Loi de Gauss:

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II-55})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-56})$$

Pour le cas particulier du régime harmonique, les équations de Maxwell prennent la forme suivante :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - j \omega \vec{B} \quad (\text{II-57})$$

$$\vec{B} = j \omega \mu \vec{D} + \mu \vec{J} \quad (\text{II-58})$$

Où :

- \vec{E} et \vec{H} sont respectivement les champs électrique et magnétique au point M de l'espace,
- \vec{D} et \vec{B} sont respectivement les champs d'inductions électrique et magnétique au point M,
- ρ et \vec{J} sont respectivement la densité de charge et le vecteur de densité du courant au point M.

➤ Équations du milieu

Au système d'équations de Maxwell, on associe les relations du milieu, elles mettent en évidence l'interaction entre les grandeurs électromagnétiques (E , H et J) et les propriétés intrinsèques du milieu. Ces équations sont données par : [44]

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II-59})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II-60})$$

$$\vec{j} = \delta \vec{E} \quad (\text{II-61})$$

Avec : ε : permittivité du milieu (F/m),

μ : perméabilité magnétique du milieu (H/m),

δ : conductivité électrique du milieu (S/m).

Toute énergie se transmet sous la forme d'une onde (Figure II.18). Une onde électromagnétique est de fait un transfert d'énergie électrique et d'énergie magnétique, avec les paramètres suivants :

- En champ proche : les champs électriques et magnétiques se propagent indépendamment l'un de l'autre.
- En champ lointain : les champs électriques et magnétiques sont intimement liés.
- Déplacement : 300 000 km/s = vitesse de la lumière (c).
- Fréquence f (Hz), une onde EM transporte une quantité d'Énergie proportionnelle à la fréquence d'oscillation (plus f est grande plus l'énergie transférée est importante).
- Longueur d'onde : est la distance que parcourt l'onde pendant une période elle est mesurée en unité de longueur.

$$\lambda = c/f \quad (\text{II-62})$$

Avec c la vitesse des signaux et f leur fréquence.

Lorsqu'une onde passe d'un milieu d'impédance Z_1 à un milieu Z_2 , on calcule les intensités des ondes réfléchies dans le milieu 1 (indice 1r) et transmises dans le milieu 2 (indice 2t) par : [44, 45]

$$E_{1r} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} E_1 \quad E_{2t} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E_1 \quad (\text{II-63})$$

$$E_{1r} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} E_1 \quad H_{2t} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_1 \quad (\text{II-64})$$

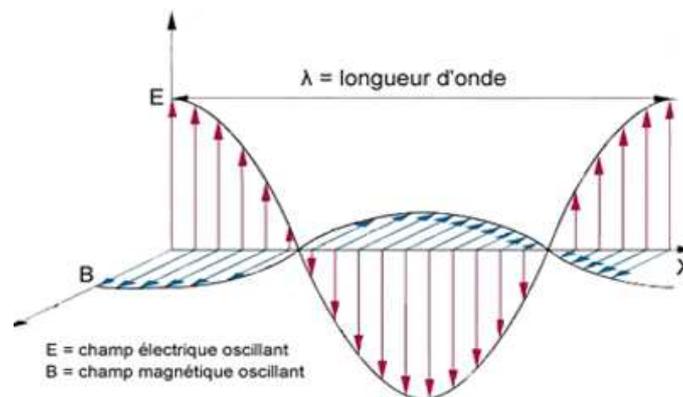


Figure II.18. Onde sinusoïdale électrique se déplaçant en direction perpendiculaire par rapport à l'onde magnétique dans la direction de la propagation

II.7.3. Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique est la décomposition du rayonnement électromagnétique selon ses différentes composantes (fréquence et longueur d'onde). Seule une petite portion du spectre est visible par l'œil humain, c'est la lumière visible, la plus connue des ondes électromagnétiques.

Les propriétés des ondes électromagnétiques diffèrent selon la quantité d'énergie possédée. La figure II.19 représente le spectre des différentes ondes électromagnétiques et ses applications.

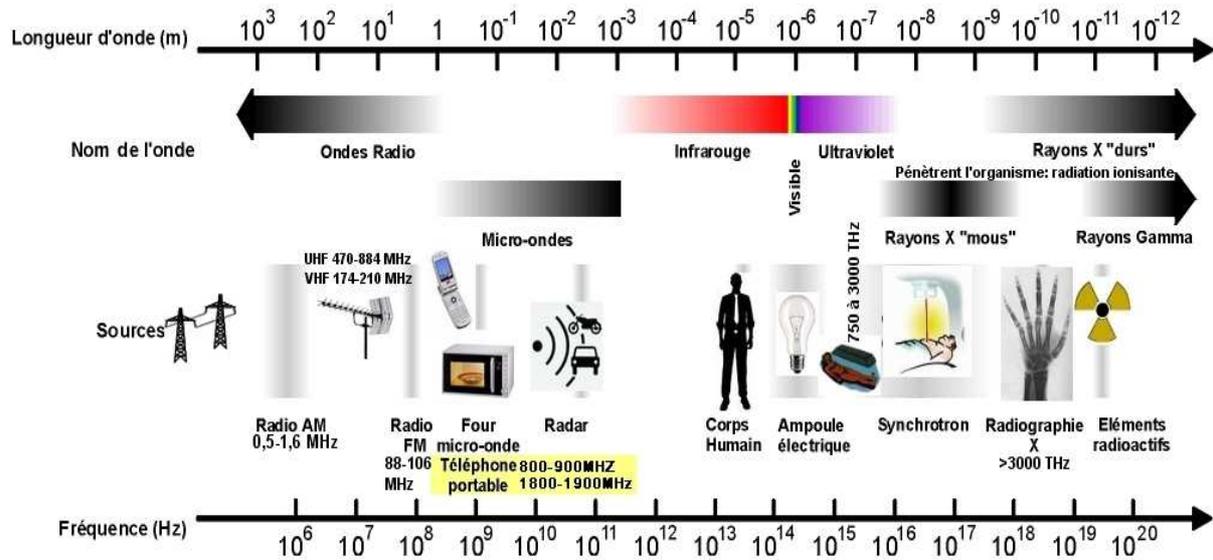


Figure II.19. Spectre électromagnétique.

Le tableau II.1 résume différentes ondes électromagnétiques et leur application.

Tableau II.1. Ondes électromagnétiques et leur application [45].

Onde électromagnétique	Fréquence (f)	Longueur d'onde	Application/utilisation
Rayons X	> 300 THz	< 100 nm	Imagerie médicale radiographie
Rayon UV	750 à 3000THz	400 nm à 100 nm	Banc solaire, détection des faux billets
Lumière visible	385 THz à 750 THz	780 nm à 400 nm	Vision humaine, éclairage laser
Infrarouge IR	03 THz à 385 THz	1 mm à 780 nm	Chauffage, système de surveillance et de détection, bluetooth
Fréquence extrêmement hautes (E H f)	30 GHz à 300 GHz	0,01 m à 1 mm	Radar, communication par satellite
Fréquence super hautes (SHF)	3 à 30 GHz	0,1 m à 0,01 m	Radars, Alarmes anti- intrusion

Fréquence ultrahautes (UHF)	0,3 à 3 GHz	1 à 0,1 m	Télévision, radars téléphone mobiles, micro-ondes
Très haute fréquences (VHF)	30 à 300 MHz	10 à 1m	Télévision, Radio FM
Haute fréquences	3 à 30 MHz	100 à 10 m	Soudage-collage
Fréquence moyennes (MF)	0,3 à 3 MHz	1 km à 100 m	Radiodiffusion MO, PO, diathermie médicale
Basses fréquence	30 à 300 kHz	10 à 1 km	Radiodiffusion GO, Fours à induction
Très basses fréquence (VLF)	3 à 30 kHz	100 à 10 km	Radiocommunications
Fréquence Audio (VF)	0,3 à 3 kHz	1000 à 100 km	Transmission des données vocales, chauffage par induction
Extrêmement basses fréquence	3 à 300Hz	100000 à 1000 km	Transport et distribution d'électricité
	50Hz	6000 km	
Champ magnétique terrestre	0Hz (continu)	infinie	Boussole

II.7.4. A partir de quelle fréquence faut-il tenir compte de la propagation?

On doit tenir compte de ce phénomène dès que la tension est suffisamment non uniforme le long d'une ligne. Analysons quelques exemples:

1- Réseau de distribution d'énergie

$$f = 50 \text{ Hz} \Rightarrow \lambda = c/f = 6000 \text{ km};$$

Dans ce cas la longueur d'onde est toujours beaucoup plus grande que la longueur des lignes utilisées dans le réseau électrique et on peut considérer que la tension est toujours uniforme. Il est donc inutile d'introduire la notion de propagation sur le réseau de distribution électrique.

2- Réseau de Télécommunications

$$\text{Réseau informatique Ethernet 10 BT : } f = 10 \text{ MHz} \Rightarrow \lambda > 30 \text{ m}$$

La longueur des lignes pour un câblage en paires torsadées disposées en étoile peut varier de quelques mètres à 100 m. Elle n'est donc pas forcément petite devant la longueur d'onde. Il faut donc tenir compte de la propagation.

3- Circuits électroniques

- Basses fréquences : $f = 1 \text{ MHz} \Rightarrow \lambda > 300 \text{ m}$ taille des pistes = 10 cm.

Dans ce cas, les pistes sont toujours beaucoup plus petites que la longueur d'onde. Il est donc inutile de tenir compte des phénomènes de propagation.

- *Hautes fréquences* : $f = 10 \text{ GHz} \Rightarrow \lambda > 3 \text{ cm}$ taille des pistes = 1 cm.

Dans ce cas, la longueur des pistes est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Il est donc obligatoire de tenir compte de ces phénomènes de propagation.

II.7.5. Champ Électromagnétique

Le champ électromagnétique est une zone de l'espace dans lequel se propage une onde électromagnétique, une sorte d'un nuage invisible qui rayonne autour de tout appareil électrique en marche (ou câble dans lequel circule un courant).

II.7.5.1. Champ Électrique

Les charges électriques (électrons) génèrent des champs électriques immobiles (électricité statique) ou en mouvement (courant électrique). Le champ électrique dépend de la tension (plus la tension V sera importante, plus le champ électrique sera important).

II.7.5.2. Champ magnétique

Le courant électrique (charges électriques en mouvement) crée une induction magnétique ou champ magnétique. Le champ magnétique dépend du courant (plus la charge I sera important, plus le champ magnétique sera important).

II.7.5.3. Champs, direction de transmission, modes

Considérons une ligne de transmission constituée de deux conducteurs. Du moment qu'une tension V est appliquée et qu'un courant I circule, il s'y établit un champ électrique et un champ magnétique (Figure II.20). Non seulement ces deux champs sont perpendiculaires, mais ils sont chacun perpendiculaires aussi à la direction du courant.

La propagation de l'énergie le long de la ligne est dans ce cas appelée Transverse électromagnétique (TEM). C'est le mode de propagation de l'énergie dans les lignes de transmission usuelles.

Les flèches horizontales entre les deux conducteurs représentent le champ électrique entre ces conducteurs, dû à la différence de potentiel entre eux, et les flèches courbées autour de chaque conducteur le champ magnétique induit par le courant dans les conducteurs. Notons bien entendu que le courant circule dans les conducteurs, dans le sens des flèches en trait gras soit perpendiculairement aux deux champs (TEM).

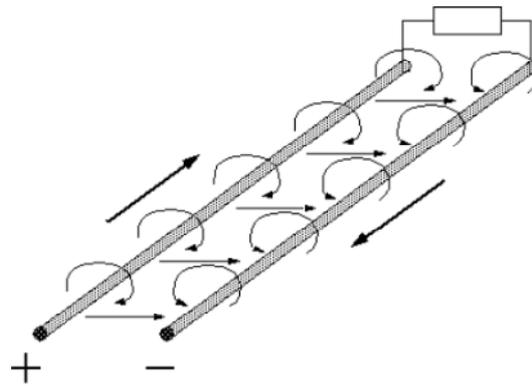


Figure II-20. Propagation de l'énergie le long d'une ligne (TEM).

II.8. CONCLUSION

Une bonne compréhension des différents facteurs responsables du bruit d'alimentation d'un système électrique, permet de mettre en place des méthodes et des modèles précis du phénomène.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de câbles, nous avons résumé la théorie des lignes de transmission qui est la base de l'étude des câbles d'énergie, et nous avons présenté le modèle de ligne bifilaire. Ensuite nous avons vu les différentes méthodes de modélisation d'un câble d'énergie, de l'effet pelliculaire et du rapport d'onde stationnaire *ROS* en particulier.

Dans cette étude on s'intéresse à l'estimation des perturbations conduite et rayonnée dans les câbles de puissance qui sera bien traité dans les prochains chapitres que ce soit du point de vue simulation ou expérimentale.

***Chapitre III : Rayonnement
électromagnétique dans les
lignes de transmission***

Chapitre III : Rayonnement Électromagnétique dans les Lignes de Transmissions

INTRODUCTION

Les exigences CEM sont de plus en plus sévères et doivent être prises en compte dès la phase de conception des dispositifs électriques ou électroniques. Pour cela, il est nécessaire de disposer de modèles traduisant le comportement électromagnétique des lignes de transmission que ce soit en émission ou en immunité.

Actuellement, des études menées concernent principalement la caractérisation des composants en émission et en immunité pour les deux modes conduite et rayonnée.

Pour compléter ces travaux, une étude estimative va être présentée dans ce chapitre dans le but d'estimer les perturbations rayonnées dans les lignes de transmission selon deux cas :

- ❖ **En immunité rayonnée** : lorsque les lignes sont soumis à une agression électromagnétique [46,47] ou on a choisi l'exemple du couplage entre les ondes électromagnétiques et les lignes de transmissions.
- ❖ **En émission rayonnée** si la ligne se comporte comme une source du champ électromagnétique, l'exemple type dans ce cas: le couplage électromagnétique entre deux lignes parallèles.

Commençant par le premier cas :

III.1. COUPLAGE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES AVEC LES LIGNES DE TRANSMISSION

Dans une installation ou bien sur un équipement électronique, les lignes de transmissions sont généralement localisées à proximité d'un plan de masse. Ainsi un champ électromagnétique perturbateur peut engendrer sur les lignes un courant et une tension parasite. Comme la sécurité d'un tel équipement dépend de l'amplitude de ces parasites, l'évaluation du risque électromagnétique passe donc par une mesure de cette amplitude (Figure III.1).

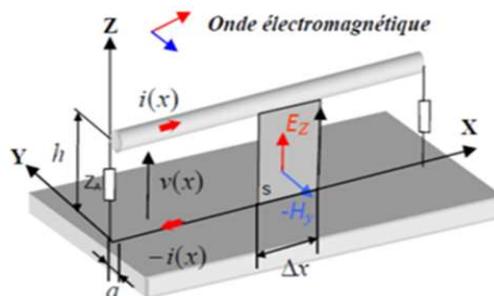


Figure III.1. Ligne de transmission excitée par une onde électromagnétique [46].

III.1.1. Rappel sur la théorie des lignes de transmission

Le principe de la théorie des lignes de transmission décrit la modélisation du couplage ou l'interaction des ondes électromagnétiques avec les lignes de transmission par des sources de tension et de courant équivalentes réparties le long de cette ligne. Ces sources calculées à partir du champ électromagnétique qui excite la ligne, traduisent l'effet du couplage de la perturbation électromagnétique engendrée au niveau de la ligne [48-50].

La théorie des lignes de transmission repose sur l'approximation des régimes quasi-stationnaires « A.R.Q.S » qui considère que dans une ligne de transmission si la variation de l'onde électromagnétique est lente par rapport au temps, nous pouvons considérer que l'onde a les mêmes valeurs en tout point de la ligne. Cette hypothèse n'est valable que si la longueur d'onde est très supérieure à la plus grande dimension de la ligne [51]. La longueur d'onde dans le vide d'une onde est liée à sa fréquence par l'équation suivante, où C est la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s) :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{III-1})$$

Pour de faibles fréquences, la longueur d'onde est largement plus grande que la longueur de la ligne de transmission, l'onde est quasiment constante en tout point de la ligne, quel que soit l'impédance de charge. Par contre, si la longueur d'onde devient inférieure à la longueur de la ligne, l'amplitude de l'onde n'est plus constante le long de la ligne, et présente des minima et maxima régulièrement espacés figure (III.2).

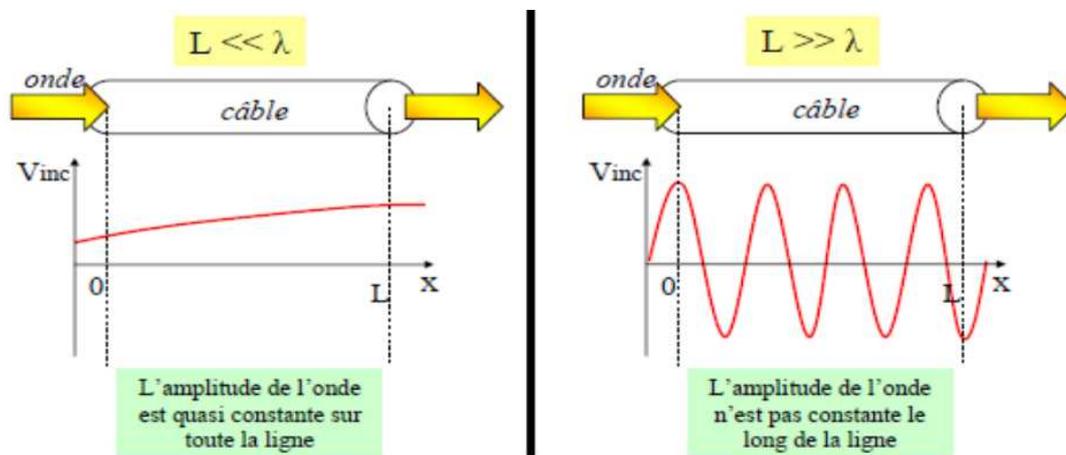


Figure III.2. Propagation d'une onde le long d'une ligne de transmission en fonction de sa longueur d'onde.

III.1.2. Trois modèles de couplage

Plusieurs approches ont été proposées pour étudier le couplage d'un champ électromagnétique avec les lignes de transmission. Selon la formule du champ électromagnétique adoptée pour décrire le couplage, il existe trois approches qui modélisent l'action du champ perturbateur par une distribution de sources de tension et de courant le long de la ligne [52, 53].

- ❖ La première approche est celle de Taylor [54] qui modélise l'influence du champ électromagnétique par des sources de tension et de courant distribuées le long de la ligne.
- ❖ La seconde approche est celle d'Agrawal qui décrit le couplage du champ électrique par des sources de tension distribuées le long de la ligne et par deux sources de tension localisées au niveau des charges [55].
- ❖ La dernière approche est celle de Rachidi [56] qui décrit seulement le couplage du champ magnétique en termes de sources de courant distribuées le long de la ligne et par deux sources de courant localisées au niveau des charges.

III.1.2.1. Approche de Taylor

Cette approche modélise l'influence du champ électromagnétique par des sources de tension et de courant distribuées le long de la ligne. La relation entre la tension et le courant total d'une part et le champ électromagnétique excitateur d'autre part est donnée par les deux équations suivantes :

$$\frac{dV(x)}{dx} + j\omega \dot{L}I(x) = V_{S1}(x) = -j\omega\mu_0 \int_0^h H_y^e(x, z) dz \quad (\text{III-2})$$

$$\frac{dI(x)}{dx} + j\omega \dot{C}V(x) = I_{S1}(x) = -j\omega\dot{C} \int_0^h E_z^e(x, z) dz \quad (\text{III-3})$$

Le schéma électrique équivalent est donné par la figure III.3.

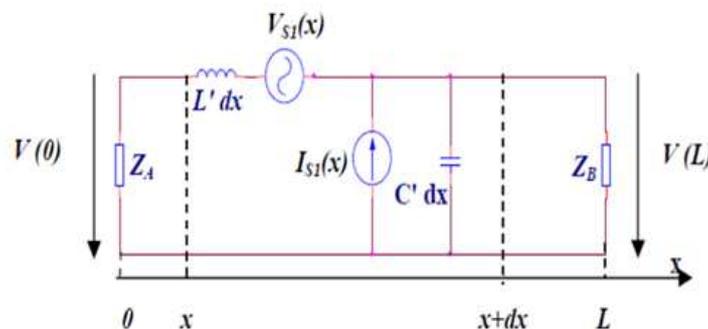


Figure III.3. Schéma équivalent du modèle de Taylor.

III.1.2.2. Approche d'Agrawal

Cette approche décrit le couplage du champ électrique par des sources de tension distribuées le long de la ligne et par deux sources de tension localisées au niveau des charges. La relation entre la tension diffusée par la ligne $V_s(x)$ et le courant total $I(x)$ d'une part et le champ électrique excitateur d'autre part est donnée par :

$$\frac{dV^s(x)}{dx} + j\omega \dot{L}I(x) = V_{S2}(x) = E_x^e(x, h) \quad (\text{III-4})$$

$$\frac{dI(x)}{dx} + j\omega \dot{C}V^s(x) = 0 \quad (\text{III-5})$$

Le schéma électrique équivalent du modèle est donné par la figure III.4.

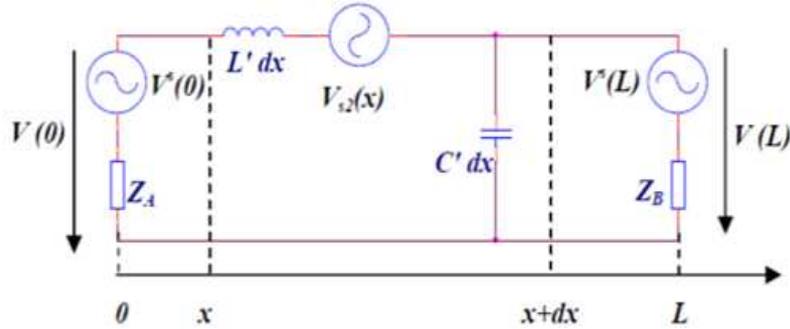


Figure III.4. Schéma équivalent du modèle d'Agrawal.

III.1.2.3. Approche de Rachidi

Cette approche décrit seulement le couplage du champ magnétique en termes de sources de courant distribuées le long de la ligne et par deux sources de courant localisées au niveau des charges.

La relation entre la tension totale $V(x)$ et le courant diffusé $I_s(x)$ d'une part et le champ magnétique exciteur d'autre part est donnée par le système d'équation suivant :

$$\frac{dV(x)}{dx} + j\omega \hat{L} I^s(x) = 0 \tag{III-6}$$

$$\frac{dI^s(x)}{dx} + j\omega \hat{C} V(x) = I_{s2}(x) = + \frac{\mu_0}{L} \int_0^H \frac{\partial H_x^e(x,z)}{\partial y} dz \tag{III-7}$$

Le schéma électrique équivalent du modèle est donné par la figure III.5.

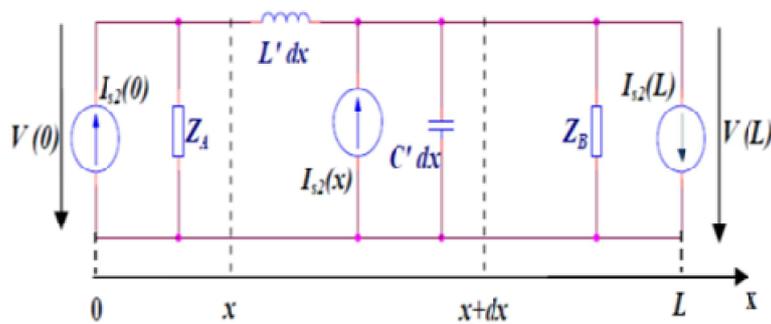


Figure III.5. Schéma équivalent du modèle de Rachidi.

III.1.3. Onde plane

En général, une onde électromagnétique peut être représentée par une fonction mathématique qui dépend de quatre variables, trois variables scalaires (x, y, z) pour indiquer la dépendance spatiale et une variable temporelle (t) pour indiquer la dépendance dans le temps. L'onde plane possède la particularité de n'avoir qu'une seule dépendance spatiale avec la dépendance temporelle [57]. Cette dépendance pour une onde plane qui se propage dans la direction (Z) est exprimée par les équations suivantes:

$$E = E_0 e^{-jKz} \tag{III-8}$$

$$H = H_0 e^{-jKz} \tag{III-9}$$

Tel que r : le vecteur de position et k : le vecteur de propagation défini par :

$$\vec{K} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y} + k_z \hat{z} \quad (\text{III-10})$$

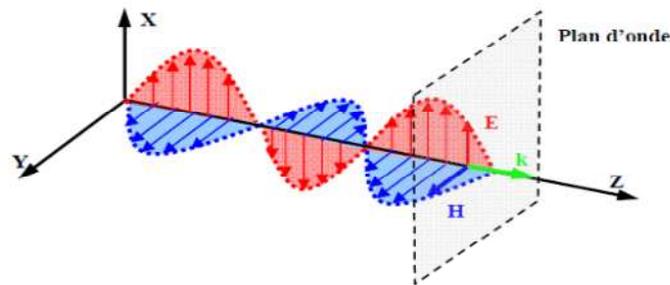


Figure III.6. Propagation de l'onde plane dans l'espace.

L'onde plane est une onde électromagnétique bien particulière qui est constituée comme toutes les ondes électromagnétiques, de la superposition d'une onde électrique et d'une onde magnétique. Elle possède certaines caractéristiques particulières telles que :

- Le front de cette onde est plan,
- L'onde plane est transverse électromagnétique (TEM). Les champs \vec{E} et \vec{H} sont transversaux, c'est-à-dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à la direction de propagation et ils sont aussi orthogonaux entre eux (Figure III.6).
- Les champs \vec{E} et \vec{H} se propagent en phase et le rapport des modules des champs électrique et magnétique représente l'impédance d'onde dans le vide. Ce rapport est constant et égal à :

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \approx 377 \Omega \quad (\text{III-11})$$

III.1.4. Excitation d'une ligne de transmission par une onde plane

La géométrie de l'excitation est décrite par la figure III.7. La ligne de longueur L et de rayon a se trouve à une hauteur h d'un plan de masse et est terminée aux deux extrémités par les impédances Z_A et Z_B . Elle est excitée par une onde plane d'amplitude E_0^{inc} .

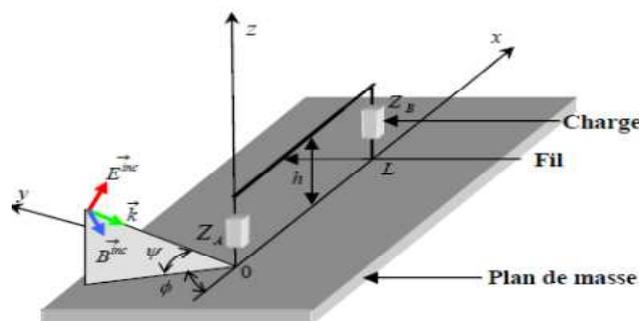


Figure III.7. Excitation d'une ligne de transmission avec une onde plane.

III.1.5. Etude Expérimentale

L'étude expérimentale a été faite dans un laboratoire spécialisé en CEM à l'institut de recherches *Xlim* de l'université de Limoges, France.

Pour bien étudier le couplage entre une onde électromagnétique et une ligne de transmission (fil au-dessus d'un plan de masse) et de tester l'immunité de ce dernier, on a choisi d'utiliser la cellule GTEM "**Gigahertz Transverse ElectroMagnetic**" (Figures III.8 et III.9) comme un moyen d'essai expérimental branché à un analyseur de réseaux de type vectoriel «module et phase» (Figure III.10) en mesurant en fonction de la fréquence la tension induite à l'extrémité de la ligne de transmission, par une onde électromagnétique EM rayonnée.

La cellule GTEM est un moyen d'essai qui peut être utilisé pour tester l'immunité rayonnée des composants. Les mesures s'effectuent en posant l'élément ou la ligne à tester à l'intérieur de la cellule où nous trouvons un conducteur médian interne "septum" terminé par des impédances adaptées. Ce dernier permet soit la collecte des signaux émis "test en émission" soit l'agression de la ligne par une onde transverse électromagnétique quasi uniforme "test en immunité". La GTEM a une forme pyramidale qui comporte des absorbants pour prévenir la réflexion des ondes [58, 59].

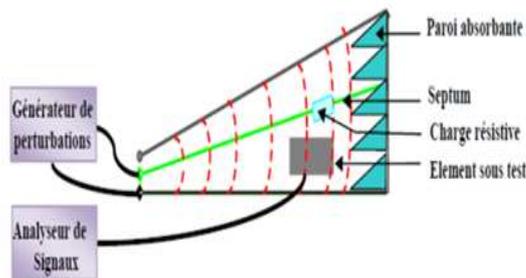


Figure III.8. Cellule GTEM en test d'immunité.



Figure III.9. Photographie de la cellule GTEM.

L'analyseur de réseau vectoriel a deux fonctions :

- ✓ Alimenter la cellule GTEM par une puissance donnée pour créer une onde EM à l'intérieur de la cellule.
- ✓ Mesurer les tensions induites à la sortie de la ligne victime.

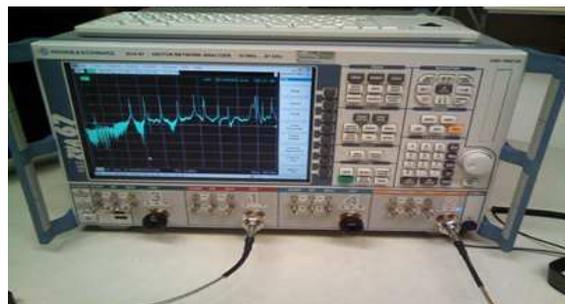


Figure III.10. Photographie de l'analyseur de réseau vectoriel.

La structure étudiée est placée à l'intérieur de la cellule GTEM. Le couplage de l'onde guidée dans la cellule GTEM, sera effectué en regardant l'influence de différents paramètres de la ligne située dans la zone de test, à savoir : la valeur de la charge à l'extrémité, hauteur de la ligne par rapport au plan de masse et la mise à la masse d'une extrémité comme il est montré sur la figure III.11.

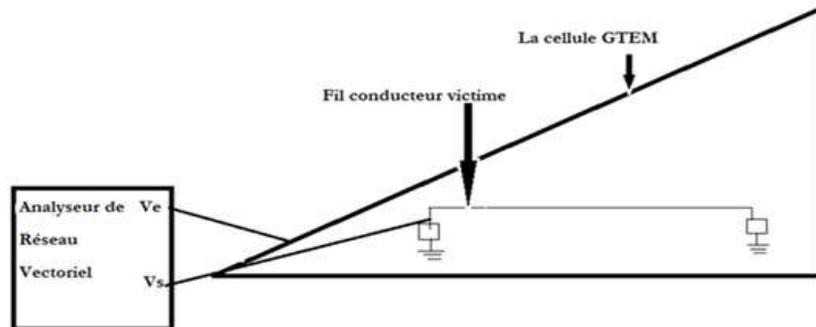


Figure III.11. Banc d'essai de test l'immunité du fil conducteur dans la cellule GTEM.

a) Essai sur un fil conducteur simple avec trois charges différentes

Nous avons effectué un essai sur un fil conducteur simple de longueur $L = 75$ cm et de rayon $R = 0,32$ mm située à une hauteur de $h = 2$ cm par rapport au plan de masse (Figure III.12). Ce fil conducteur a été agressé par une onde EM dans trois cas séparément selon la charge à son extrémité : ligne chargée sur 50Ω (l'autre extrémité est fermée sur l'impédance interne égale à 50Ω de l'analyseur de réseau), court-circuit et circuit ouvert.



Figure III.12. Photographie de l'expérience d'un fil conducteur simple à l'intérieur de la cellule GTEM au niveau de la zone de test.

La figure III.13 donne les résultats expérimentaux de la tension induite à une extrémité du fil conducteur en dB en fonction de la fréquence pour les trois cas de la charge à l'autre extrémité : 50Ω , court-circuit (cc) et circuit ouvert (co). D'après cette figure, on peut constater que :

En basse fréquence avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, le couplage de l'onde électromagnétique augmente avec le fil conducteur dans les trois cas selon l'augmentation de la fréquence et on remarque qu'on a :

- *Cas du court-circuit* : il y a un couplage inductif dû à la circulation du courant dans une boucle fermée.
- *Cas du circuit ouvert* : on a une différence de potentiel entre le fil et le plan de la masse qui va créer un champ électrique ce qui engendre un couplage capacitif qui provoque en haute fréquence des résonances importantes (couplage maximum ou résonance en quart d'onde de la ligne). C'est pour cette raison qu'il ne faut jamais mettre un câble en circuit ouvert.
- *Cas de la ligne chargée sur 50Ω* : dans ce cas, nous avons les deux types de couplages en même temps inductif et capacitif mais les deux sont minimisés par l'impédance qui se trouve à l'extrémité.

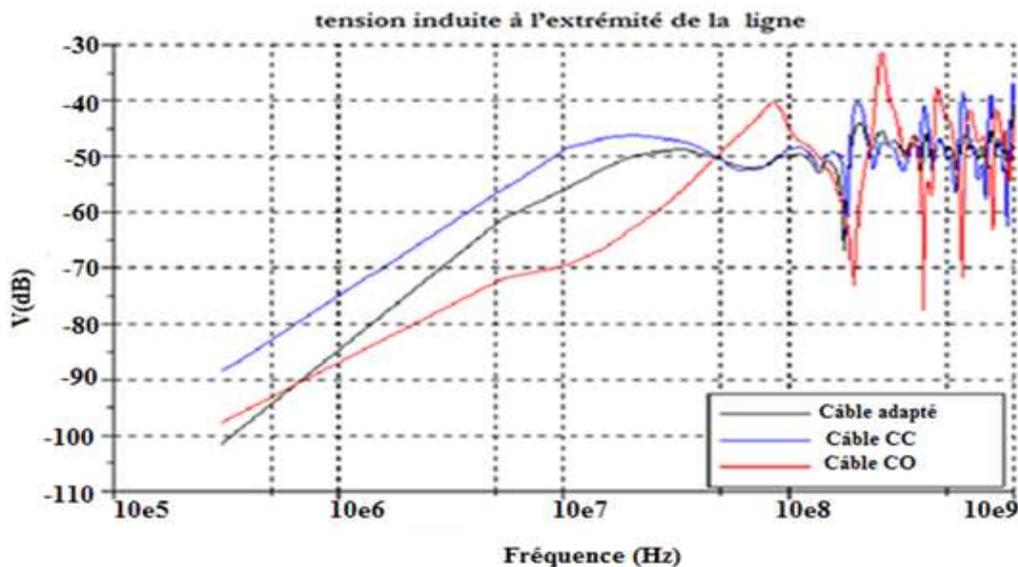


Figure III.13. Variation expérimentale de la tension induite à une extrémité du fil conducteur en dB en fonction de la fréquence pour les trois cas de la charge à l'autre extrémité : 50Ω , court-circuit (cc) et circuit ouvert (co).

Une étude théorique sur le couplage du champ électrique généré à l'intérieur de la cellule GTEM à une extrémité de ce fil conducteur simple situé au-dessus d'un plan de masse conducteur infini, a été effectuée également, en appliquant l'approche d'Agrawal et ceci suivant les trois types de charge situées à l'autre extrémité de ce fil :

- Charge 50Ω .
- Court-circuit.
- Circuit ouvert.

Il est à constater sur les courbes obtenues théoriquement représentées sur la figure III.14, que les résultats sont similaires à ceux obtenus expérimentalement (Figure III.13), et ceci dans les trois cas de configurations de la charge à l'autre extrémité de la ligne.

En basse fréquence avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, le couplage de l'onde électromagnétique avec le fil conducteur augmente dans les trois cas selon l'augmentation de la fréquence.

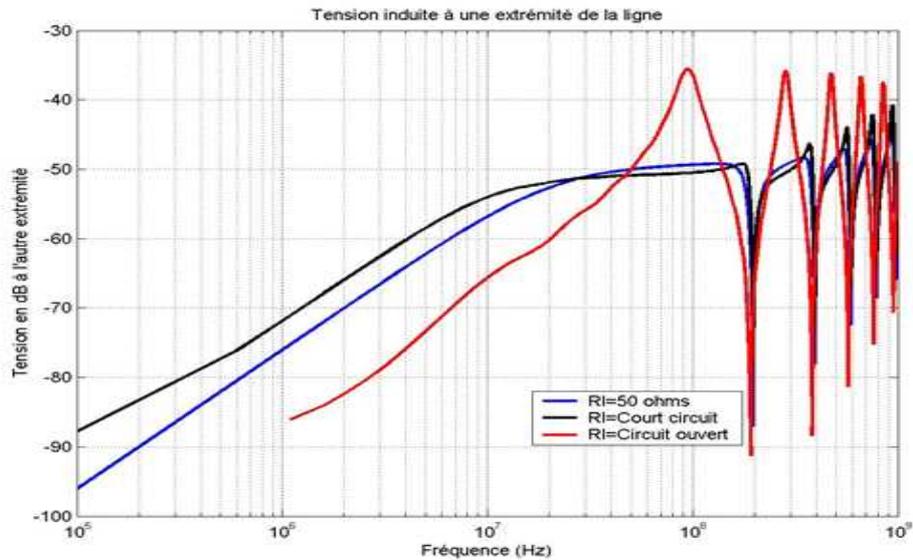


Figure III.14. Variation théorique de la tension induite à une extrémité du fil conducteur en dB en fonction de la fréquence pour les trois cas de charge située à l'autre extrémité : 50 Ω , court-circuit (cc) et circuit ouvert (co).

b) Essai sur un fil simple et un câble torsadé avec deux hauteurs différentes par rapport au plan de masse

Dans ce cas, on a placé séparément deux types de câbles le premier, un câble conducteur simple et le deuxième torsadé. Les deux fermés à leur autre extrémité sur une charge résistive de 50 Ω , avec la même longueur $L = 75$ cm et chacun a deux hauteurs différentes par rapport au plan de masse (2 cm et 9 cm) (Figure III.15), ces deux câbles sont attaqués par une onde électromagnétique dans une bande de fréquence de 300 kHz à 1 GHz.



Figure III.15. Photographie de l'expérience d'un câble torsadé de hauteur $h = 9$ cm.

Les figures III.16 et III.17 présentent le couplage de l'onde électromagnétique avec les deux câbles pour deux hauteurs : 2 cm et 9 cm. On constate dans les deux cas que l'augmentation de la hauteur provoque une augmentation de la surface de la boucle entre le câble et le plan de masse, ce qui engendre l'augmentation du couplage entre 12 à 14 dB pour les deux cas.

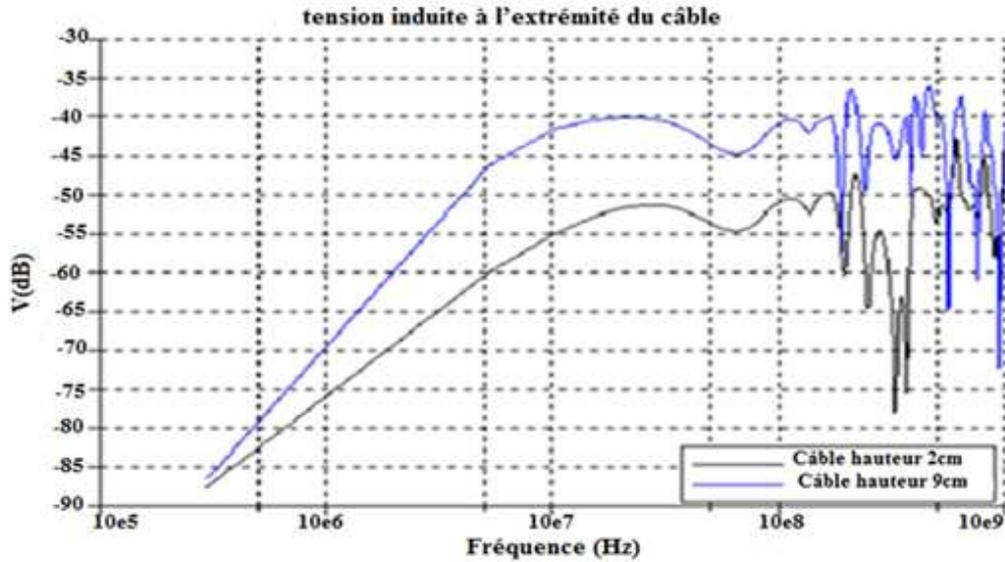


Figure III.16. Variation expérimentale de la tension induite à l'extrémité d'un câble torsadé en dB en fonction de la fréquence pour deux hauteurs $h = 2$ cm et $h = 9$ cm.

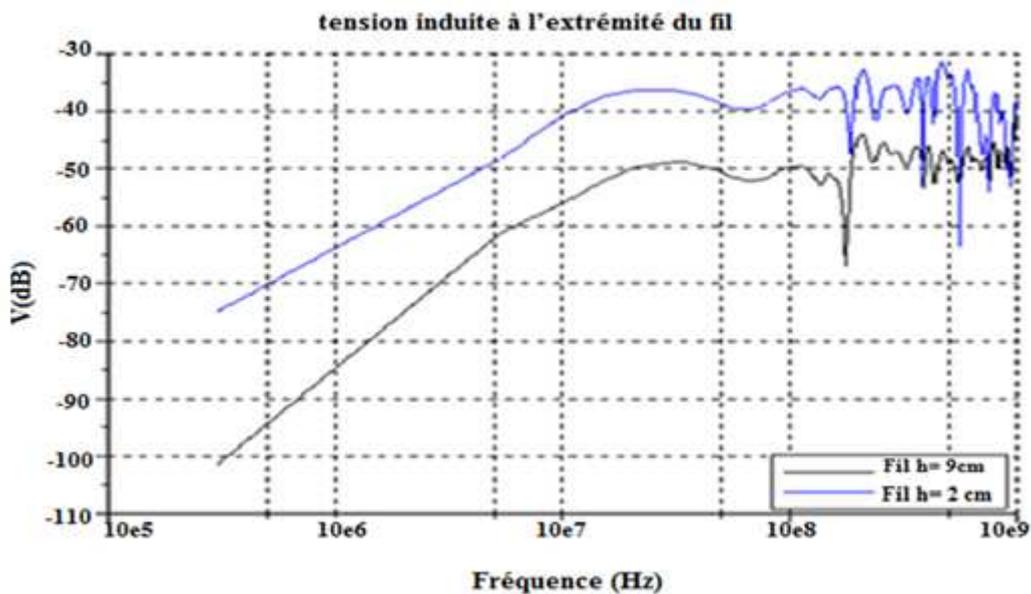


Figure III.17. Variation expérimentale de la tension induite à l'extrémité d'un fil conducteur simple en dB en fonction de la fréquence pour deux hauteurs $h = 2$ cm et $h = 9$ cm.

c) Couplage avec un câble conducteur simple avec et sans mise à la masse à l'autre extrémité

Pour voir l'importance de la mise à la masse pour une ligne agressée, on a fait deux expériences avec deux lignes simples chargées comme précédemment. La première consiste en un fil relié à la masse et le deuxième sans masse (Figure III.18).



Figure III.18. Photographie de l'expérience d'un câble simple sans masse.

D'après les résultats de mesures représentés sur la figure III.19, où l'on mesure le couplage entre l'onde électromagnétique et le conducteur, nous pouvons constater qu'en basse fréquence BF, il y a une augmentation du couplage de 10 dB avec la fréquence. Mais en haute fréquence HF, ce couplage provoque une résonance (couplage maximal ou résonance en quart d'onde de la longueur de la ligne) où la ligne se transforme sous forme d'une antenne réceptrice de l'onde électromagnétique.

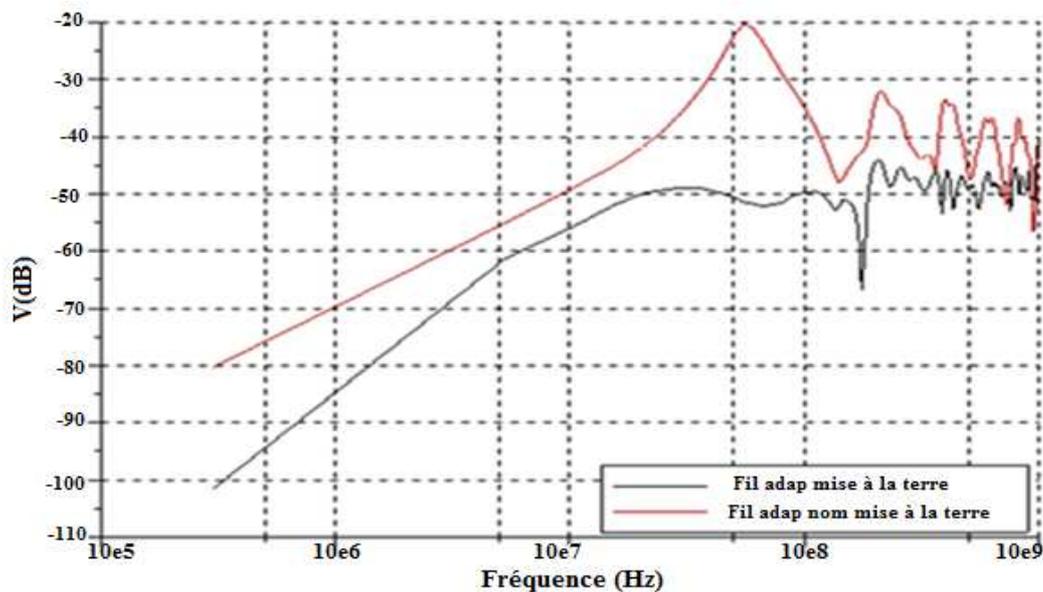


Figure III.19. Variation expérimentale de la tension induite à l'extrémité d'un fil conducteur simple chargé sur 50Ω (en dB) en fonction de la fréquence avec et sans mise à la terre.

III.2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DU COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PAR DIAPHONIE ENTRE DEUX LIGNES DE TRANSMISSION

III.2.1. Définition

Les couplages par diaphonie intéressent les phénomènes électromagnétiques engendrés par le parallélisme des lignes de transmission. Il faut préciser que le terme diaphonie trouve son origine dans le mélange des conversations téléphoniques qu'on rencontrait autrefois entre voies constituées par les paires transportant des signaux audio fréquences. L'expression équivalente anglophone (*cross talk coupling*) illustre encore mieux ce contexte.

Dans sa configuration minimale le couplage par diaphonie fait intervenir une ligne de transmission porteuse des signaux perturbateurs, une ligne victime collectant les

parasites induits et un plan conducteur commun (ou un conducteur de référence commun). Le schéma relaté sur la figure III.20 illustre la description d'un système de lignes parallèles à un plan de masse. La ligne portant l'indice 1 se trouve connectée sur une extrémité à une source productrice de perturbation, puis à l'autre extrémité sur une impédance de charge. La ligne affectée de l'indice 2 est connectée aux deux extrémités sur des impédances qui collectent les tensions induites lors du couplage [60, 61].

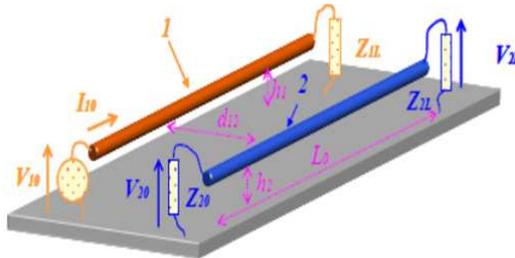


Figure III.20. Couplage par diaphonie [60].

Les paramètres portés sur le schéma de la figure III.20 sont les suivants :

L_0 : Dimension longitudinale des lignes (nous supposons qu'elles sont identiques);

h_1, h_2 : Hauteurs respectives de la ligne 1 et 2 au-dessus du plan de référence;

d_{12} : Éloignement des conducteurs;

I_{10} : Courant injecté par la source de perturbations;

V_{10} : Tension appliquée par la source de perturbations;

Z_{10} : Impédance de charge de la ligne génératrice du couplage par diaphonie;

Z_{20} et Z_{2L} : Impédances de charge de la ligne collectant les perturbations par diaphonie

V_{20} : Tension induite par para diaphonie (*near end crosstalk voltage*);

V_{2L} : Tension induite par télé diaphonie (*far end crosstalk voltage*).

III.2.2. Description du phénomène du couplage par diaphonie

La longueur d'onde λ (en mètre) s'exprime en fonction de la vitesse v de propagation des signaux et de la fréquence selon la relation (III-1) : nous respectons l'hypothèse quasi statique $\lambda \gg L_0$.

Un courant injecté dans la ligne émettrice notée 1 parcourt le conducteur pour retourner vers la source par le plan de masse. Ce courant provoque alors un champ magnétique qui engendre dans le conducteur 2, un flux magnétique. Puisque le courant est animé de variations harmoniques en fonction de la variable temps, les variations du flux engendrent sur le conducteur 2 une f.e.m induite évoluant proportionnellement à la fréquence lorsque $\lambda \gg L_0$.

Si on applique une tension V_{10} sur la ligne émettrice, un champ électrique prend naissance. Ce champ, par influence électrostatique, provoque des charges induites sur le

conducteur 2. Puisque V_{10} subit des variations harmoniques, ces charges induites donnent lieu à un courant induit sur la ligne 2 devenant proportionnel à la fréquence.

L'affaiblissement de la diaphonie est le rapport des tensions mesurées aux bornes de ces deux lignes V_{20}/V_{10} .

Pour satisfaire les hypothèses de la théorie des lignes de transmission, nous respectons les conditions suivantes :

$$h_1, h_2, d_{12} \ll L_0 \quad (\text{III-12})$$

$$\lambda \gg h_1, h_2, d_{12} \quad (\text{III-13})$$

Sous ces hypothèses, les paramètres linéiques de couplage sont obtenus par les relations analytiques correspondant à l'inductance linéique propre L_{11} de la ligne 1 et L_{22} pour la ligne 2. Tandis que les inductances mutuelles L_{12} et L_{21} , supposées identiques dans notre travail, sont les inductances linéiques caractérisant le couplage magnétique introduit entre les deux lignes 1 et 2. Toutes ces inductances linéiques sont données en H/m dans les relations suivantes: [62].

$$L_{11} = \frac{\mu_0}{2\pi} \log \left[\frac{4h_1}{d_1} \right] \quad (\text{III-14})$$

$$L_{22} = \frac{\mu_0}{2\pi} \log \left[\frac{4h_2}{d_2} \right] \quad (\text{III-15})$$

$$L_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \log \left[\frac{D_{12}}{d_{12}} \right] \quad (\text{III-16})$$

Avec D_{12} : la distance liant un conducteur à l'image électrique de l'autre conducteur qui est calculée par:

$$D_{12} = \sqrt{d_{12}^2 + 4h_1h_2} \quad (\text{III-17})$$

Dans l'hypothèse de conducteurs contenus dans l'air, les coefficients de la matrice capacité se déduisent aisément par inversion de la matrice inductance. L'application de la théorie des lignes de transmission à des conducteurs immergés dans l'air nous donne la relation suivante :

$$C = \mu_0 \varepsilon_0 (L)^{-1} \quad (\text{III-18})$$

Dans ce cas les coefficients de la matrice capacité prennent pour expressions approchées :

$$C_{11} = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\log \left[\frac{4h_1}{d_1} \right]} \quad (\text{III-19})$$

$$C_{22} = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\log \left[\frac{4h_2}{d_2} \right]} \quad (\text{III-20})$$

$$C_{12} = C_{21} = -2\pi\varepsilon_0 \frac{\log \frac{D_{12}}{d_{12}}}{\log \left[\frac{4h_1}{d_1} \right] \log \left[\frac{4h_2}{d_2} \right]} \quad (\text{III-21})$$

Avec : d_1 et d_2 les diamètres respectivement des conducteurs 1 et 2 exprimés en mètre.

L'impédance caractéristique de la ligne Z_{c1} s'écrit de la manière suivante :

$$Z_{C1} = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}}} \quad (\text{III-22})$$

Donc Les couplages en champ électrique ou champ magnétique peuvent être représentés respectivement par des liaisons capacitives ou des mutuelles inductances, on parle alors de phénomènes de diaphonie capacitive ou diaphonie inductive, selon qu'elle a pour origine une variation de tension ou une variation de courant (Figure III.21) [67-70].

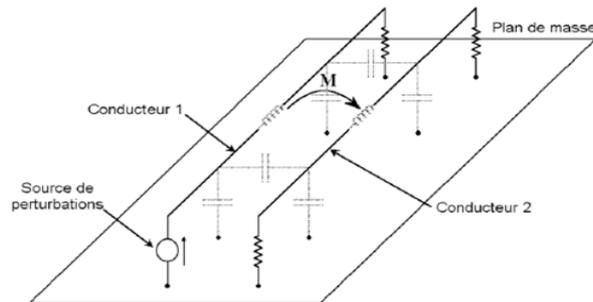


Figure III.21. Couplage en champ proche.

Suivant la bande de fréquences étudiée, le couplage se manifeste de deux manières:

❖ Couplage Basse Fréquence

En basse fréquence ($L < \lambda/4$), les lignes peuvent être considérées comme des circuits localisés couplés. Dans ce cas, on néglige tout phénomène de propagation et on peut s'appuyer sur les théories classiques des lignes couplées vues dans la littérature.

Il est classique de décomposer le couplage entre deux lignes en deux parties distinctes : [55-58]

- un couplage capacitif sensible à une forte variation de tension,
- un couplage selfique sensible à une forte variation de courant

Le couplage réel entre les deux lignes est en fait la contribution des deux phénomènes.

❖ Couplage Haute Fréquence (L voisine ou supérieure à λ)

Dans cette partie, le couplage est un phénomène local qui se traduit par un rayonnement au niveau des extrémités, ou apparenté à une mutuelle des extrémités différente de la mutuelle le long des lignes.

III.2.2.1. Couplage par diaphonie inductive

Un conducteur appartenant au circuit perturbateur se trouve dans le même compartiment qu'un conducteur appartenant au circuit victime. Ces deux conducteurs étant proches, il existe une mutuelle (effet transformateur) entre eux, responsable du couplage. Le couplage sera d'autant plus élevé si l'impédance du circuit victime est faible dû à l'effet de boucle (Figure III.22).

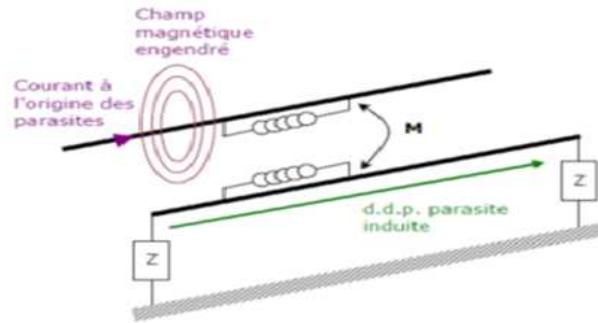


Figure III.22. Couplage par Diaphonie inductive.

III.2.2.2. Couplage par diaphonie capacitive

Un conducteur appartenant au circuit perturbateur se trouve dans le même compartiment qu'un conducteur appartenant au circuit victime. Ces deux conducteurs étant proches, il existe une capacité entre eux, responsable du couplage. Le couplage sera d'autant plus élevé que l'impédance du circuit victime est grande, du fait du pont diviseur de tension constitué de la capacité et de l'impédance de la victime (Figure III.23) [59,60].

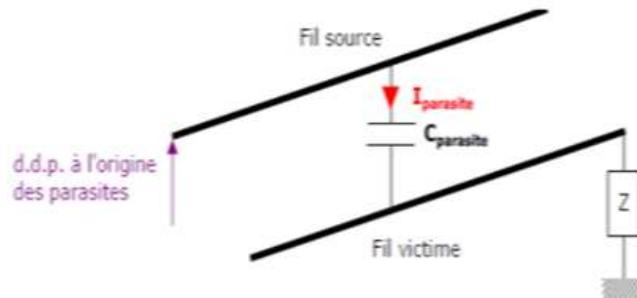


Figure III.23. Couplage par diaphonie capacitive.

III.2.2.3. Diaphonie capacitive et selfique (hybride).

Le couplage capacitif apparaît en parallèle alors que le couplage selfique est un phénomène série, réellement le couplage entre les deux lignes est la contribution des deux phénomènes en même temps. Ce phénomène peut être modélisé par une source de f.e.m E_0 et une source de courant I_0 dans la ligne réceptrice. La figure III.24 montre le circuit équivalent qui exprime les deux modes de couplages.

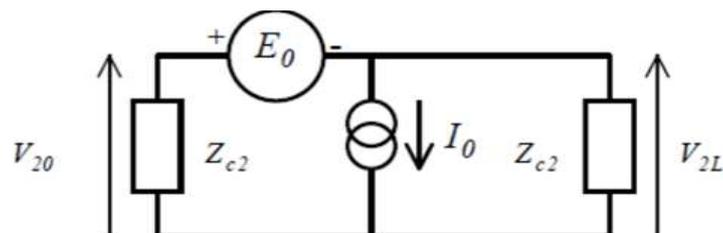


Figure III.24. Circuit équivalent du couplage hybride de la ligne réceptrice [60].

III.2.3. Étude Expérimentale

L'identification du couplage par diaphonie entre deux lignes (coupable et victime) nécessite une réalisation d'un banc de mesure qui contient principalement un analyseur de réseaux de type vectoriel «module et phase» qui demande dans une première phase un calibrage de la chaîne de génération et de mesure afin de tenir compte des pertes et des longueurs liées aux câbles et deux lignes au-dessus d'un plan de masse objet du test.

L'utilité de l'analyseur de réseau vectoriel dans cette expérience est double :

- l'alimentation de la ligne coupable.
- mesurer la fonction de transfert S_{21} en dB ($S_{21} = \text{Tension victime} / \text{Tension coupable}$).

Notre étude expérimentale a été effectuée selon la variation de trois paramètres pour voir leur influence sur l'amplitude et le comportement du couplage :

- La distance entre le câble coupable et le câble victime.
- Les impédances connectées à l'extrémité de la ligne victime.
- La hauteur de la ligne victime par rapport au plan de masse.

a) Couplage d'un câble bifilaire torsadé non blindé par rapport à un fil conducteur non blindé à deux distances

Dans cette première partie, on a fait un essai pour deux espacements différents ($d = 6 \text{ cm}$ et $d = 12 \text{ cm}$), entre un câble conducteur simple non blindé au-dessus d'un plan de masse coupable et un câble bifilaire torsadé non blindé victime de longueur 75 cm (Figures III.25 et III.26) et à l'aide de l'analyseur de réseaux on a mesuré la fonction de transfert S_{21} en dB ($S_{21} = \text{Tension victime} / \text{Tension coupable}$).

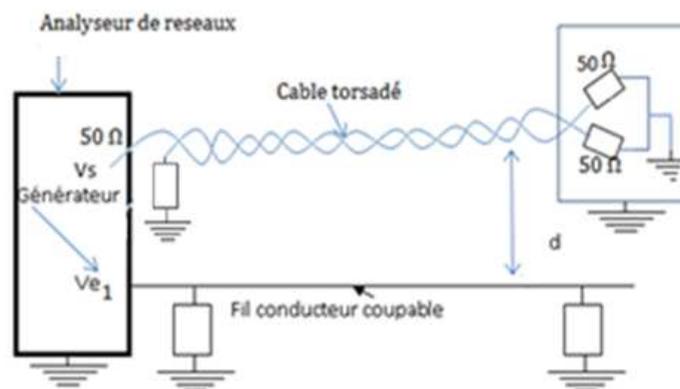


Figure III.25. Banc d'essai de test du couplage entre un fil conducteur simple non blindé et un câble bifilaire torsadé non blindé.



Figure III.26. Photographie du montage expérimental effectué entre un fil simple coupable et un câble torsadé non blindé victime pour deux espacements différents ($d = 6 \text{ cm}$, $d = 12 \text{ cm}$).

La figure III.27 représente le couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence pour deux distances entre le câble torsadé victime et le fil conducteur coupable. D'après ces résultats, on peut constater que :

En basse fréquence BF avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, le couplage entre les deux lignes augmente dans les deux cas selon l'augmentation de la fréquence. Mais en haute fréquence HF, ce couplage provoque une résonance (couplage maximal ou résonance en quart d'onde de la longueur de la ligne) et on remarque aussi que ce couplage augmente lorsque la distance entre le câble perturbé et le fil perturbateur diminue.

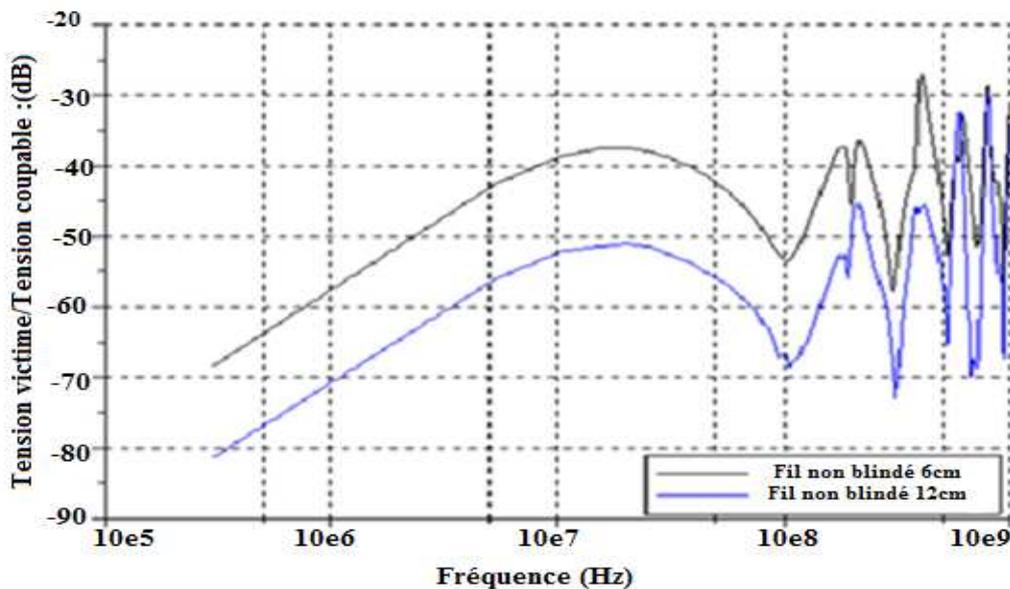


Figure III.27. Variation expérimentale du couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence pour deux distances entre le câble torsadé victime et le fil conducteur coupable égale à 6 cm et 12 cm.

b) Essai sur un câble torsadé non blindé victime avec trois impédances différentes

Les impédances connectées à l'extrémité de la ligne émettrice influencent la nature du couplage électromagnétique alors que celles connectées sur les extrémités de la ligne

réceptrice ont un impact important sur l'amplitude et le comportement des tensions induites c'est pour cette raison, dans ce cas on a gardé le même banc de mesure mais on a mesuré la fonction de transfert S_{21} en dB ($S_{21} = \text{Tension victime} / \text{Tension coupable}$) pour trois impédances à l'extrémité de notre câble victime 50Ω , court-circuit et circuit ouvert.

La figure III.28 représente le couplage (V_s/V_e) en dB en fonction de la fréquence pour les trois cas de charge à l'autre extrémité du câble torsadé victime : 50Ω , court-circuit (cc) et circuit ouvert (co). Ces résultats nous montrent que :

En basse fréquence avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, le couplage du fil coupable avec le fil conducteur victime augmente dans les trois cas selon l'augmentation de la fréquence et on remarque qu'on a :

- Cas du court-circuit : il y a un couplage inductif dû à la circulation du courant dans une boucle fermée.
- Cas du circuit ouvert : on a une différence de potentiel entre le fil et le plan de la masse qui va créer un champ électrique ce qui engendre un couplage capacitif qui provoque en haute fréquence des résonances importantes (couplage maximal ou résonance en quart d'onde de la ligne). C'est pour cette raison qu'il ne faut jamais mettre un câble en circuit ouvert.
- Cas de la ligne chargée sur 50Ω : dans ce cas, nous avons les deux types de couplages en même temps (inductif et capacitif) mais les deux sont minimisés par l'impédance qui se trouve à l'extrémité.

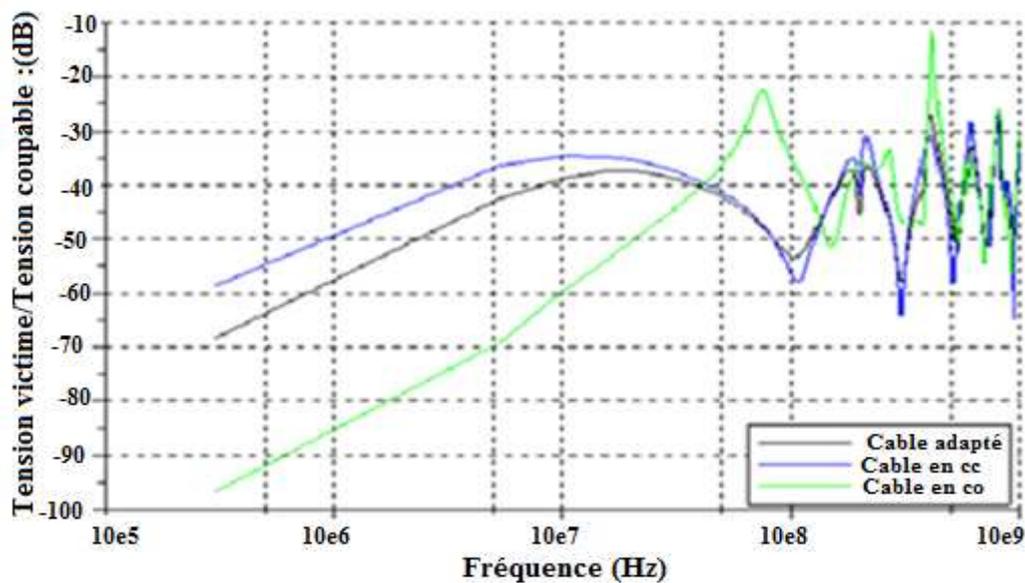


Figure III.28. Variation expérimentale du couplage (V_s/V_e) en dB en fonction de la fréquence pour les trois cas de charge à l'autre extrémité du câble torsadé victime : 50Ω , court-circuit (cc) et circuit ouvert (co).

c) Essai sur un câble torsadé victime avec deux hauteurs différentes par rapport au plan de masse

Nous avons effectué un essai entre un câble conducteur simple non blindé au-dessus d'un plan de masse coupable et un câble bifilaire torsadé victime de longueur 75 cm avec deux hauteurs par rapport au plan de masse (3cm, 8cm) (Figure III.29) L'analyseur de réseaux utilisé est de type vectoriel «module et phase» en mesurant une fonction de transfert S_{21} en dB (S_{21} = Tension victime/Tension coupable).



Figure III.29. Photographie de l'expérience effectuée entre un fil simple coupable et un câble torsadé non blindé victime pour deux hauteurs par rapport au plan de masse (3 cm et 8cm).

La figure III.30 représente le couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence entre le câble torsadé victime et le fil conducteur coupable pour deux hauteurs $h = 3$ cm, $h = 8$ cm. Ce qu'on peut constater à partir de ces résultats qu'on a deux parties : La partie BF où on remarque qu'il ya une augmentation légère de la perturbation à cause de l'augmentation de la surface entre la victime et le coupable. Mais dans la partie HF on remarque qu'on a l'inverse à cause de la longueur d'onde qui devient très petite par rapport à la distance.

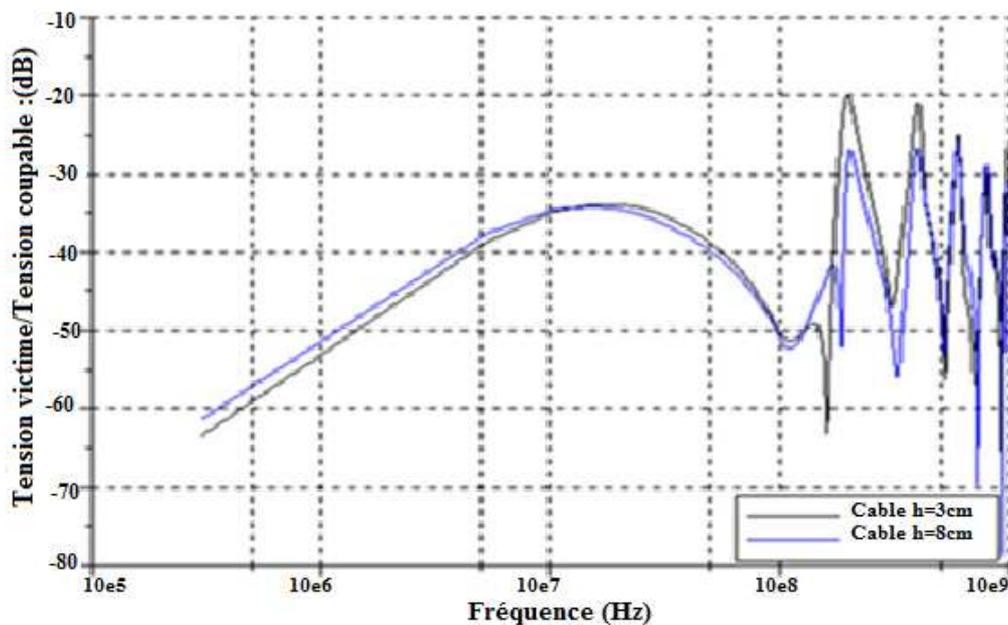


Figure III.30. Variation expérimentale du couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence entre le câble torsadé victime et le fil conducteur coupable pour deux hauteurs $h = 3$ cm, $h = 8$ cm.

III-3. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à l'étude du rayonnement électromagnétique engendré au niveau des lignes de transmission selon les deux modes immunité et émission.

L'étude de l'immunité se traduit par le traitement du couplage entre les ondes électromagnétiques et les lignes de transmission afin de prédire les perturbations induites dans ces derniers. Après la description de la théorie des lignes de transmission et exposer les différents modèles de couplage, nous avons mesuré l'évolution fréquentielle des tensions induites à l'extrémité de la ligne agressée par une onde électromagnétique EM à l'aide d'un banc de mesures adéquat faisant intervenir un analyseur de réseaux vectoriel relié à une cellule GTEM.

Cette étude nous a permis de décrire ce phénomène de couplage selon : la charge à l'extrémité, la hauteur par rapport au plan de masse et l'importance de la mise à la masse.

Alors pour le cas de l'émission, nous avons mis en lumière le phénomène du couplage par diaphonie entre les lignes de transmission, qui constitue l'un des perturbateurs les plus pénalisants. En effet, cette dernière provient de la coexistence dans un même câble de multiples systèmes de transmission.

Il est donc impératif d'étudier plus en détail ce phénomène par le biais d'outil expérimental, utilisant un banc de mesures adéquat faisant intervenir un analyseur de réseaux vectoriels. Ce qui nous a permis de mesurer la fonction de transfert S_{21} en dB ($S_{21} = \text{Tension victime} / \text{Tension coupable}$) selon différents paramètres tels que: la distance entre les deux lignes coupable et victime, l'impédance à l'extrémité de la ligne victime et la hauteur de cette ligne par rapport au plan de masse pour arriver à quantifier leurs influence sur le comportement et l'amplitude de ce couplage.

Parmi les remèdes proposés par la CEM pour réduire ces perturbations rayonnées, dans les systèmes industriels nous avons le blindage électromagnétique qui va être sujet du prochain chapitre.

Chapitre IV :
Études théorique et
expérimentale du blindage
contre les Perturbations EM

Chapitre IV : Études Théorique et Expérimentale du Blindage contre les Perturbations EM

INTRODUCTION

Les champs électromagnétiques émis par des appareils électroniques perturbent le fonctionnement d'autres équipements. Face aux phénomènes de perturbations électromagnétiques, le blindage réagit comme une frontière physique, isolant les composants sensibles aux perturbations ou confinant les sources rayonnantes dans un volume restreint. Un blindage permet d'accroître l'immunité électromagnétique d'un équipement. Le choix approprié des composants et les conditions d'installation sont la clef de l'installation d'un blindage efficace. Les composants affectent la performance du blindage et ils peuvent créer une discontinuité dans l'intégrité du système [63].

Plusieurs normes internationales relatives à la compatibilité électromagnétique s'appliquent à des appareils utilisant des ondes électromagnétiques, pour des applications industrielles et militaires, les exigences minimales en termes d'efficacité de blindage sont respectivement données à 40 dB et 80 dB [64].

Les mesures de blindage électromagnétique servent à contrôler et à qualifier, afin d'évaluer les niveaux d'atténuation qu'ils apportent vis-à-vis des ondes électromagnétiques. Ainsi, les appareils de mesures adéquats doivent permettre de contrôler sur un large spectre de fréquences, que les niveaux de blindage électromagnétiques sont suffisamment élevés pour répondre aux spécifications et aux besoins de l'utilisateur.

L'objectif de ce chapitre est de donner une idée globale sur le blindage et aussi une contribution à l'étude expérimentale de l'efficacité du blindage électromagnétique dans différents cas de perturbation électromagnétique.

IV.1. DEFINITION D'UN BLINDAGE ELECTROMAGNETIQUE

Un blindage électromagnétique est une enveloppe conductrice séparant l'espace en deux régions. Une région qui contient des sources de champs électromagnétiques, alors que la seconde comporte le dispositif à protéger. Le blindage est utilisé pour réduire les perturbations et rendre un dispositif conforme aux normes d'émission et d'immunité rayonnées [65, 67]. C'est un écran qui doit être fait d'un matériau conducteur électrique. Selon l'application et l'environnement visés, on peut utiliser des techniques de blindage pour :

- Atténuer le champ électromagnétique émis par un appareil afin de le rendre conforme aux normes d'émission rayonnée.

- Atténuer le champ électromagnétique ambiant reçu par les circuits internes de l'appareil, pour le rendre conforme aux normes d'immunité rayonnée.
- Réaliser un écran autour d'un câblage.
- Améliorer la continuité électrique entre les blindages de câble et le châssis d'un appareil de façon à ce que ces câbles blindés jouent pleinement leur rôle.
- Améliorer la continuité électrique et l'équipotentialité des masses d'un système ou d'un site, sans nécessairement viser un confinement sur six faces.

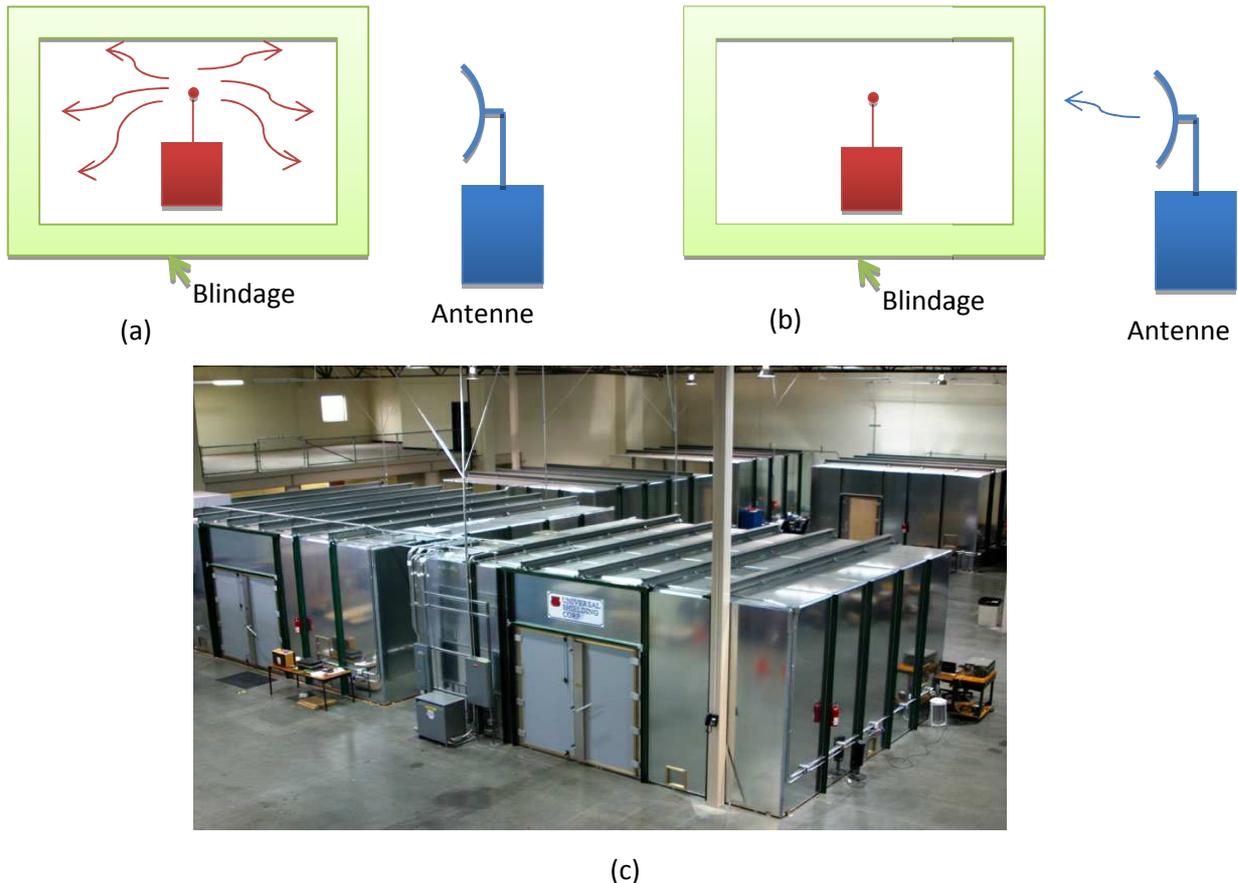


Figure IV.1. Illustration de l'utilisation du blindage : (a) pour contenir les émissions rayonnées, (b) pour exclure les émissions rayonnées ; (c) une salle blindée

Si le blindage est parfait, il crée une région complètement dépourvue de champ électromagnétique (Figure IV.2).

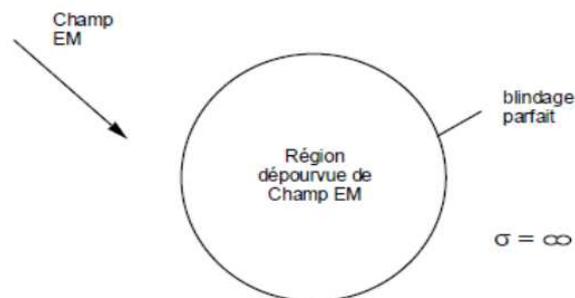


Figure IV.2. Blindage parfait.

IV.2. MATERIAUX UTILISES DANS LE BLINDAGE

Les matériaux les plus, couramment, utilisées comme blindage électromagnétique sont des feuilles et des grilles métalliques. De façon à assurer le blindage, les trous dans les grilles et feuilletts doivent être significativement plus petit que la longueur d'onde de la radiation à bloquer [68].

Une autre méthode courante de blindage, surtout utilisée dans les appareils électroniques à grand public équipée d'un boîtier plastique, consiste à recouvrir l'intérieur du boîtier avec une encre métallique. Cette encre est usuellement constituée d'une dispersion de particules de nickel ou de cuivre dans une solution liquide. L'encre est dispersée à l'aide d'un atomiseur et, une fois séché, il forme une couche conductrice continue. Lorsqu'elle est reliée à la masse de l'appareil, elle forme un blindage efficace.

IV.3. TYPES DE BLINDAGE

IV.3.1. Blindage réel

Les ouvertures laissent passer une partie des champs donc elles dégradent l'effet de protection. Un blindage réel ne peut que s'approcher d'un blindage idéal. D'une part le matériau du blindage n'a jamais une conduction infinie ou une résistivité nulle, il laissera donc une partie des champs le traverser. D'autre part, pour assurer le fonctionnement, il est nécessaire de percer des ouvertures (boutons, affichage, passage de câble, etc...).

IV.3.2. Blindage en basse fréquence

En basse fréquence, les champs électriques ne posent pas beaucoup de problèmes : ils sont facilement maîtrisables. Il n'en est pas de même des champs magnétiques : en milieu perturbé (par exemple : présence d'un gros transformateur), ils se manifestent notamment sur les écrans de visualisation par des déformations ou des ondulations de l'image. Pour éliminer ce problème, il faut éloigner l'écran de la source de perturbation (plusieurs dizaines de cm) ou utiliser un écran métallique réalisé dans un alliage à forte perméabilité.

IV.3.3. Blindage d'un champ électrostatique

Il est possible de blinder un champ électrostatique en utilisant une cage de Faraday. Le blindage électrostatique est créé par le fait que les charges électriques présentes sur la surface conductrice tendent à se distribuer de telle sorte qu'elles éliminent le champ électrique à l'intérieur du matériau conducteur. Par conséquent, un champ électrostatique ne pénètre pas dans un volume se trouvant à l'intérieur d'une enceinte conductrice. Les charges électriques sont totalement mobiles dans les matériaux conducteurs (Figure IV.3).

Même dans des structures métalliques extrêmement minces, les charges mobiles sont présentes en quantité suffisante pour créer un blindage efficace. C'est la raison pour

laquelle la densité du matériau de blindage est plus importante que son épaisseur dans son efficacité contre le champ électrostatique [69].

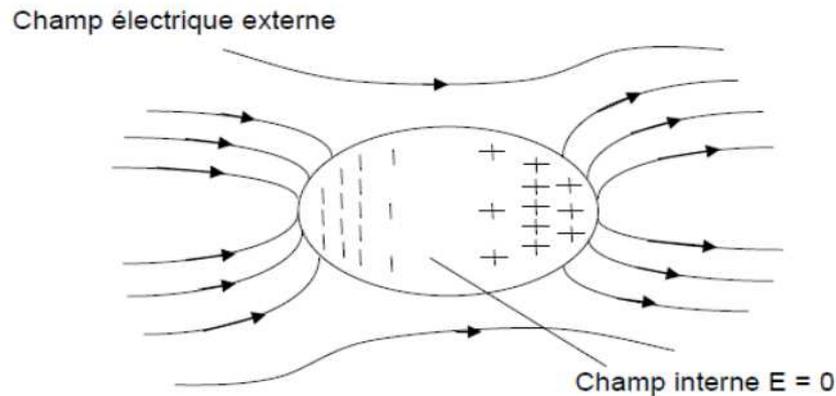


Figure IV.3. Blindage d'un champ électrostatique [69].

IV.4. EFFICACITE D'UN BLINDAGE

L'efficacité de blindage permet de quantifier l'atténuation du champ électromagnétique produite par un objet donné. Pour cela, considérons, comme illustré dans la figure IV.4, une onde incidente qui illumine l'objet que l'on souhaite caractériser. Cette onde peut alors subir une réflexion ou pénétrer dans le blindage. Une partie de cette onde sera alors atténuée en raison de l'absorption dans le matériau, ce phénomène devant être associé aux réflexions multiples (allers-retours de l'onde). Finalement, une partie de l'onde incidente traverse cet objet : il s'agit de l'onde transmise.

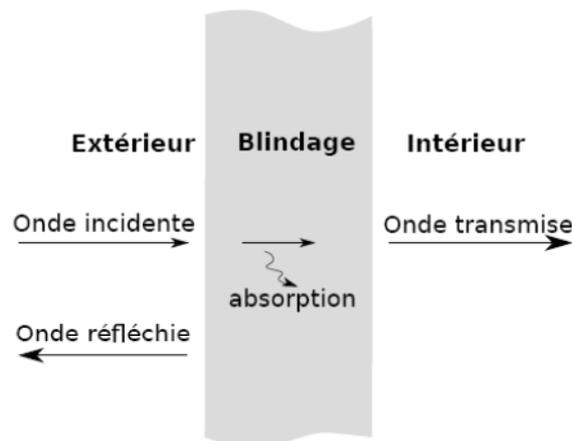


Figure IV.4. Mécanismes du blindage électromagnétique

Rigoureusement, l'efficacité de blindage "SE" est définie comme étant égale à l'atténuation de l'intensité du champ électrique ou magnétique que le blindage respectif capable de réaliser [70].

L'expression de l'efficacité est habituellement exprimée en décibel, on la calcule sous la forme d'un rapport entre le champ qui règnerait dans la région intérieure si le blindage n'était pas là, et celui qui subsiste après la pose du blindage.

Très souvent, cette mesure rigoureuse n'est pas praticable et on utilise l'approximation :

$$SE = \frac{E_i}{E_s} \quad (IV-1)$$

Parfois même, on la mesure comme le rapport entre le champ dans une enceinte "portes ouvertes" puis "portes fermées". Ces deux extrapolations peuvent amener des différences importantes par rapport à la stricte définition : l'on s'en accommode dans la mesure où tout le monde pratique une méthode identique, et que les résultats restent relativement comparables.

Le décibel est universellement utilisé comme mesure de l'efficacité de blindage, soient les efficacités de blindage des champs électrique et magnétique respectivement :

$$SE_E(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{E_i}{E_s} \right) \quad (IV-2)$$

$$SE_H(dB) = 20 \log \left(\frac{H_i}{H_s} \right) \quad (IV-3)$$

Où : E_i et H_i représentent respectivement les intensités du champ électrique et magnétique sans blindage,

E_s et H_s représentent respectivement les intensités du champ électrique et magnétique avec blindage.

L'efficacité de blindage SE en dB correspond donc en champ, par exemple, aux proportions données dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1. Exemple d'efficacité du blindage en dB.

SE (dB)	% champ transmis par rapport au champ incident
0	100
10	31
20	10
40	1
60	0,1

On a vu (Figure IV.4) que l'efficacité de blindage est le cumul d'une perte par réflexion (ou plus exactement d'une non-transmission), et d'une perte par absorption.

L'efficacité de blindage totale SE (dB) est la somme des pertes par réflexion R , de l'absorption A et de M , qui est un terme tenant compte des réflexions multiples dans le matériau du blindage et on peut écrire :

$$SE \text{ (dB)} = R + A + M \quad (IV-4)$$

La réflexion " R " est liée à la désadaptation de l'onde électromagnétique rencontrant un changement abrupt de milieu, exactement comme la manifestation

optique du même phénomène. La réflexion dépend donc de l'impédance de surface Z_b du matériau, et de l'impédance d'onde Z_{ch} du champ incident définie comme le rapport :

$$Z_{ch}(\Omega) = \frac{E(V/m)}{H(A/m)} \quad (IV-5)$$

Cette impédance d'onde caractéristique vaut 377 Ω lorsque le blindage se trouve à plusieurs longueurs d'onde λ de la source émettrice. Lorsqu'il est très proche (par exemple à $\lambda/10$ ou moins) d'une source essentiellement magnétique, l'impédance du champ Z_{ch} est d'autant plus faible et la perte par réflexion est moins bonne.

On peut utiliser la formule suivante pour le calcul de la contribution de la réflexion:

$$R = 168 + 10 \log \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) \quad (IV-6)$$

La seconde contribution à l'efficacité de blindage SE est l'absorption A , liée à l'effet de peau dans le métal du blindage. Le calcul montre que la perte par absorption vaut 8,7 dB par épaisseur de peau traversée. Cette épaisseur de l'effet pelliculaire δ dépend de la conductivité et de la perméabilité magnétique du matériau, ainsi que de la fréquence.

Les pertes par absorption sont calculées par la relation suivante :

$$A(\text{dB}) = 0,13 \times t \times \sqrt{(f \times \sigma_r \times \mu_r)} \quad (IV-7)$$

t : épaisseur de la paroi en mm,

f : fréquence en Hz,

σ_r, μ_r : conductivité et perméabilité magnétiques relatives du matériau du blindage.

Le terme M peut être calculé par la relation approximative suivante:

$$M = 20 \log \left| 1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta} \right| \quad (IV-8)$$

Avec t : épaisseur du blindage

δ : épaisseur de peau dans le blindage

Le coefficient M peut être négligé pour des blindages "bon conducteur" et dont l'épaisseur est beaucoup plus grande que la profondeur de pénétration (HF).

Le tableau IV.2 donne les valeurs de perméabilité relative et de conductivité pour quelques matériaux utilisés dans le blindage.

Les pertes de l'intensité du champ à partir du blindage sont en fonction de sa matière (perméabilité, conductivité et épaisseur), la fréquence et la distance entre la source des interférences électromagnétique et le blindage [71].

Les blindages de champ proche et de champ lointain sont différents. Le champ proche se compose soit par le champ électrique, soit par le champ magnétique. Le champ électrique nécessite une matière métallique pour faire le blindage, mais le champ magnétique nécessite une matière ferromagnétique (haute perméabilité). Dans Le champ lointain il y a une superposition entre le champ électrique et le champ magnétique donc, il nécessite juste un type de blindage à cause de la proportionnalité

($E/H=Z_c =377\text{ohm}$). En général, en champ lointain les métaux sont plus utilisés car les matériaux ferromagnétiques sont plus chers.

Tableau IV.2. Valeurs de perméabilité et de conductivité relative des matériaux usuels.

Matériau	conductivité relative σ_r [S/m]	perméabilité relative μ_r [H/m]
Aluminium	0,4	1
Acier	0,1	1000
Cuivre	1	1
Laiton	0,26	1
Acier inoxydable	0,02	500
Mumétal	0,03	80000
Nickel	0,2	100

Le tableau IV.3 donne l'efficacité de blindage pour quelques matériaux en fonction de la fréquence et de l'épaisseur du blindage.

Tableau IV.3. Efficacité du blindage dans des matériaux différents.

fréquence	matériau	δ [mm]	Sa	
			t = 0,5 mm	t = 3 mm
50 Hz	Cuivre	9,3	0,47	2,8
	Acier	0,93	4,7	28
	Mu-métal	0,38	11,4	68
1 kHz	Cuivre	2,1	2,1	12,5
	Acier	0,21	21	125
	Mu-métal	0,085	51	306
10 MHz	Cuivre	0,021	208	1250
	Acier	0,0021	2080	12500

IV.5. MATÉRIAUX UTILISÉS POUR LE BLINDAGE

IV.5.1. Matériaux métalliques et ferromagnétiques standard

La plupart des structures de blindage sont fabriquées par des matériaux standards (non magnétique) et conducteurs ou par des matériaux ferromagnétiques, qui sont souvent utilisés pour leurs propriétés mécaniques plutôt que leur comportement ferromagnétique. D'ailleurs, il est remarquable que pour la plupart des matériaux ferromagnétique, la perméabilité magnétique diminue avec la fréquence, généralement pour des valeurs de fréquences dépassant quelques dizaines de kHz.

IV.5.2. Matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques représentent une classe des matériaux en céramique qui sont employés couramment dans des applications à haute fréquence. Ils sont divisés en grenats et ferrites, ces derniers étant beaucoup plus importants en blindage en raison de leurs plus grandes valeurs de la perméabilité magnétique relative et de leurs grandes pertes.

IV.5.3. Matériaux ferroélectriques

Des propriétés des matériaux ferroélectriques ont été connues depuis le dix-septième siècle (sous la forme appelée le sel de Rochelle), bien qu'elles aient été appelées de cette façon seulement environ 1940.

Le développement industriel et l'utilisation des matériaux ferroélectriques est bien plus récent et souvent limité aux appareils électroniques. Ces matériaux présentent trois caractéristiques principales :

- Anisotropie.
- Pertes de puissance.
- Sensibilité aux variations de la température des paramètres principaux.

IV.5.4. Couches minces

La technologie actuelle a rendu disponible pour les matériaux de blindage qui peuvent être formés en tant que couches minces. Les épaisseurs de ces matériaux s'étendent d'environ 1 millimètre aux dizaines de millimètre et offrent ainsi de grands avantages en termes de poids et souvent du coût, en comparaison des barrières épaisses. Parfois ce type de blindage est choisi parce qu'elle facilite la mise à la terre ou offre les chemins aux décharges électrostatiques.

L'efficacité de blindage des couches conductrices minces est généralement acceptable seulement aux fréquences plus hautes que des dizaines de mégahertz.

IV.5.5. Autres matériaux appropriés au blindage électromagnétique

Des matériaux dont la fonction principale n'est pas celle de blindage électromagnétique, ces matériaux ont été également modifiés en leur composition chimique afin de leur fournir une certaine performance électromagnétique en maintenant leurs propriétés originales. Les classes les plus répandues sont comme suit :

- Matériaux structuraux (béton, plastiques, etc...).
- Polymères conducteurs.
- Verres conducteurs et matériaux transparents.
- Papiers conducteurs (et ferromagnétiques).

IV.5.5.1. Matériaux structuraux

De divers types de carbone ou métal (généralement acier ou nickel) fibres ou filaments métalliques ont été ajoutés au ciment sans varier les propriétés mécaniques du béton mais améliorer considérablement la performance de blindage, particulièrement aux fréquences au-dessus de 1 GHz (exemple : polyaniline, polypyrrole, et polyacétylène).

IV.5.5.2. Polymères conducteurs

Les polymères conducteurs sont les matériaux prometteurs pour le blindage électromagnétique. Ils peuvent réduire ou éliminer l'interférence électromagnétique (EMI) en raison de leurs valeurs relativement grandes de la conductivité et de la constante diélectrique et de facilité de la commande de ces paramètres par le traitement chimique.

IV.5.5.3. Verres conducteurs et matériaux transparents

Les différents types de feuilles optiquement transparentes (transparents aux fréquences ayant une longueur d'onde dans la gamme entre 400 et 700 nm), obtenus en employant des verres ou des plastiques, conviennent au blindage EM. La solution principale consiste à mettre une couche très mince métallique ou de semi-conducteur au-dessus d'un milieu transparent, ou en composition chimique capable de préserver la transmittance légère et d'offrir un certain niveau d'atténuation de champ électromagnétique incident.

Les couches minces sont formées de divers métaux ou semi-conducteurs, tels que les alliages d'argent de l'or et, et les oxydes de zinc. Les épaisseurs typiques s'étendent entre 10 et 100 nm.

IV.5.5.4. Papiers conducteurs (et ferromagnétiques)

Des papiers conducteurs sont obtenus en mélangeant le bois ou la pulpe synthétique aux fibres de polyester métallisées dont les surfaces sont enduites du nickel ou le cuivre et le nickel, l'efficacité des papiers est acceptable aux fréquences au-dessus de 30 MHz.

Il existe aussi des matériaux spéciaux pour le blindage comme les matières composites et les supraconducteurs à hautes températures.

IV.6. EFFICACITE DU BLINDAGE AVEC DES OUVERTURES, FENTES ET DISCONTINUITES

Les données précédentes supposent que la barrière métallique soit d'étendue quasi-infinie, ou bien une enveloppe parfaite sans la moindre ouverture. En pratique, les équipements sont pourvus d'ouvertures, pour les raisons suivantes :

- visualisation,
- ventilation,

- passages de câbles, axes, voyants, etc...,
- fentes aux portes et panneaux,
- jointures mécaniques, avec leurs tolérances et espacements de vis.

Or, la fuite créée par une ouverture s'aggrave avec la fréquence, car elle est liée à la dimension de l'orifice par rapport à la longueur d'onde radioélectrique du champ. Si sa plus grande dimension atteint $\lambda/2$ de la fréquence perturbatrice, l'ouverture se comporte à peu près comme une antenne accordée parfaite et re-rayonne derrière elle toute l'énergie du champ incident. L'efficacité de blindage SE de la paroi tombe alors à presque 0 dB (presque 100 % du champ est transmis), quelle que soit la qualité du métal de la paroi. Ainsi, une fente rectangulaire de 30 cm de long devient pratiquement "transparente" au champ à partir de 500 MHz, et n'offre, dans une tôle mince, que 20 à 30 dB d'atténuation vers 50 MHz (la hauteur de l'ouverture ne joue qu'au second ordre).

Dès que l'on dépasse quelques centaines de kHz, l'efficacité SE augmente rapidement avec f , pour le métal plein, alors qu'il diminue avec f pour les ouvertures. L'atténuation d'une paroi est donc essentiellement limitée par celle de ses plus grandes ouvertures. Une certaine continuité de blindage doit donc être reconstituée au niveau de ces ouvertures. Cette restauration se fait au moyen de treillis, joints conducteurs, doigts de contact-ressort, etc... Dont la performance doit être aussi bonne (en fait au moins 10 dB supérieure) que celle attendue du blindage terminé [72].

Un champ électromagnétique peut pénétrer à l'intérieur d'un blindage de trois manières :

- par diffusion;
- par des ouvertures;
- par conduction.

La réduction du champ EM est conditionnée par l'établissement des courants induits dans le blindage. La figure IV.5 montre la déviation des lignes de courant en présence d'ouvertures de différentes formes. Sans ouverture, les lignes des courants induits sont faiblement perturbées en revanche elles sont fortement perturbées en présence d'une ouverture rectangulaire. D'après la figure IV.5, il est recommandé de faire une multitude d'ouvertures qu'une large ouverture de surface équivalente. Les fuites des champs électromagnétiques dépendent de trois critères : la dimension maximale de l'ouverture, l'impédance d'onde et la fréquence de la source d'excitation [74].

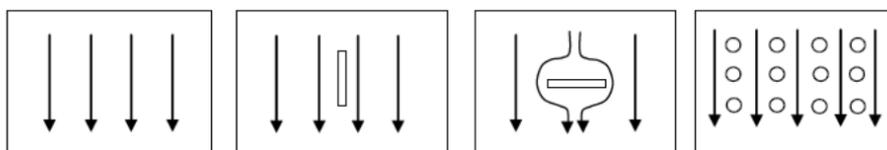


Figure IV.5. Effets des ouvertures sur les courants induits

Les fentes entre les différentes parties d'un dispositif, même de faibles dimensions, sont des antennes et qui peuvent rayonner des champs élevés [75]. La longueur de ces fentes est plus importante que leurs épaisseurs. Pour réduire les effets de ces fentes on doit placer des vis à des intervalles bien précis. Cela diminue la longueur des antennes. Une autre solution peut être envisagée, il s'agit d'utiliser des joints métalliques pour combler le vide entre le boîtier et le couvercle (Figure IV.6) [74].

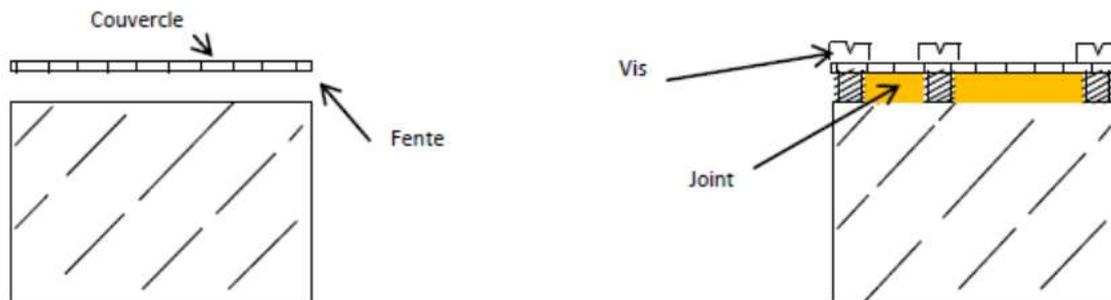


Figure IV.6. Protection contre le rayonnement des fentes.

Pour comprendre le mécanisme de blindage en présence des ouvertures, on prend comme base une paroi pleine. Dans les conditions les plus sévères (source au voisinage du blindage), l'efficacité de blindage de la paroi pleine est faible en basse fréquence et elle s'améliore avec l'augmentation de la fréquence. Elle atteint des valeurs importantes dès l'apparition de l'effet de peau. Alors que l'atténuation de l'ouverture suit une pente inverse. Elle se dégrade avec l'augmentation de la fréquence et atteint une valeur proche de 0 dB si la grande dimension de l'ouverture est égale à $\lambda/2$. Ce comportement est illustré sur la figure IV.7. Il peut être interprété par le principe de Babinet. Ce dernier énonce qu'une ouverture se comporte comme un dipôle. À partir de la fréquence de croisement, l'ouverture contrôle la performance électromagnétique globale de la paroi.

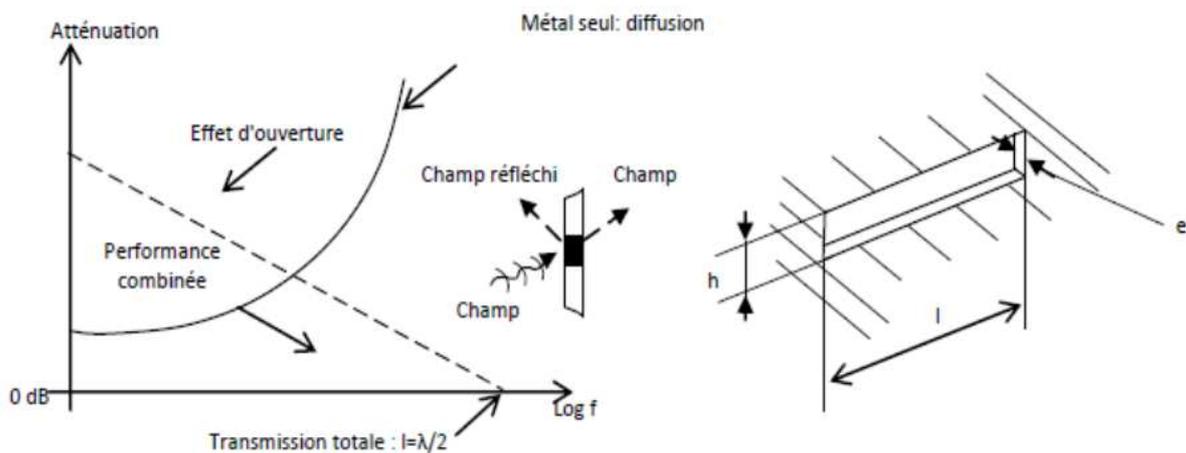


Figure IV.7. Efficacité du blindage dans le cas d'une paroi muni d'une ouverture [76].

IV.7. METHODES DE CALCUL DE SE DANS LE CAS D'UN BOITIER DE DIMENSIONS FINIES

Dans la pratique, les boîtiers des systèmes embarqués ont des dimensions finies, l'efficacité de blindage électromagnétique *SE* peut être calculée par des méthodes numériques ou par des formulations analytiques. Le choix d'une méthode dépend de la complexité de la structure étudiée et des phénomènes physiques mis en jeu.

IV.7.1. Méthodes numériques

Les méthodes numériques peuvent modéliser les dispositifs électromagnétiques complexes. Cependant elles exigent souvent beaucoup de temps de calcul et un espace mémoire assez important. Les simulations numériques permettent de dimensionner les systèmes en réduisant le temps de développement, le coût et le nombre d'essais à effectuer. Par contre, ce type de simulations ne peut pas remplacer les essais.

Il n'existe pas une méthode plus performante qu'une autre mais simplement des méthodes plus ou moins rapides pour un cas de modélisation donné. Le choix d'une telle méthode dépend du problème à traiter. On distinguera [77]:

- ❖ Méthode des moments (MoM) : c'est une technique très puissante pour résoudre les problèmes de rayonnement EM, en présence d'objets de forme arbitraire. Cette méthode est basée sur l'idée de prendre une équation linéaire de l'inconnue et la représenter par une équation matricielle linéaire. Elle peut s'appliquer dans le domaine fréquentiel ou temporel.
- ❖ Méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) : c'est la technique numérique la plus populaire pour la résolution des problèmes d'électromagnétisme. Ceci est principalement dû à sa simplicité, sa précision et sa robustesse. La méthode utilise un processus progressif dans le temps et qui simule la propagation des ondes EM. Elle consiste à appliquer les équations différentielles sur des petits éléments. La résolution des équations est donc directe.
- ❖ Méthode des lignes de transmission (TLM) : elle appartient aux méthodes différentielles dans le domaine temporel, bien que des applications dans le domaine fréquentiel existent également. Sa particularité réside dans le fait qu'il s'agit d'une technique numérique pour résoudre les problèmes en se référant à des analogies de circuit. Elle est basée sur l'équivalence entre les équations de Maxwell pour les champs électriques et magnétiques d'une onde 1D et les équations des télégraphistes pour des tensions et des courants le long d'une ligne de transmission à deux fils continus.
- ❖ Méthode des éléments finis (FEM) : cette méthode est largement utilisée pour modéliser les dispositifs en génie électrique. Elle est basée sur la minimisation d'une énergie fonctionnelle associée au problème à résoudre. Les formulations simplifiées sur chaque élément du maillage sont transformées en un système d'équations linéaires. Une diversité de maillage en 2D ou 3D constitue l'un des points forts pour modéliser les structures de forme complexe.

- ❖ Technique d'intégration finie (FIT) : c'est une approche utilisée pour résoudre les équations de Maxwell sous leurs formes intégrales. Le résultat est un ensemble d'équations regroupées en un système matriciel et traduisant les deux équations intégrales de Maxwell sur deux grilles décalées en espace. Cette méthode est une généralisation de la méthode FDTD.
- ❖ Méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) : c'est une méthode de modélisation en 3D qui est utilisée dans le domaine fréquentiel ou temporel. Comme pour la méthode des moments, la méthode PEEC s'appuie sur les formules intégrales. Sa particularité consiste à décomposer la structure 3D à modélisée en circuits électriques RLC. Cette méthode attribue à chaque portion du circuit, une contribution à l'impédance totale, d'où la notion d'éléments partiels.

IV.7.2. Méthodes analytiques

Lors de calcul de l'efficacité du blindage, les méthodes analytiques présentent une rapidité de calcul. Elles sont aussi faciles à implémenter et précises par rapport aux méthodes numériques. La plupart de ces méthodes sont basées sur la théorie de diffraction de Bethe [78].

Le problème de la pénétration des champs électromagnétiques à travers une ouverture a fait l'objet de plusieurs travaux depuis de nombreuses années parmi ces modèles, on peut citer:

- ❖ Modèle de M. P. Robinson : le principe consiste à transformer l'enceinte métallique avec ouverture en un circuit électrique équivalent. L'enceinte est modélisée comme un guide d'onde court-circuité en l'une de ces extrémités. Alors que l'ouverture est modélisée par une ligne de transmission court-circuitée en ses deux extrémités [79].
- ❖ Le modèle de R. Azaro est basé sur l'interaction entre une onde électromagnétique et une enceinte métallique munie d'une ouverture rectangulaire en utilisant le mode quasi TEM [80].
- ❖ Les méthodes basées sur l'impédance de surface et l'impédance de la fente : en exploitant l'impédance de surface du blindage, les champs électromagnétiques à l'intérieur et à l'extérieur du blindage peuvent être calculés de façon indépendante. Le calcul est réalisé sans introduire les dérivées spatiales des champs à l'interface [81].

IV.8. MESURE DE L'EFFICACITE DU BLINDAGE

Il y a 4 méthodes de test de l'efficacité du blindage :

IV.8.1. Champ ouvert ou d'espace libre

Cette méthode consiste à évaluer l'efficacité du blindage pratique d'un ensemble électronique. Ainsi, ce test mesure les émissions rayonnées qui échappe d'un produit fini. La méthode consiste à installer le dispositif à une distance de 30 m à partir d'une antenne de réception et enregistré l'émission rayonnée (Figure IV.8). Dans le même test, l'émission conduit transmis vers le réseau va être enregistré aussi [82].

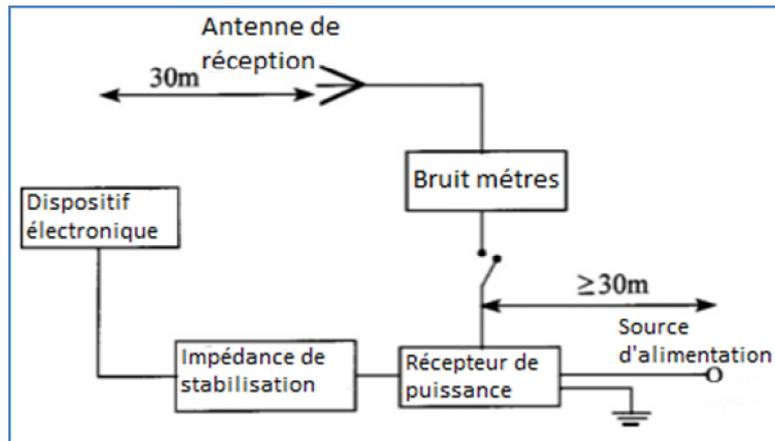


Figure IV.8. Test de l'efficacité du blindage avec un champ ouvert.

IV.8.2. Boite blindée

La méthode de la boîte blindée est utilisée pour faire des mesures comparatives des échantillons de différents matériaux de blindage. La boîte métallique contient une partie découpée où l'échantillon est placé. La méthode utilise une antenne de réception placée à l'intérieur de la boîte et une antenne de transmission à l'extérieur (Figure IV.9). Tous les signaux transmis et reçus sont mesurés. Les signaux électromagnétiques interne et externe sont enregistrés et comparés, par conséquent le rapport entre eux donne l'efficacité de blindage de l'échantillon. L'inconvénient de cette méthode est la difficulté d'avoir un contact suffisant entre l'échantillon et la boîte métallique. L'autre difficulté concerne la gamme de fréquence qui est limitée (environ 500 MHz). Les résultats des différents laboratoires montrent des corrélations faibles [83].

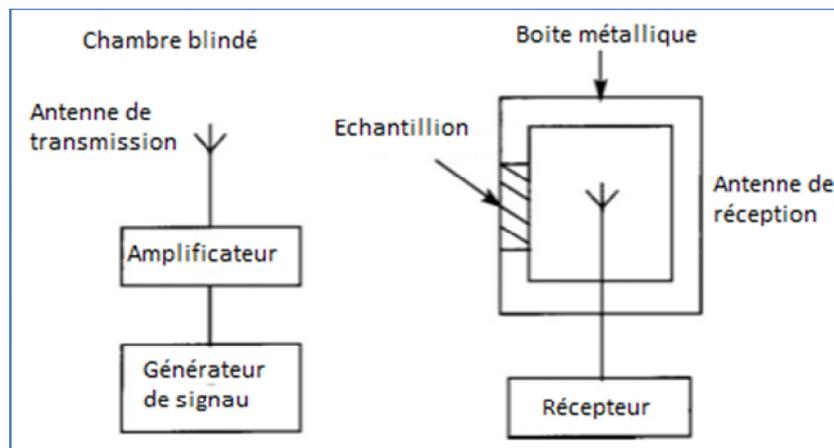


Figure IV.9. Test de l'efficacité de blindage avec une boîte blindée.

IV.8.3. Méthode de la ligne de transmission coaxiale

Cette méthode surmonte les limitations de la technique de la boîte blindée et maintenant c'est la méthode préférée. L'avantage majeur de cette technique est le fait que les résultats obtenus dans différents laboratoires sont comparables. En plus, cette méthode peut aussi être utilisée pour résoudre les données dans les composants

réfléchis, absorbés et transmis (Figure IV.10). Les mesures peuvent être faites à des fréquences spécifiques utilisant un générateur des signaux modulé, détecteur de cristal et amplificateur ou alternativement, dans un mode de balayage en utilisant un générateur de poursuite et un analyseur de spectre comme un récepteur.

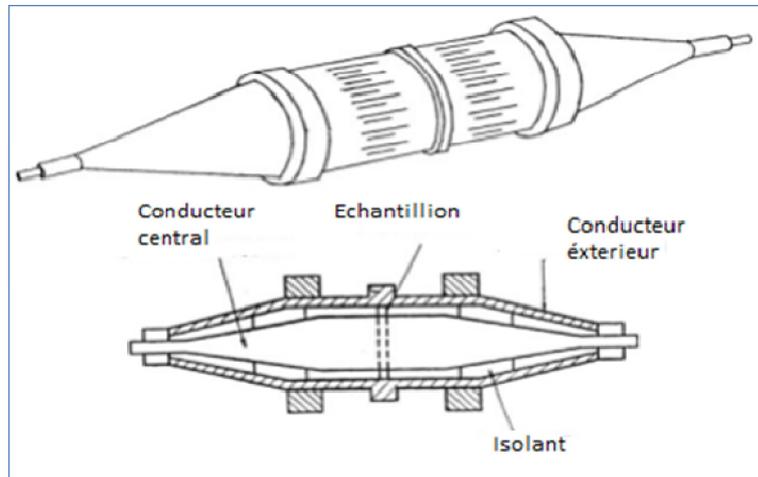


Figure IV.10. Spectre de ligne de transmission coaxiale.

IV.8.4. Chambre blindé

C'est la méthode la plus sophistiquée et elle est développée pour surmonter les limites de la méthode de la boîte blindée. Le principe général est le même que la boîte blindée sauf que chaque composant de système de mesure, générateur de signaux, antenne de transmission, antenne de réception et appareil d'enregistrement sont isolés dans des chambres séparées pour éliminer la possibilité d'interférence. En plus, Les antennes sont mises dans des chambres anéchoïques grandes et la taille d'échantillon est considérablement augmentée (Figure IV.11). Par rapport à la boîte blindée, la plage de fréquences sur laquelle des résultats fiables peuvent être obtenus est considérablement étendue et la reproductibilité des données sont considérablement améliorées.

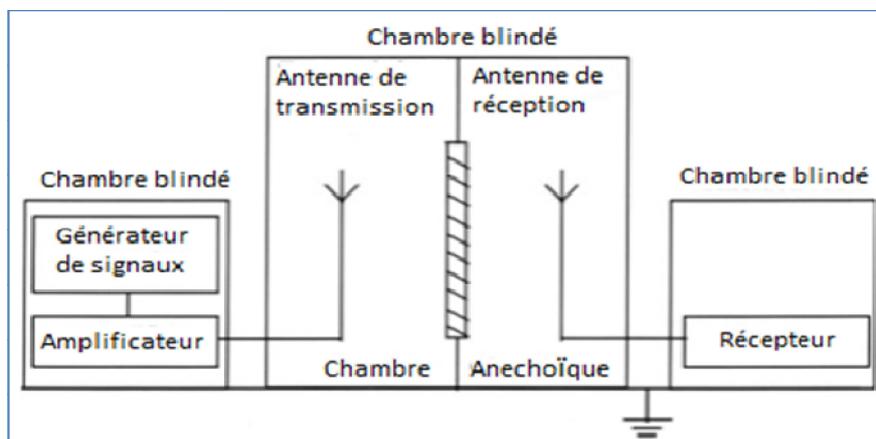


Figure IV.11. Test de l'efficacité de blindage avec une chambre blindée.

IV.9. ETUDE EXPERIMENTALE DE L'EFFICACITE DU BLINDAGE

Notre étude expérimentale de l'efficacité du blindage est réalisée en deux parties :

La première partie s'intéresse au blindage dans les câbles coaxiaux et la deuxième à l'interaction entre une onde électromagnétique et une enceinte métallique munie d'une ouverture rectangulaire en utilisant le mode quasi TEM où on se base sur le modèle de R. Azaro qui est décrit précédemment.

IV.9.1. Blindage d'un câble coaxial

L'efficacité du blindage d'un câble dépend du matériau et de la nature du blindage (feuillard ou tresse) et de son raccordement à la masse. Dans ce domaine, le raccordement du blindage est particulièrement important. Le blindage doit être connecté à la masse à faible résistance et à faible induction.

Ces deux critères sont satisfaits lorsque le blindage est relié au boîtier via le chemin le plus court et sur une grande surface de contact. Pour vérifier expérimentalement l'importance du raccordement du blindage à la masse on a réalisé deux essais différents avec un câble coaxial blindé mise ou non à la masse.

Dans le premier essai on a traité le cas de l'agression d'un câble coaxial blindé mise ou non à la masse par une onde EM dans une cellule GTEM alimenté par un analyseur de réseaux vectoriel, les résultats obtenus sont illustrés à la figure IV.12.

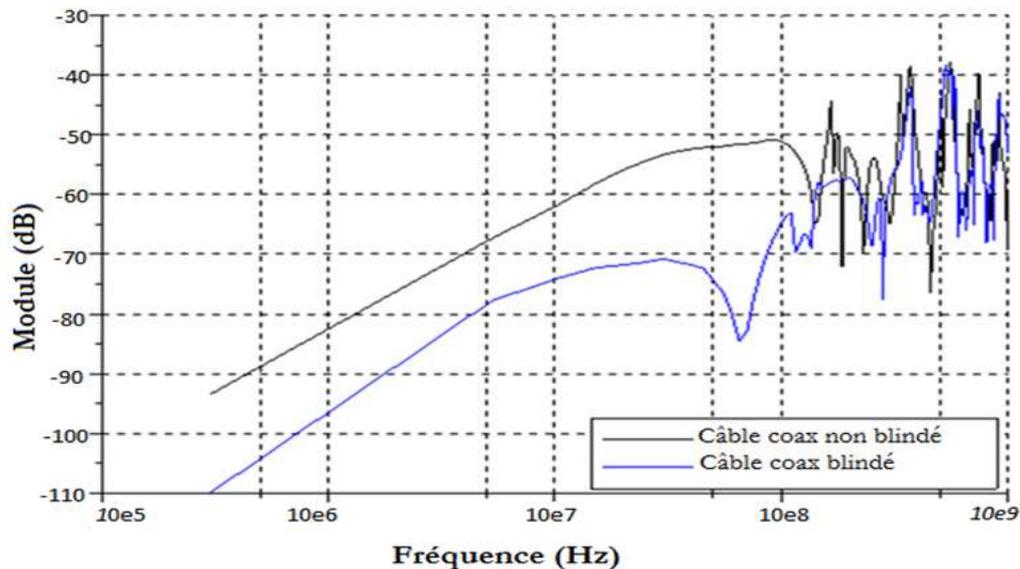


Figure IV.12. Tension induite à l'extrémité d'un câble coaxiale blindé et non blindé, agressé par une onde EM en dB en fonction de la fréquence.

Dans le deuxième essai, le cas traité c'est le couplage entre câble coaxial victime (mis ou non à la masse) et un fil conducteur coupable (Figure IV.13).



Figure IV.13. Photographie du montage expérimental effectué entre un fil simple coupable et un câble coaxial blindé et non blindé victime.

La figure IV.14 présente les résultats obtenus.

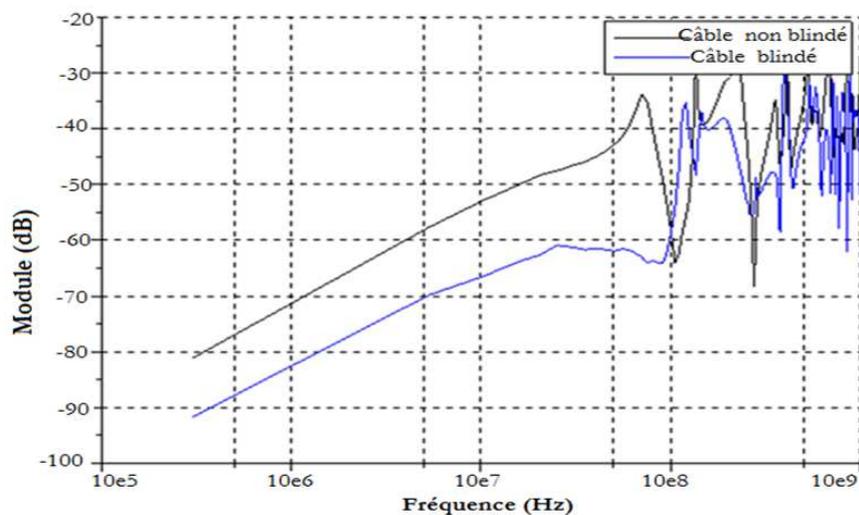


Figure IV.14. Tension induite à l'extrémité d'un câble coaxiale blindé et non blindé en dB en fonction de la fréquence.

Les deux figures : IV.12 et IV.14 représentent respectivement le couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence entre le câble coaxiale victime mise ou non à la masse et le fil conducteur coupable et le couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence entre le câble coaxiale victime mise ou non à la masse et l'onde EM. D'après ces résultats, on peut constater qu'en basse fréquence BF avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, il ya une atténuation de la perturbation de -10 dB dans les deux cas c'est due à l'efficacité du blindage (le blindage est mis à la masse) mais en haute fréquence HF, ce blindage n'est plus efficace.

IV.9.2. Qualité du blindage : selon les fentes et les ouvertures

On a vue au début de ce chapitre que les fentes et les ouvertures dégradent l'efficacité du blindage, ce phénomène peut être vérifié par un banc de mesure qui contient une celle GTEM alimenté par un analyseur de réseau vectoriel, à l'aide de ce banc on a mesuré l'effet des ouvertures sur l'efficacité du blindage par l'emplacement

d'un câble torsadé avec des boîtiers fermés ou ouverts à ces extrémités à l'intérieur de la cellule GTEM où il va être agressé par une onde EM comme il est présenté dans les deux figures : IV.15 et IV.16.



Figure IV.15. Photographie de l'expérience d'un câble torsadé avec un boîtier ouvert.



Figure IV.16. Photographie de l'expérience d'un câble torsadé avec un boîtier fermé.

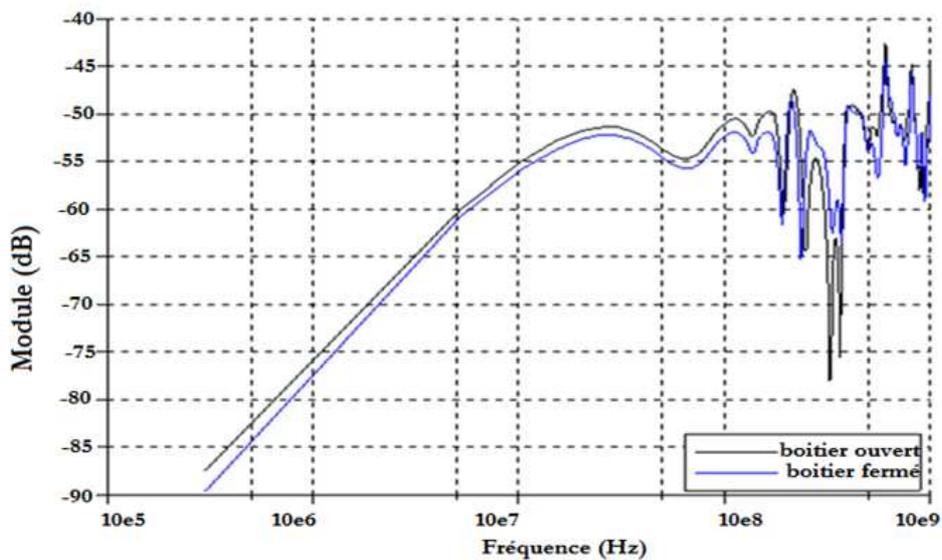


Figure IV.17. Tension induite à l'extrémité d'un câble torsadé avec un boîtier ouvert et fermé en dB en fonction de la fréquence.

D'après les résultats montrés dans la figure IV.17, on remarque que dans la basse fréquence BF il y a une légère atténuation de la perturbation pour un boîtier fermé par rapport à un boîtier ouvert car on a un simple cas (un seul fil avec deux boîtiers ouverts) mais cette atténuation peut être importante dans le cas où il y a des systèmes complexes avec plusieurs ouvertures. Donc il faut bien soigner les boîtiers et les connectiques.

Un autre cas à vérifier c'est l'effet des fentes et leur position dans le blindage. Pour cela, on a placé une enceinte métallique munie d'une ouverture rectangulaire dans la cellule GTEM dans de deux positions verticale et horizontale comme il est montré par les deux figures : IV.18 et IV.19.

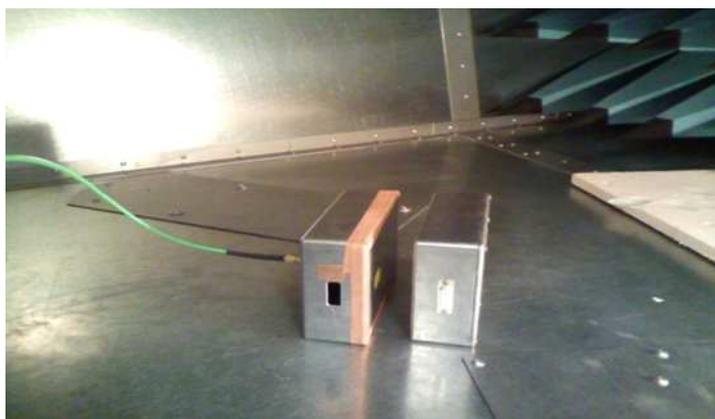


Figure IV.18. Photographie de l'expérience d'une enceinte métallique avec une fente verticale.



Figure IV.19. Photographie de l'expérience d'une enceinte métallique avec une fente horizontale.

La figure IV.20 illustre les résultats obtenus où on constate que la valeur de la tension induite à l'intérieur d'une enceinte métallique avec une fente horizontale est importante par rapport à la tension induite à l'intérieur d'une enceinte métallique avec une fente verticale.

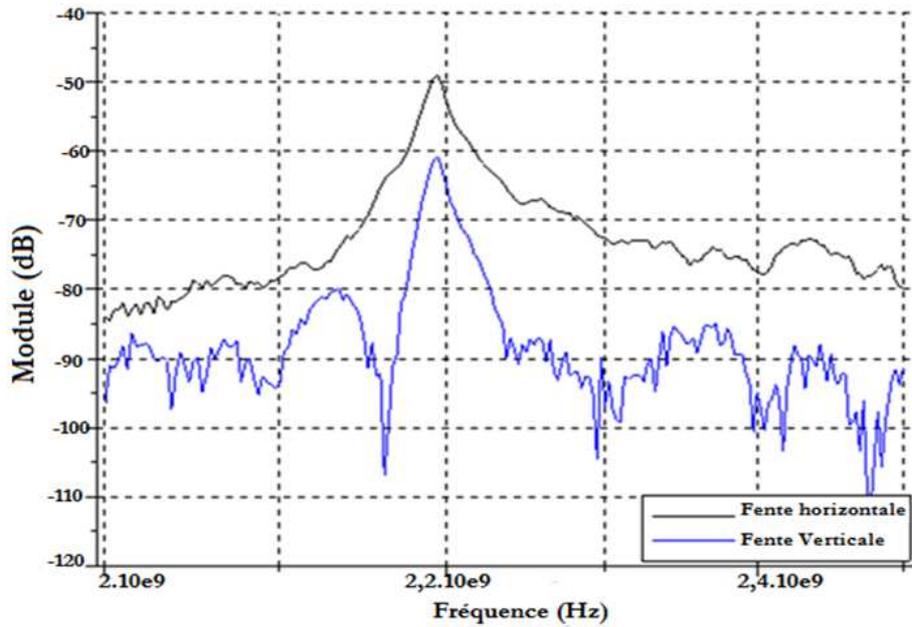


Figure IV-20. Tension induite à l'intérieur d'une enceinte métallique avec une fente horizontale et une autre verticale en dB en fonction de la fréquence.

IV.10. CONCLUSION

Le blindage est la seule méthode connue qui permet de supprimer les bruits radioélectriques émis directement par les appareils, il est également nécessaire d'introduire des éliminateurs de brouillage dans la ligne d'alimentation des appareils et dans tous les conducteurs qui traversent le blindage.

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art du blindage électromagnétique et aux différentes techniques pour le calcul et la mesure de l'efficacité de blindage EM.

Nous avons aussi réalisé une vérification expérimentale du blindage des câbles coaxiaux et l'importance de ses raccordements à la masse, ensuite une présentation des effets des boîtiers qui sont équipés d'ouvertures et de fentes ce qui conduit à une dégradation des performances du blindage électromagnétique.

Le prochain chapitre va être consacré à l'étude du comportement d'une perturbation conduite dans une mise à la terre dédié à la protection des installations et des bâtiments contre la foudre.

***Chapitre V : Modélisation
des perturbations conduites
dans les lignes électriques
soumis à des transitoires de
type Foudre***

Chapitre V : Perturbations Conduites dans les Lignes Électriques Soumis à des Transitoires de type Foudre

INTRODUCTION

Le réseau de distribution d'énergie électrique est soumis à diverses sources de perturbations électromagnétiques d'origine artificielle (émetteurs radio, etc...) ou naturelle telle que la foudre. La structure métallique du réseau de distribution d'énergie fait que ces perturbations sont généralement véhiculées vers les extrémités des lignes ou elles peuvent entraîner des dégâts ou des dysfonctionnements plus ou moins importants.

Parmi les perturbateurs possibles nous nous intéressons à la foudre, qui par ses effets indirects ou directs, peut entraîner de nombreux dérangements et des destructions d'équipements au sein même du réseau. Dans ce contexte, les chercheurs sont intéressés par l'estimation des courants et des tensions induits aux extrémités du réseau afin de pouvoir optimiser les systèmes de protection et améliorer la qualité de service.

La nature transitoire de la foudre avec un front raide d'établissement et ses courants de grande magnitude signifie qu'on doit particulièrement tenir compte de la mise à la terre, pour que la protection contre la foudre soit efficace. De nombreux facteurs tels que les variations de la résistivité du sol, l'accessibilité de l'installation, la conception et les caractéristiques physiques existantes sont toutes spécifiques au site et tendent à affecter les décisions concernant les méthodes de mise à la terre employées.

V.1. PHENOMENE DE Foudre

L'origine de la foudre est un nuage orageux volumineux dont la base est chargée de façon opposée au sol. Lorsque le champ électrique résultant est suffisant, une pré-décharge peu lumineuse progresse en direction du sol (coup de foudre descendant) ou du sol vers le nuage (coup de foudre ascendant). Cette pré-décharge, appelée traceur, se déplace par bonds à une vitesse variant de 2 à $6 \cdot 10^4$ m/s. Au moment où le traceur atteint le sol ou le nuage, un intense courant électrique s'engouffre dans le canal ionisé (c'est l'arc en retour). Plusieurs types de coups de foudre sont définis selon la polarité et la direction du traceur [85].

V.1.1. Différents types de coup de foudre

Des diverses études ont permis de classer les coups de foudre en différentes catégories qui sont fonction de deux critères importants : le premier est lié à l'origine de la décharge et le second à la polarité des charges véhiculées. On obtient alors quatre types de coups de foudre comme indiqués sur la figure V.1.

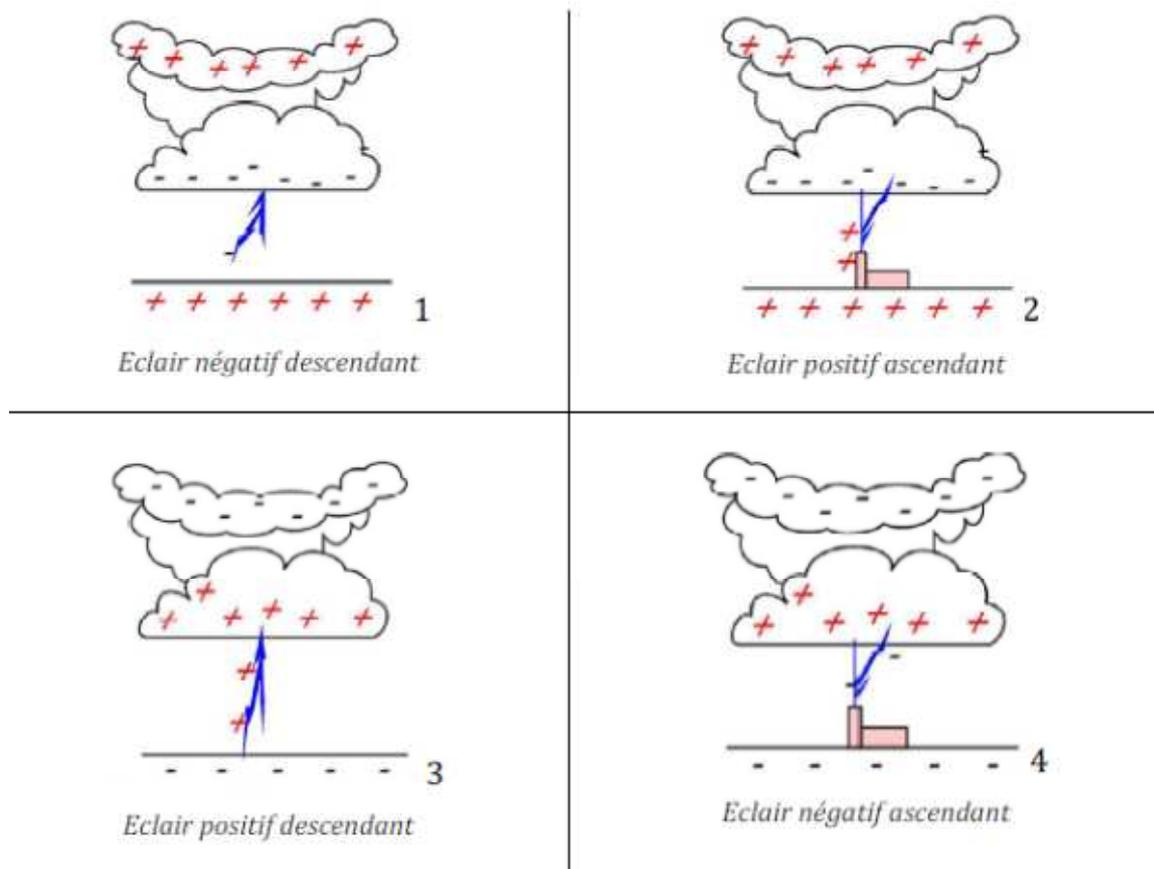


Figure V.1. Classification des coups de foudre.

Dans les pays tempérés, 90 % des décharges orageuses sont de type 1. Ce type de décharge appelée décharge négative, peut par conséquent être considérée comme la forme la plus commune des décharges nuage-sol. Ce type d'éclair est déclenché par un traceur descendant, chargé négativement.

Les coups de foudre appartenant à la 3^{ème} catégorie sont eux aussi déclenchés par un traceur descendant, mais chargé positivement (décharge dite positive). Cette catégorie regroupe moins de 10 % des décharges nuage-sol.

Enfin, les décharges des catégories 2 et 4 sont déclenchées par des traceurs ascendants et sont relativement rares car elles se produisent généralement aux sommets de montagnes ou de hautes structures.

V.1.2. Exemple : L'éclair descendant négatif

Une décharge négative (nuage-sol) apporte une quantité de charges négatives de quelques dizaines de coulomb à la terre. L'éclair représentant le phénomène le plus lumineux a une durée de l'ordre de 0,5 secondes et peut être constitué de plusieurs décharges appelées arcs en retour. Un arc en retour dure environ quelques millisecondes, et la séparation entre deux arcs en retour successifs est de l'ordre de plusieurs dizaines de millisecondes. La figure V-2 illustre le processus de déclenchement d'un éclair négatif.

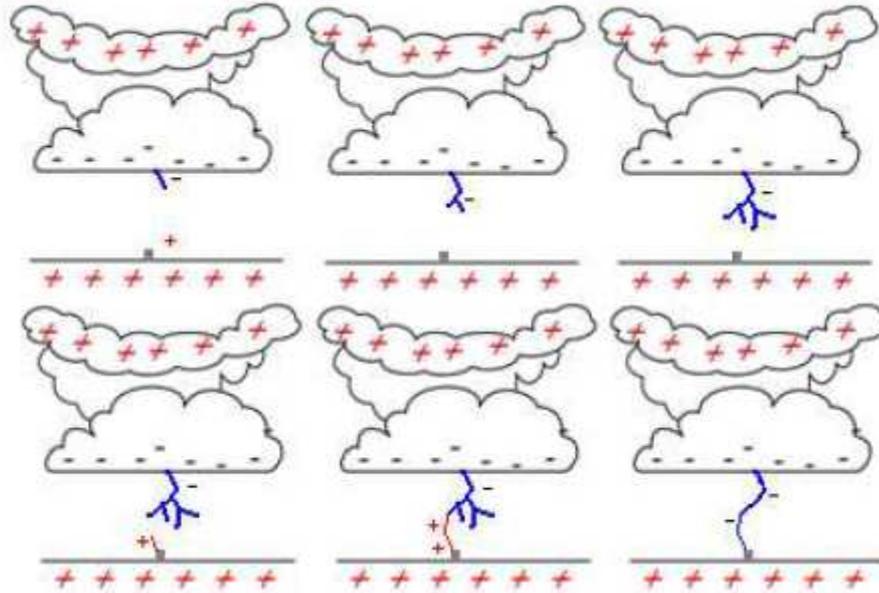


Figure V.2. Processus de déclenchement d'un éclair descendant négatif.

De manière générale, ce processus peut être décomposé en 4 étapes :

Une première décharge (*preliminary breakdown*) se produisant à l'intérieur du nuage, entraîne la création d'un canal chargé négativement vers le bas (étape 1) appelé traceur par bonds. Le canal ionisé ainsi créé permet l'écoulement des charges contenues dans le nuage. Sa progression s'arrête au bout d'une dizaine de mètres parcourus. Le canal contient de l'air fortement ionisé, et favorise l'écoulement de nouvelles charges négatives issues du nuage vers le sol. De nouveaux canaux ionisés sont alors créés (étapes 2 et 3). Ce processus se répète jusqu'à créer un champ suffisamment intense pour faire apparaître, par l'effet de pouvoir des pointes, une ou plusieurs décharges partant du sol, on parle alors d'effluve (étape 4).

Dans l'étape 5, relative au processus d'attachement, la "connexion" entre le traceur par bonds et l'effluve se crée à une dizaine de mètres au-dessus du sol et permet la création d'un canal ionisé permettant l'échange de charges entre le sol et le nuage. On observe alors un éclair de forte luminosité et l'extinction des autres traceurs par bonds (étape 6). Durant la phase d'éclair, de nombreux échanges de charges ont lieu. Dans un premier temps, le canal du traceur est déchargé par une onde de potentiel de sol constituant le premier arc en retour (*first return stroke*) qui se propage vers le nuage à une vitesse de l'ordre du tiers de la vitesse de la lumière en neutralisant le canal chargé par le traceur. Après la phase de l'arc en retour, l'éclair peut disparaître, mais une quantité résiduelle de charges encore présente au sommet du canal permet le développement d'un traceur obscur (*Dart leader*) à une vitesse de l'ordre de $3 \cdot 10^6$ m/s. Le traceur obscur déclenche un arc en retour subséquent (*subsequent return stroke*). Ce mécanisme se reproduit tant que les charges sont encore présentes au sommet du canal et peut donc donner naissance à plusieurs arcs en retour subséquents. Le dernier arc en retour généré est souvent l'arc présentant la plus forte amplitude, car il draine les

charges résiduelles de la cellule orageuse. De plus, il est intéressant de noter que les arcs en retour subséquents présentent un temps de montée plus rapide que celui du premier arc en retour.

V.1.3. Déclenchement artificiel de la foudre

Dès les années 1970, de manière à pouvoir étudier plus précisément les caractéristiques des décharges orageuses nuage-sol, le déclenchement artificiel de la foudre a été utilisé afin de maîtriser le point d'impact. La méthode la plus couramment utilisée pour déclencher artificiellement la foudre s'appuie sur la technique fusée -fil. On utilise une fusée connectée à un fil totalement ou partiellement métallique. Cette méthode, facile à mettre en œuvre, présente également l'avantage d'avoir un coût relativement faible.

Le principe de fonctionnement de cette méthode est assez simple. Lors d'un épisode orageux, le champ électrique au niveau du sol augmente et peu de temps avant que ne se produise le premier arc en retour, on note une augmentation significative et rapide de ce champ. En se basant donc sur cette élévation locale du champ électrique, on lance alors une fusée connectée au sol par un fil métallique. De ce fait, on crée un effluve au niveau de la tête de la fusée et on favorise ainsi la création de l'arc en retour, en offrant par l'intermédiaire du fil un chemin de moindre résistivité. La connexion avec le traceur descendant entraîne la fusion du fil et provoque un arc en retour dont les caractéristiques sont proches de celles d'un éclair naturel.

V.1.4. Courant de foudre

On peut considérer que la décharge est constituée d'une ou de plusieurs impulsions de courant de très forte intensité (de quelques kA à plus de 100 kA pour la première impulsion) se superposant à un courant persistant.

La figure V.3, inspirée de la référence CIGRE (*Conseil International des Grands Réseaux Électriques*) [86], montre l'aspect de ce courant dans le cas d'un coup de foudre multiple.

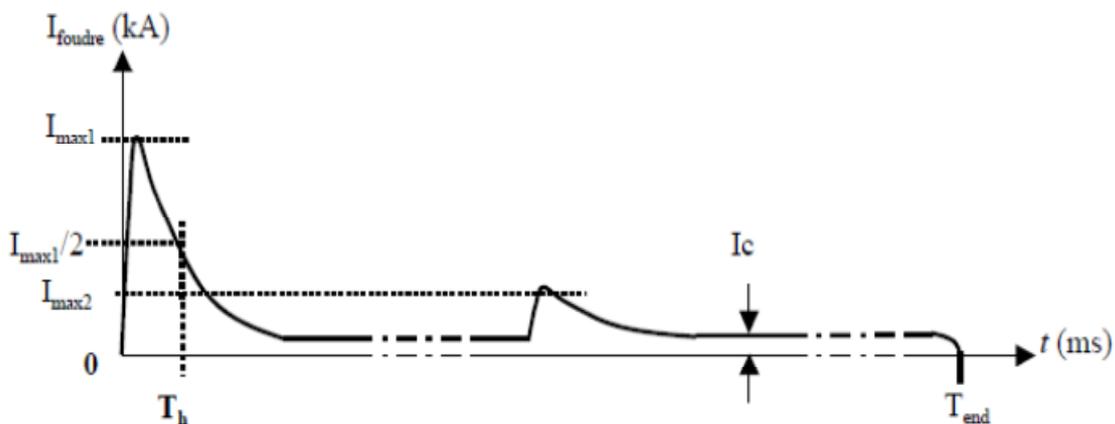


Figure V.3. Forme du courant de foudre, coup de foudre multiple.

Il y a en moyenne 3 impulsions, espacées chacune de 50 ms. Le courant persistant peut durer jusqu'à une seconde (T_{end}) et son intensité I_c varie entre 100 A et 1000 A.

Pour le premier arc, la référence [86] propose la forme de courant normalisée que nous allons utiliser : (Figure V.4)

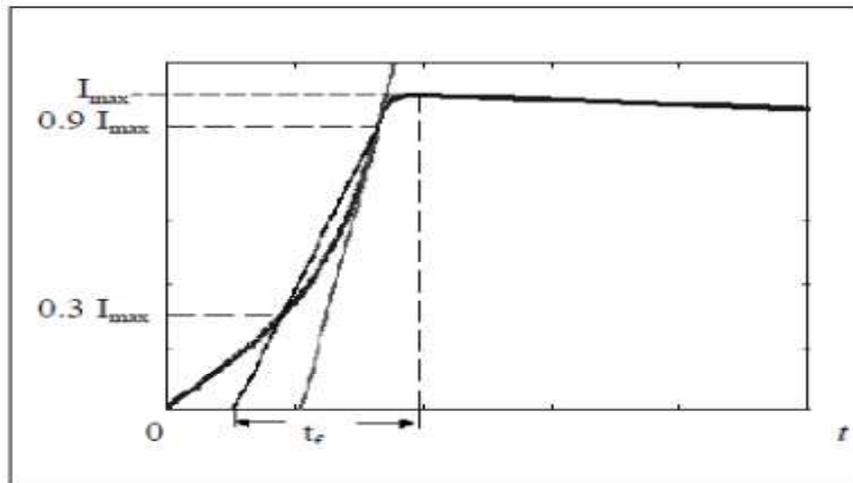


Figure V.4. Forme du premier arc du courant de foudre d'après la référence [86].

Avec : I_{max} : le courant crête ;

t_f (front time), le temps de montée ; T_h

T_h (Time to half value), le temps pour lequel le courant est redescendu à $I_{\text{max}}/2$.

V.1.5. Conséquences d'un coup de foudre sur le réseau

V.1.5.1. Amorçage en retour d'une ligne foudroyée

Afin de protéger les conducteurs de phase, les lignes de transport HT sont équipées de câbles de garde. Ces conducteurs sont reliés électriquement à l'armature des pylônes de chaque côté des portées et leur position est définie de manière à capter les coups de foudre dont l'intensité pourrait présenter un danger pour le réseau (Figure V.5).

Les câbles de garde permettent de se prémunir de la plupart des coups de foudre directs sur les phases mais pas toujours des "amorçages en retour" (amorçage dû à un coup de foudre frappant un pylône ou un câble de garde). Cet incident très pénalisant pour la qualité de service est décrit sur la figure V.5.

Suite à un coup de foudre, une fraction du courant se propage dans le pylône, et provoque sa montée en potentiel, ce qui se traduit par une surtension aux bornes des chaînes d'isolateurs. Si la valeur crête de cette surtension dépasse la tension de tenue des chaînes d'isolateurs, un arc électrique prend forme entre le pylône et la (ou les) phase(s), cas (1) sur la figure V.5).

Une fois le courant de foudre passé, le canal ionisé est parcouru par le courant à fréquence industrielle : il y a un court-circuit phase/pylône, cas (2) sur la figure V.5 jusqu'à l'ouverture du circuit par les protections.

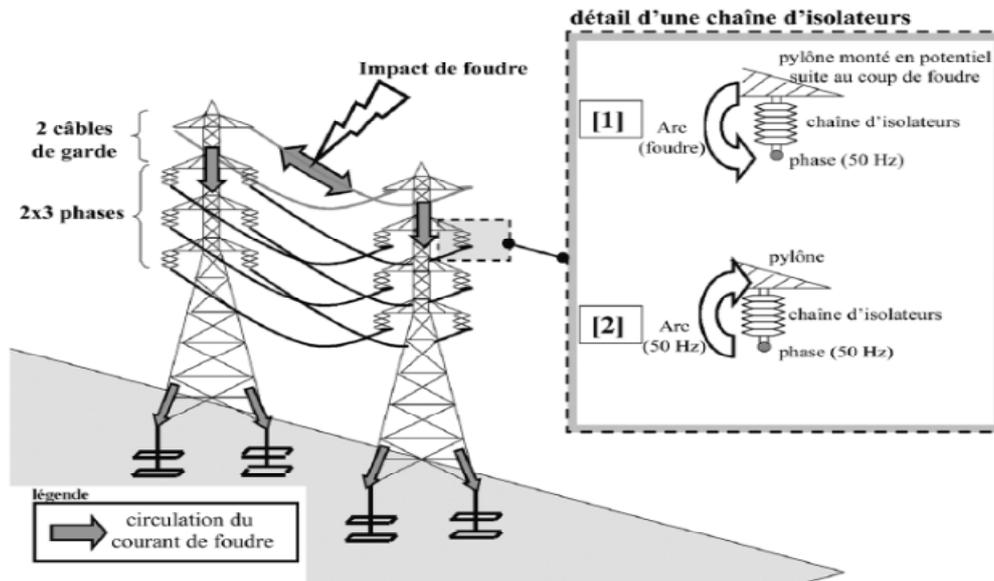


Figure V.5. Amorçage en retour aux bornes d'une chaîne d'isolateurs.

Pour une ligne donnée, le nombre moyen d'amorçage par an et par km^2 , appelé "taux d'amorçage", doit être le plus petit possible pour garantir une bonne qualité de service. Le taux d'amorçage d'une ligne est étroitement lié à la qualité de ses mises à la terre. Il apparaît très important de disposer de mises à la terre ayant un bon comportement vis-à-vis des courants de foudre.

V.1.5.2. Proximité avec un système de mise à la terre écouant un courant de foudre

Le courant qui circule dans un système de mise à la terre n'agit pas que sur le réseau électrique connecté. L'onde électromagnétique qui se propage dans le sol peut poser des problèmes de compatibilité électromagnétique CEM pour les équipements et les personnes situées à proximité.

a) Tension de pas

On considérera le cas d'électrocution par "tension de pas" (Figure V.6), qui peut se produire si une personne se situe à proximité du support qui diffuse un courant dans le sol : une tension apparaît alors entre ses deux pieds, ce qui entraîne la circulation d'un courant I_{corps} [87].

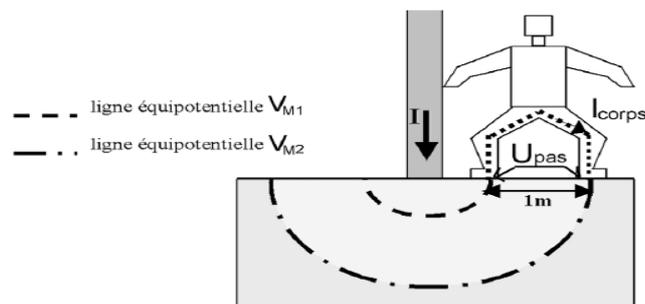


Figure V.6. Électrocution par tension de pas due à un coup de foudre.

b) Tension de touché (ou de contact)

La tension de toucher (Figure V.7) est la différence de potentiels entre une structure métallique mise à la terre et un point situé à la surface du sol, à une distance égale à 1 m.

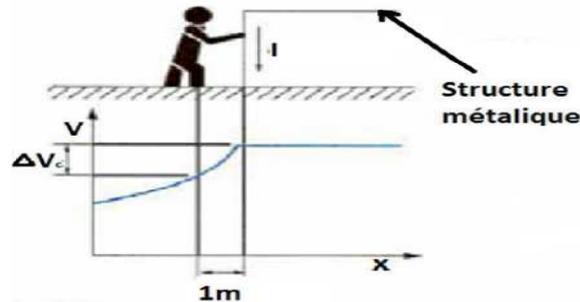


Figure V.7. Tension de touché [88].

V.2. MISE A LA TERRE DU SYSTEME DE PROTECTION

V.2.1. Définition d'un réseau de terre

La mise à la terre, parfois simplement appelée "la terre", est l'ensemble des moyens mis en œuvre pour relier une partie métallique conductrice à la terre. La mise à la terre est un élément important d'un réseau électrique, que ce soit en haute ou basse tension. Elle est caractérisée par sa résistance ou son impédance, elle doit être capable d'assurer l'écoulement du courant de défaut ou de courant de foudre, sans se détruire par échauffement. Pour ces raisons, les mises à la terre ont pour but d'éliminer des potentiels anormaux sur les masses.

Pour une installation ou une structure de faible étendue, on emploie l'expression "prise de terre", en réservant le terme "réseau de terre" à l'installation importante telle que celles des postes. A la fréquence industrielle, l'étude du comportement d'un réseau de terre nécessite l'analyse préalable de la répartition du potentiel dans le sol qui l'entoure. Cette répartition est fonction des caractéristiques électriques du terrain, c'est-à-dire de sa résistivité, des caractéristiques géométriques du réseau de terre et de la source. La conception d'un réseau de terre doit donc être précédée d'une étude géologique du sol.

V.2.2. Rôle d'une mise à la terre

Le rôle d'une mise à la terre d'une installation électrique [86] est de permettre l'écoulement rapide à l'intérieur du sol de courants de défaut de toutes origines, qu'il s'agisse, par exemple, cause dû aux surtensions encore de défauts à 50 Hz. Lors de l'écoulement de tels courants par une prise ou un réseau de terre, des différences de potentiel peuvent apparaître entre certains points ou entre deux masses métalliques, par exemple entre la prise de terre et le sol qui l'entoure, ou entre deux points de sol. Les schémas de liaison à la terre seront abordés sous l'aspect de leurs relations avec les réseaux de terre.

La conception des prises et des réseaux de terre doit permettre, même dans ces conditions, d'assurer le maintien de :

- La sécurité des personnes et des animaux.
- La protection des installations de puissance.
- La protection des équipements sensibles.
- Le maintien d'un potentiel de référence.

V.2.3. Différents types de prise de terre

La configuration d'un système de mise à la terre dépend de la nature de la structure connectée, de l'environnement et des performances recherchées. Il y a deux types de systèmes de prise de terre les systèmes simples et les systèmes complexes, (Figure V.8 et V.9) [87].

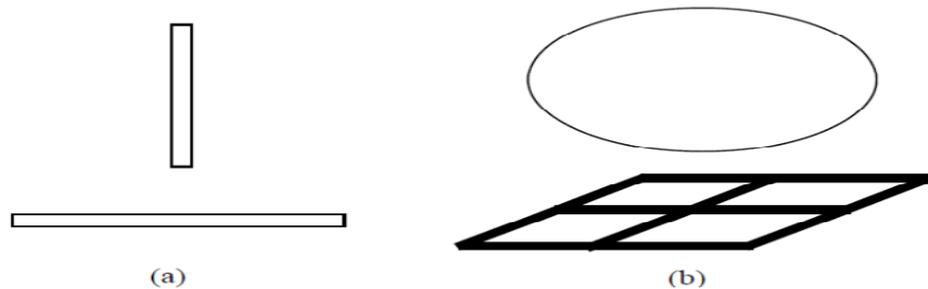


Figure V.8. Systèmes de prise de terre simples (a) et systèmes de prises de terre complexes de terre (b).

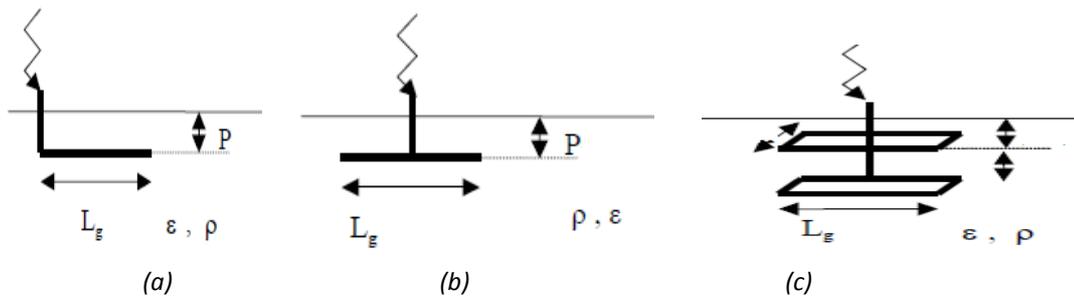


Figure V.9. Autres configurations de la prise de terre : (a) câble enterré horizontalement ; (b) Prise en T'; (c) Double boucle

V.2.4. Principes de mise à la terre

La basse impédance est la clé de la protection contre la foudre. Toutes les connexions de mise à la terre devraient être aussi courtes et directes que possible afin de réduire les pics de tensions induits dans les connexions. Le système de mise à la terre doit permettre la dissipation efficace des courants de foudre dans le sol. La résistance de la terre elle-même doit également être réduite. La protection maximale contre la foudre ne sera complète qu'une fois que tous ces facteurs auront été pris en compte.

V.2.5. Environnement : sol et fondations

Le comportement d'un système de mise à la terre dépend beaucoup des caractéristiques électriques de son environnement immédiat, c'est-à-dire du sol et des fondations. Comme pour tout milieu conducteur, le comportement électrique du sol est caractérisé par les trois grandeurs suivantes : la résistivité ; la permittivité et la perméabilité.

Le sol est composé de plusieurs matériaux dont la proportion va avoir une influence sur chacune de ces grandeurs (notamment l'eau, dont la proportion varie en fonction du temps).

➤ **Résistivité**

La conduction dans le sol est principalement de type électrolytique. La résistivité électrique du sol, notée ρ , dépend de la densité de porteurs libres (ions) et est donc très étroitement liée à la pression, la température, et, plus que tout, au degré d'humidité. En général, plus le sol est humide et mieux il conduira de l'électricité [89].

➤ **Permittivité**

La permittivité d'un matériau, notée ϵ , caractérise son comportement diélectrique. Elle est fonction de la permittivité propre des différents composants du sol et de leur proportion. Dans la nature, le liquide polarisé le plus répandu est l'eau, dont la permittivité relative à 50 Hz est d'environ 80. Comme c'est le cas pour la résistivité, la permittivité apparente d'un sol poreux est donc largement influencée par son taux d'humidité. Pour les agronomes, la mesure de la permittivité apparente est même un excellent moyen de sondage non destructif du taux d'humidité des sols.

➤ **Perméabilité**

On considère que le sol est constitué de matériaux amagnétiques (ce qui se vérifie toujours en pratique, sauf dans le cas de quelques roches riches en oxyde de fer comme la magnétite). Sa perméabilité relative μ est donc égale à 1 et nous ne considérerons plus ce paramètre dans la suite.

V.3. RESULTATS ET SIMULATIONS

Lors du dimensionnement des différents éléments d'un réseau, les chercheurs ont recours à des outils numériques pour simuler la réponse du système à un impact de foudre, ainsi que les contraintes qui peuvent être appliquées sur l'environnement extérieur (personnes ou matériels). Dans cette optique, il est nécessaire de prendre en compte plus ou moins finement le comportement de tous les constituants du réseau électrique, aussi bien en surface (conducteurs, pylônes, portiques, transformateurs, etc...) qu'en sous-sols (systèmes de mise à la terre, câbles enterrés, etc...).

Il est clair que la précision des résultats obtenus lors des simulations dépendra directement du raffinement des modèles choisis. Et vue de l'importance des systèmes de mise à la terre pour l'écoulement des courants de foudre; on a choisi de modéliser ce

système à l'aide du logiciel Pspice qui est un outil de simulation largement utilisé pour le calcul des transitoires sur les réseaux électriques.

Dans cette partie de travail, on s'appuie sur un modèle traité dans les deux références [84, 90]. L'intérêt des simulations que nous avons effectuées, est le calcul des différentes grandeurs électriques et la représentation du comportement des systèmes de prise de terre et de la perturbation en regardant l'influence des paramètres du câble et du sol. Notre étude peut être présentée selon plusieurs étapes :

V.3.1. Validation du modèle retenu

Dans une première phase, il faut tout d'abord vérifier le modèle retenu par les deux références [84, 90]. Ce modèle traite la réponse d'un contrepois fil conducteur enterré excitée par une impulsion de courant selon le schéma de la figure V.10.

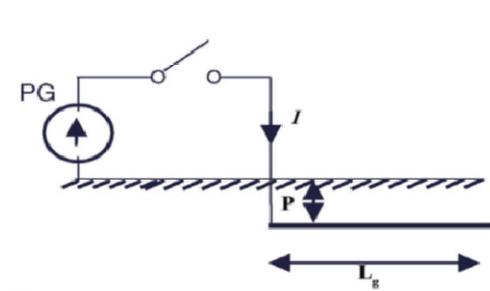


Figure V.10. Schéma du modèle selon les références [84, 90].

Dans cette figure, PG est une source délivrant un courant impulsionnel d'amplitude maximum de 0,2 A de temps de montée 0,1 μ s.

Les dimensions sont les suivantes :

- Longueur du contrepois: $L_g = 34,16$ m,
- Profondeur d'enfouissement : $P = 1$ m,
- Section du conducteur enterré : 60 mm^2 ,
- Le sol est considéré comme homogène de résistivité $\rho = 400 \text{ } \Omega \cdot \text{m}$.

Dans ce modèle, une électrode horizontale enterrée à une profondeur h ($l \gg r$ et $l \gg h$) où l est la longueur de l'électrode, r son rayon est représenté comme un circuit RLC, les relations suivantes [92] définissent les paramètres RLC du circuit approché.

$$R = \frac{1}{G} = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{2rh}} - 1 \right) \quad (\text{V-1})$$

$$C = 2\pi\epsilon \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{2rh}} - 1 \right)^{-1} \quad (\text{V-2})$$

$$L = \frac{\mu_0 L}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{2rh}} - 1 \right) \quad (\text{V-3})$$

La figure V.11 présente les valeurs calculées grâce à notre simulation du modèle pour $I_1(t)$, $U_1(t)$ et $U_2(t)$. Ces résultats sont à comparer avec les courbes présentées dans les figures V.12 et V.13 issues des deux références [84, 90].

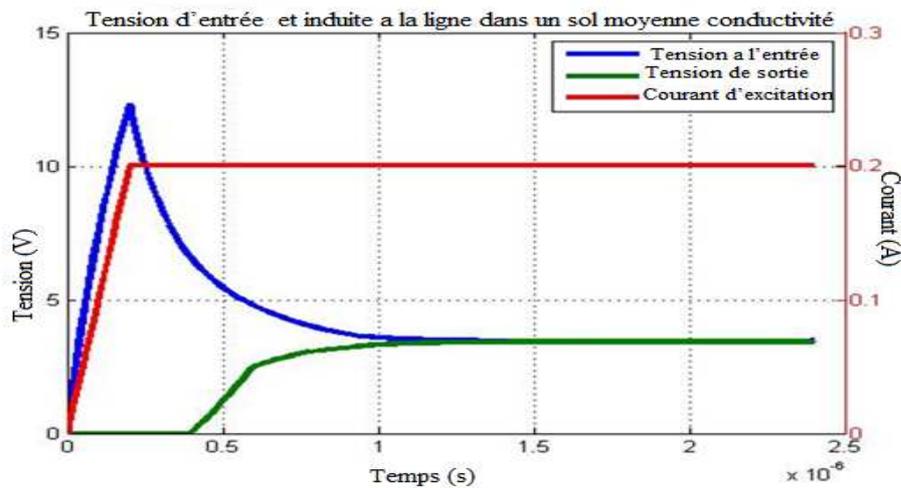


Figure V.11. Résultats des grandeurs calculées grâce à notre modèle.

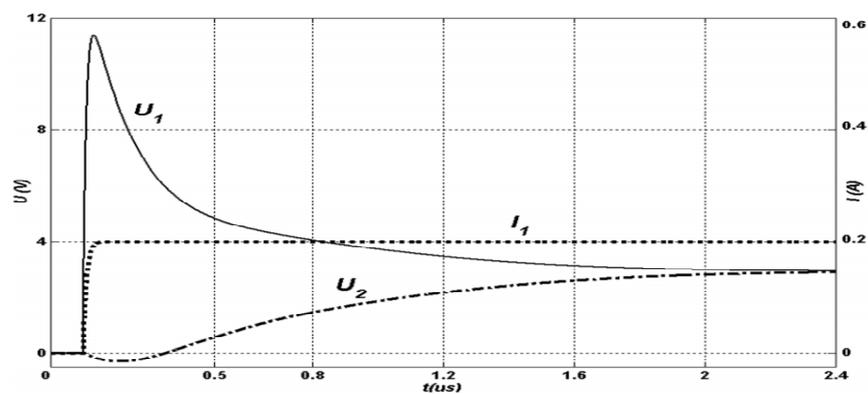


Figure V.12. Résultat de la simulation pour l'étude de la référence [84] avec "EMTP".

Dans la figure V.13, "expt" : représente les valeurs mesurées expérimentalement ; "back_cal" : les valeurs calculées d'après la référence [90].

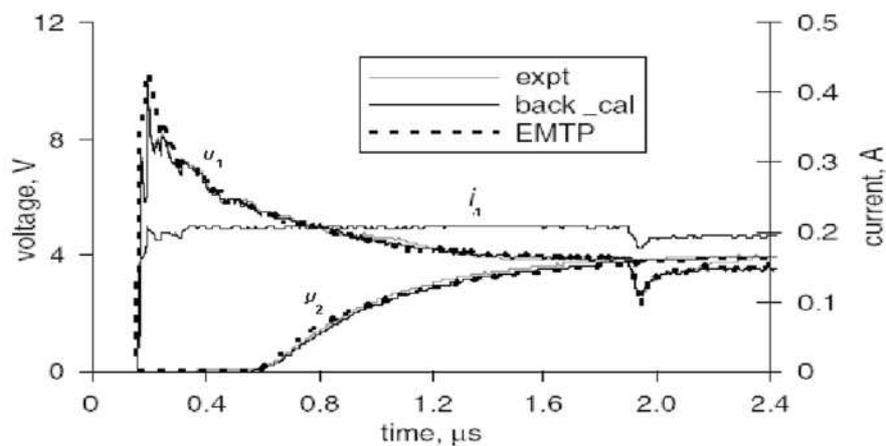


Figure V.13. Résultats présentés par la référence [90].

Les résultats obtenus avec notre simulation du modèle (Figure V.11), sont en bon accord avec les résultats expérimentaux et calculés par les deux références présentés dans les figures (V.12 et V.13). Pour la tension d'entrée U_1 obtenue selon la théorie des lignes (ligne avec perte), on voit que la réponse (régime transitoire et permanent) est

due à un fort $\partial I/\partial t$ qui est fixé par le temps de montée de l'impulsion, qui explique le spectre HF de notre impulsion en courant, avant de voir un régime permanent s'établir qui explique la réponse de la partie BF de notre signal impulsionnel.

Généralement, le temps de montée d'un signal impulsionnel est relié à sa bande passante à -3dB, via l'équation suivante :

$$\text{Bande passante} = K/\text{temps de montée} \quad (\text{V-4})$$

Le paramètre K est généralement compris entre 0,35 et 0,45 (autour de $1/\pi$).

C'est-à-dire que le spectre est inversement proportionnel avec le temps de montée lorsque ce dernier décroît le spectre en fréquence augmente. Concernant la tension de sortie U_2 , la ligne avec perte noyée dans le sol, se comporte comme un filtre passe bas, ce qui explique à la sortie de la ligne une tension faible (atténuation par rapport à la tension de l'entrée de la ligne) et montre l'écoulement du courant (type foudre vers le sol) protégeant en partie les installations et les personnes autour.

Cette concordance entre les courbes nous a permis de valider notre modèle d'un système de mise à la terre. D'une manière générale, nous avons obtenu de bons résultats d'autant plus encourageants pour l'exploiter sur divers cas pratiques.

V.3.2. Exploitation du modèle

Notre objectif majeur de cette étude s'oriente vers une bonne description du comportement d'une perturbation conduite injectée dans une mise à la terre constituée par une ligne de transmission, suite à une agression transitoire de type foudre, introduisant l'influence des différents paramètres du sol et de la ligne enterrée ainsi que le temps de montée du courant d'excitation.

a) Influence du temps de montée

Dans cette partie, on va étudier l'effet de la variation du temps de montée sur les tensions d'entrée et de sortie. Nous avons excité notre modèle de mise à la terre par un courant d'impulsion avec deux valeurs de temps de montée différents : $0,1 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}$ (figure V.14).

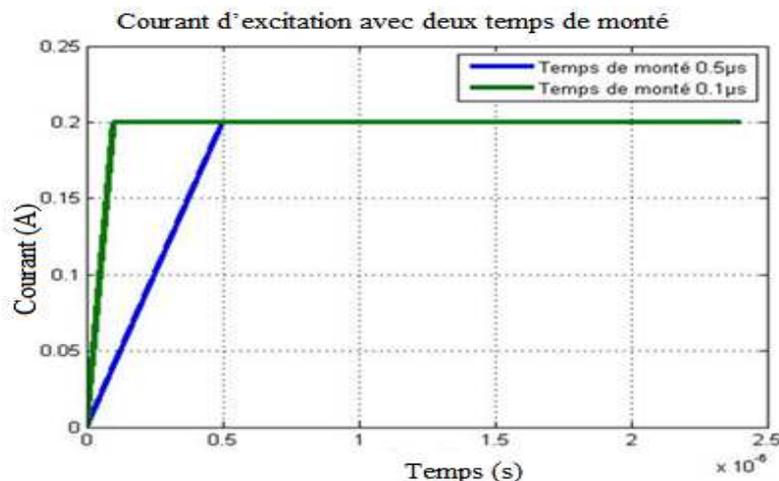


Figure V.14. Représentation temporelle du courant d'excitation avec deux temps de montées ($0,1 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}$).

Les deux représentations temporelle et fréquentielle de la tension d'entrée et de sortie de la ligne pour une longueur $L = 34,1$ m selon deux temps de montée : $0,1 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}$ sont présentées sur les deux figures V.15 et V.16.

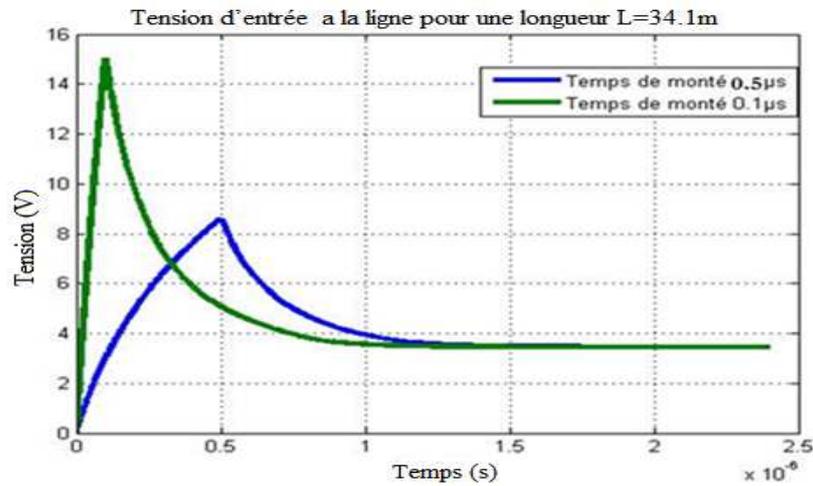


Figure V.15. Représentation temporelle de la tension d'entrée d'une ligne de masse pour une longueur de $L = 34,1$ m selon deux temps de montée ($0,1 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}$).

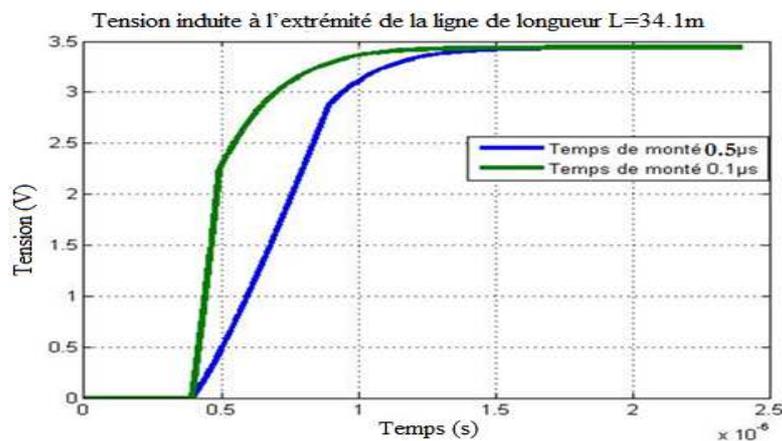


Figure V.16. Représentation temporelle de la tension induite à l'extrémité libre d'une ligne de longueur de $L = 34,1$ m selon deux temps de montée ($0,1 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}$).

Nous avons vérifié l'influence du temps de montée t_m sur la tension d'entrée et la tension de sortie. On remarque que plus le temps de montée t_m est faible plus la tension est forte à cause du spectre de l'impulsion qui est plus HF.

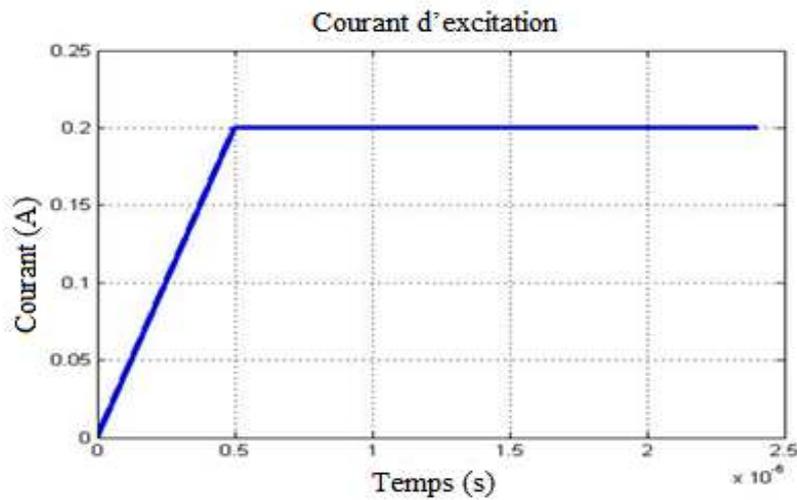
b) Paramétrage du sol (Influence de la nature du sol)

En raison de l'importance de la nature du sol sur le bon fonctionnement des mises à la terre, on a effectué trois simulations simultanément dans trois types de sol homogènes, en utilisant un câble enterré horizontal, de longueur $L = 34,1$ m, avec la même profondeur par rapport à l'interface air/sol $P = 1$ m. Les caractéristiques du type du sol sont regroupées dans le tableau V.1.

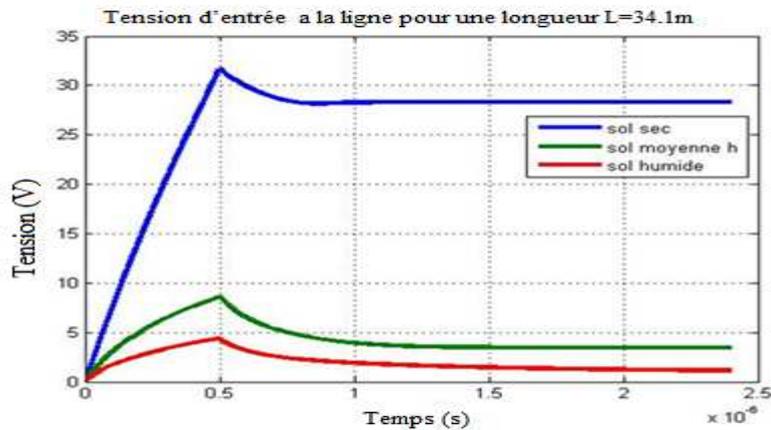
Tableau V.1. Caractéristiques de trois types de sol.

<i>Nature du sol</i>	Permittivité relative du sol (ϵ_r)	Résistivité du sol ρ ($\Omega.m$)
Sol sec	3	10000
Sol moyenne conductivité	12	400
Sol humide	30	100

La figure V.17 montre le courant injecté à l'entrée de la ligne pour un temps de montée égal à $0,5 \mu s$.

**Figure V.17.** Représentation du courant d'excitation.

Une représentation temporelle et fréquentielle de la tension d'entrée de la ligne de masse pour une longueur $L = 34,1$ m selon trois types de sol est montrée dans les figures V.18 et V.19.

**Figure V.18.** Représentation temporelle de la tension d'entrée d'une ligne de masse pour une longueur de $L = 34,1$ m selon trois types de sol.

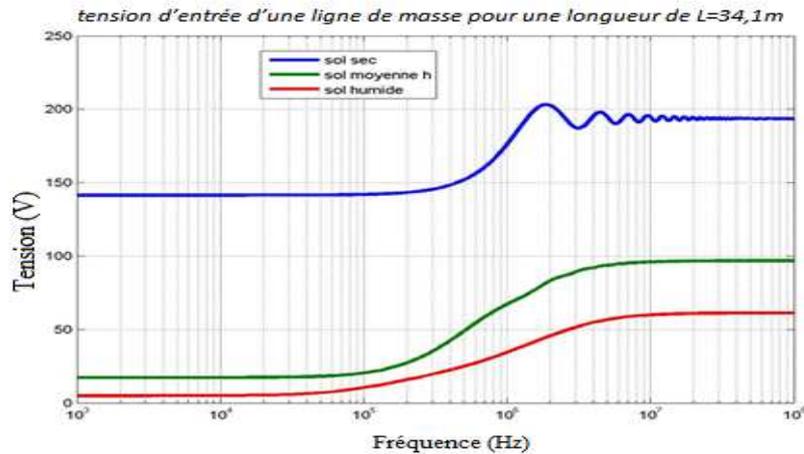


Figure V.19. Représentation fréquentielle de la tension d'entrée d'une ligne de masse pour une longueur de $L = 34,1$ m selon trois types de sol.

D'après l'analyse de la courbe présentée à la figure V.18, nous constatons que nous avons une tension beaucoup plus forte dans le cas du sol sec que dans le cas du sol moyen et humide, ceci est due à l'impédance caractéristique de la ligne Z_c .

Alors que dans la partie fréquentielle pour un courant 1 A injecté au sol sec quelque soit la fréquence montrée à la figure V.19, nous constatons en BF que la réponse de la tension d'entrée à un niveau plus fort lorsque la fréquence dépasse 100 kHz, ainsi on aura le comportement filtre passe bas de la ligne. La ligne joue mieux son rôle en BF qu'en HF.

On peut constater que pour 1 A quel que soit la fréquence, les impédances du câble, sont plus faibles en BF qu'en HF, liées à la partie selfique des conducteurs.

De même pour la tension induite à l'extrémité libre de la ligne qui sont présentées en temporelle et en fréquentielle par les deux figures V.20 et V.21, on remarque qu'elle est plus forte pour un sol sec que pour un sol moyen et humide.

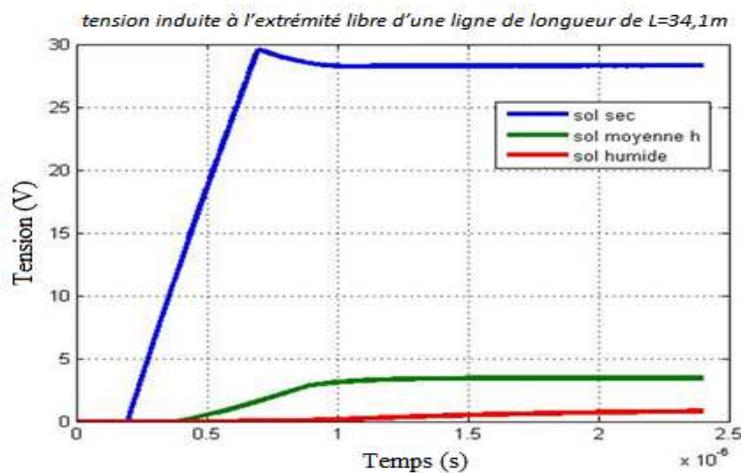


Figure V.20. Représentation temporelle de la tension induite à l'extrémité libre d'une ligne de longueur de $L = 34,1$ m selon trois types de sol.

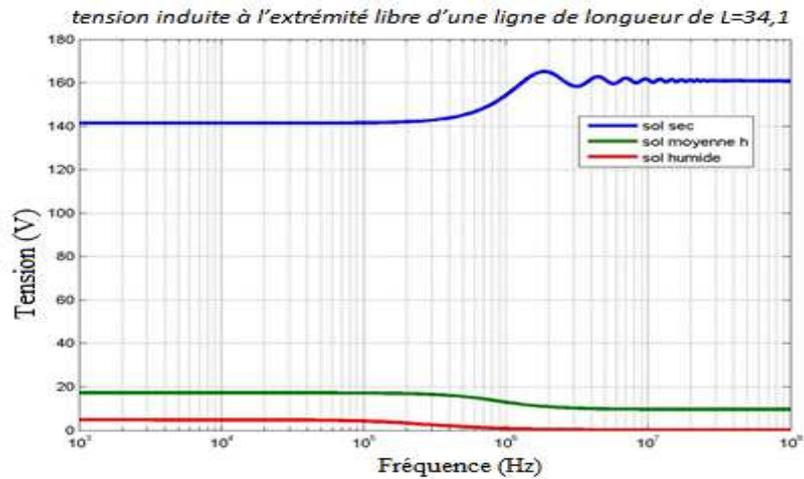


Figure V.21. Représentation fréquentielle de la tension induite à l'extrémité libre d'une ligne de longueur de $L = 34,1$ m selon trois types de sol.

c) Paramétrage de la longueur du câble

Une autre variable à paramétrer pour voir son influence sur les valeurs des grandeurs électriques différentes qui est liée aux câbles c'est bien la longueur L_g . Pour cela, on a choisi trois longueurs différentes ($L_g = 10$ m, $L_g = 34,1$ m, $L_g = 68,2$ m).

Les représentations temporelles et fréquentielle des tensions d'entrée et de sortie, pour ces trois cas de longueurs sont données dans les figures: V.22, V.23, V.24, V.25 et V.26.

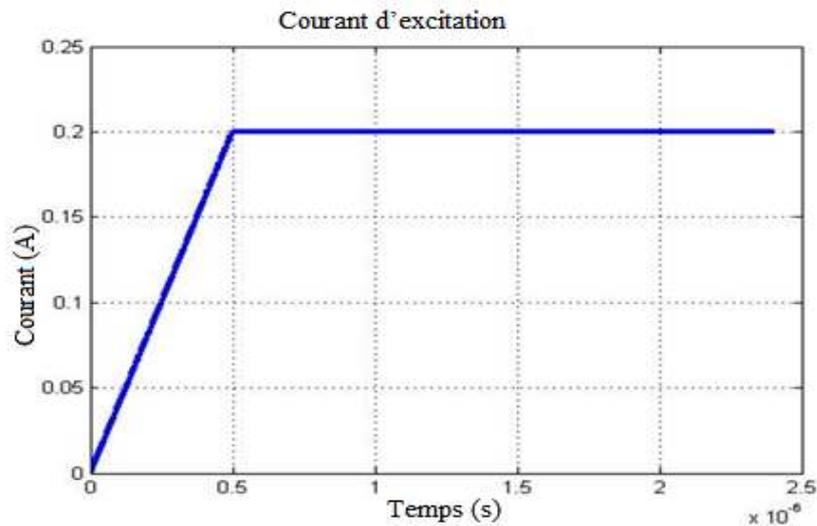


Figure V.22. Représentation du courant d'excitation.

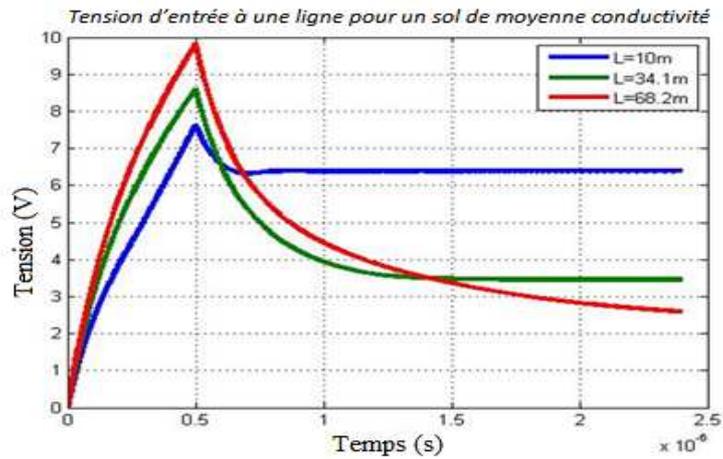


Figure V.23. Représentation temporelle de la tension d'entrée à une ligne de masse pour un sol de moyenne conductivité.

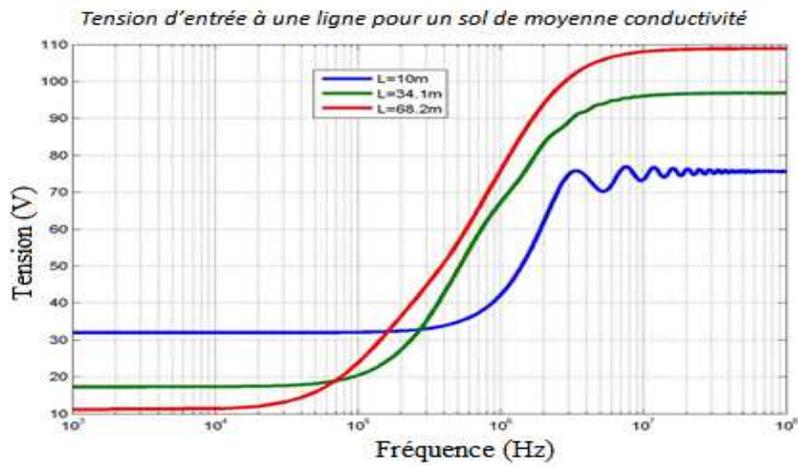


Figure V.24. Représentation fréquentielle de la tension d'entrée à une ligne de masse pour un sol de moyenne conductivité.

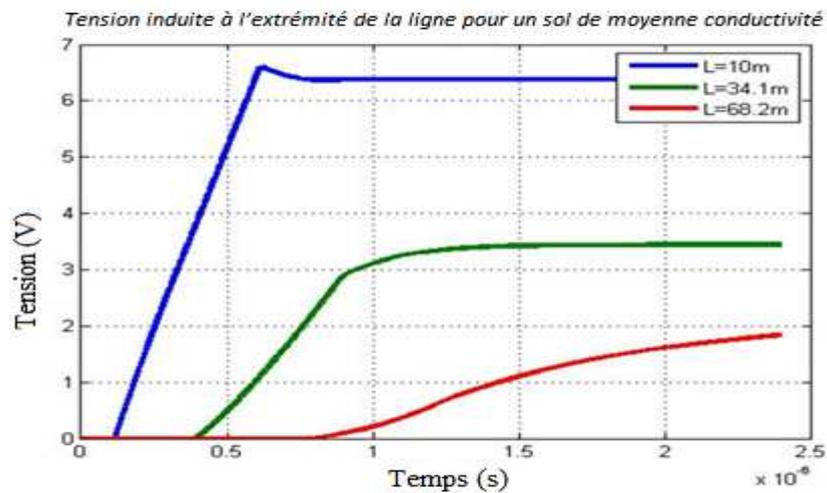


Figure V.25. Représentation temporelle de la tension induite à l'extrémité libre de la ligne pour un sol de moyenne conductivité.

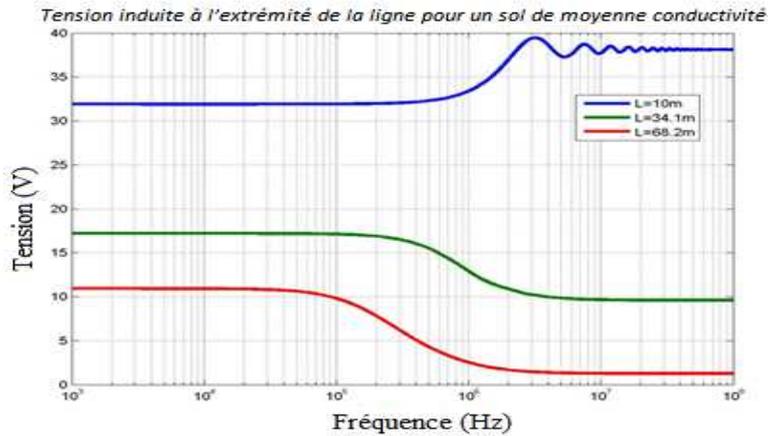


Figure V.26. Représentation fréquentielle de la tension induite à l'extrémité libre de la ligne pour un sol de moyenne conductivité.

On constate une meilleure efficacité du conducteur enterré de grande longueur, vis à vis de l'impulsion type foudre, et ceci valable en BF car en HF cas de $L = 10$ m, on a l'augmentation de l'impédance (à cause de la self du fil) ou le conducteur ne joue plus son rôle de protection.

V.3.3. Étude avec un Sol inhomogène

Dans cette partie va traiter deux cas :

1- un câble enterré de longueur $L = 20$ m dans un sol inhomogène constitué par deux types de sol (sol de moyenne conductivité et sol humide).

2- un câble enterré de longueur $L = 20$ m dans un sol inhomogène constitué par deux types de sol (sol moyenne conductivité et sol sec).

Il est important pour analyser la réflexion au niveau d'interface entre deux types de sol, d'utiliser une impulsion courte à l'entrée de 2 ns (temps de montée et de descente de 1 ns). Car comme le montrent les figures V.27 et V.28, où nous remarquons la tension d'entrée de la ligne et les réflexions qui correspondent aux allers et aux retours des impulsions observées à l'entrée de la ligne.

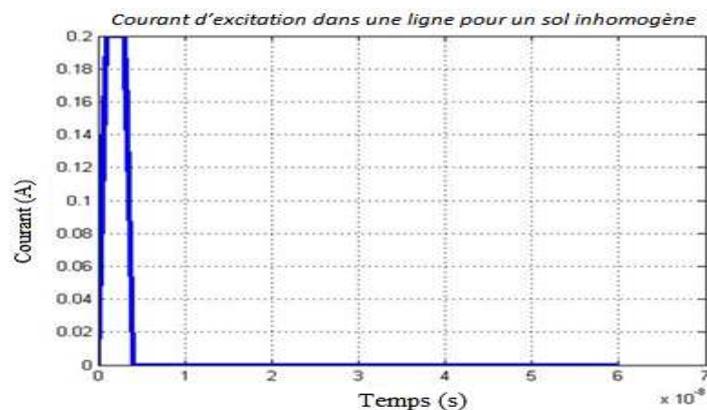


Figure V.27. Représentation temporelle du courant d'excitation dans une ligne de longueur $L = 20$ m pour un sol inhomogène (moyenne conductivité et sol humide).

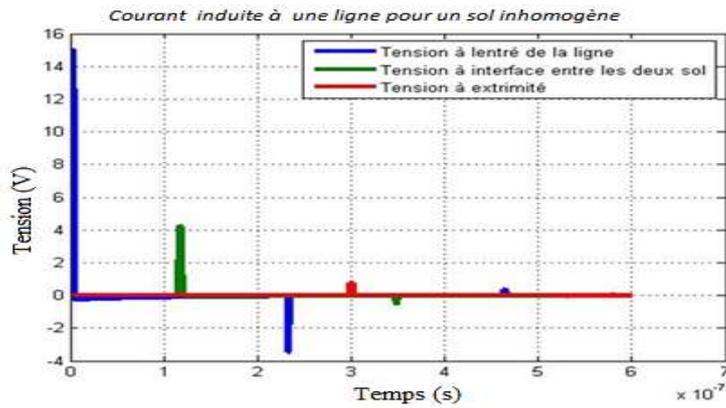


Figure V.28. Représentation temporelle de la tension induite dans une ligne de longueur $L = 20$ m pour un sol inhomogène (moyenne conductivité et sol humide).

Alors pour la partie des deux sols inhomogènes (moyenne et humide) et (moyenne et sec), les représentations temporelles des tensions induites dans la ligne pour les deux sols sont présentées aux deux figures V.29 et V.30. En faisant la comparaison entre les deux cas, on remarque toujours qu'on a une tension d'entrée forte, suivie de la réflexion au niveau de l'interface entre les deux types de sol, qui vient se superposer au signal, et affecte la partie descendante de la tension d'entrée (en comparaison avec la figure V.18 pour un sol homogène).

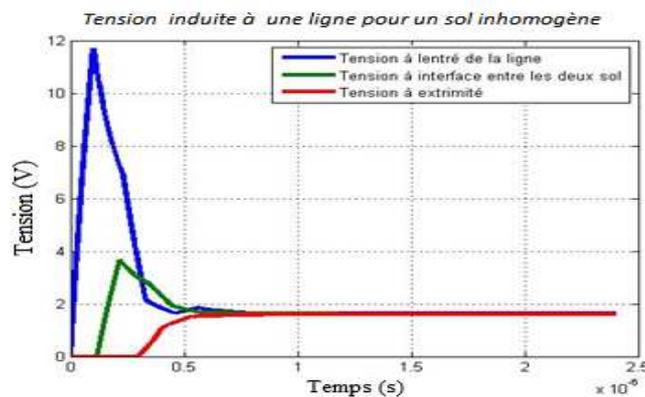


Figure V.29. Représentation temporelle de la tension induite dans une ligne de longueur $L = 20$ m pour un sol inhomogène (moyenne conductivité et sol humide).

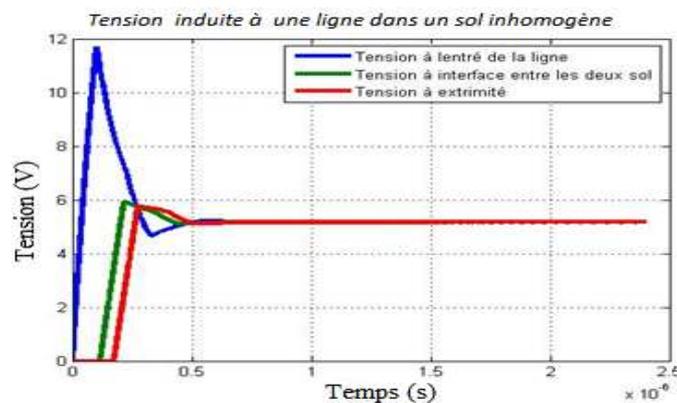


Figure V.30. Représentation temporelle de la tension induite dans une ligne de longueur $L = 20$ m pour un sol inhomogène (moyenne conductivité et sol sec).

V.3.4. Modification des nombre de conducteur en parallèles

Comme il est mentionné précédemment que la basse impédance et la clé de la bonne protection contre la foudre c'est pour cette raison on a proposé de mettre une mise à la terre constitué par un nombre de conducteur en parallèles afin de minimiser son impédance, donc on a simulé le système pour deux et trois conducteurs en parallèles, les résultats sont présentés dans les deux figures : V.31 et V.32.

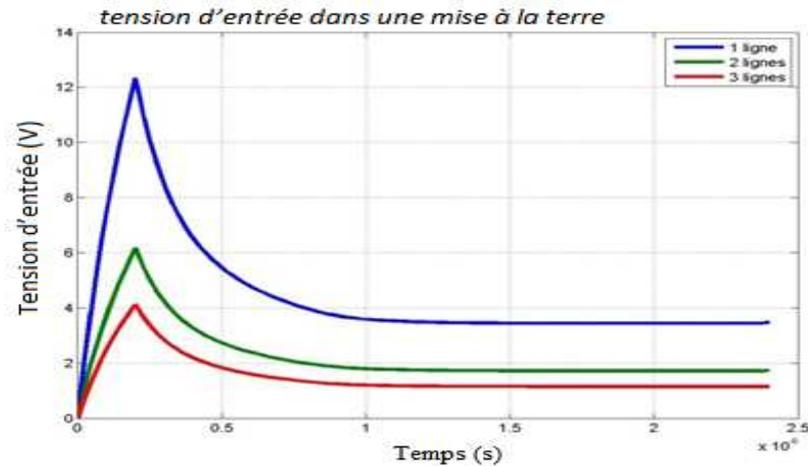


Figure V.31. Représentation temporelle de la tension d'entrée dans une mise à la terre pour une ligne, deux lignes et trois lignes en parallèles de longueur $L = 34,1$ m enterrées à une profondeur de 1 m dans un sol de moyenne conductivité.

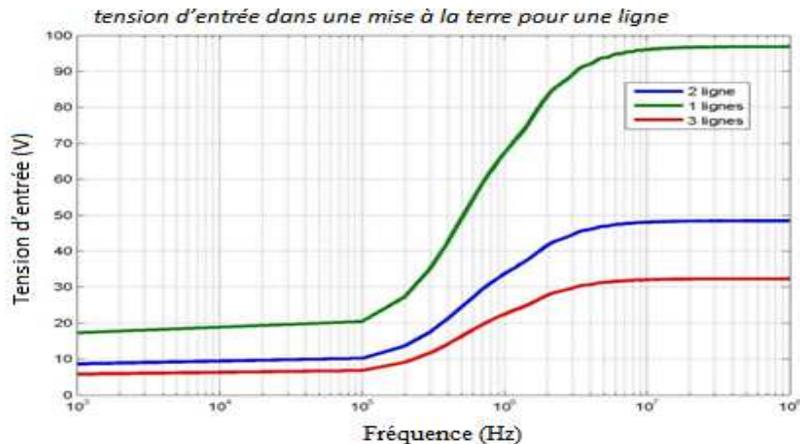


Figure V.32. Représentation fréquentielle de la tension d'entrée dans une mise à la terre pour une ligne, deux lignes et trois lignes en parallèles de longueur $L = 34,1$ m enterrées à une profondeur de 1 m dans un sol de moyenne conductivité

A partir des résultats obtenus, on remarque que l'augmentation du nombre de conducteurs enterrés en parallèle dans une mise à la terre réduit la valeur de la tension d'entrée (et par conséquent réduit la résistance en basse fréquence pour la mise à la terre, constituée par ces conducteurs enterrés au vu des courbes de la figure V.32, car le courant injecté est de 1 A quelque-soit la fréquence), ce qui nous donne une meilleure protection contre ce type de perturbation.

V.4. CONCLUSION

Le courant qui circule dans un système de mise à la terre n'agit pas que sur le réseau électrique connecté. L'onde électromagnétique qui se propage dans le sol peut poser des problèmes de compatibilité électromagnétique pour les équipements et les personnes situées à proximité. Ce point a été bien présenté dans ce dernier chapitre de cette thèse.

Comme première étape on a réussi à valider le modèle choisi de système de mise à la terre en s'appuyant sur des résultats expérimentaux issus de trois études présentées dans la littérature.

D'une manière générale, nous avons obtenu de bons résultats d'autant plus encourageants que :

- les données expérimentales n'étaient pas complètes lors des simulations (par exemple, les références ne donnent pas tous les détails concernant les conducteurs reliant la source d'impulsion à la mise à la terre).

Nous avons fait aussi une étude paramétrique où on a pris en compte l'influence des différents paramètres du sol et du câble sur le comportement de la perturbation conduite dans une mise à la terre et on a conclu qu'il faudra envisager un grillage qui comporte plusieurs fils en parallèles pour diminuer cette impédance à l'entrée du contrepoids ce qui donnera une diminution de la tension à l'entrée. La norme pour une meilleure prise de terre de protection est d'avoir sa résistance $R < 10 \Omega$ pour les pylônes, et $R < 1 \Omega$ pour les bâtiments.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Depuis un demi-siècle, l'évolution exponentielle des applications de l'électricité dans les domaines tant civils que militaires, multiplie les équipements électriques sources d'ondes électromagnétiques. La cohabitation dans un même environnement de ces matériels électroniques travaillant avec des signaux de fortes ou de faibles amplitudes et à des fréquences d'utilisation de plus en plus élevées, peut générer de nouveaux types de dysfonctionnements et des phénomènes d'incompatibilité entre équipements.

N'importe qu'un système électrique ou électronique soit exposé à des agressions de diverses natures physiques. Du point de vue électromagnétique, ces agressions s'introduisent par des mécanismes de conduction ou d'induction à travers les câbles, les joints de portes, et plus récemment, les nouveaux matériaux composites plus légers mais moins conducteurs, laissant pénétrer une partie du signal perturbateur.

S'ajoutent ensuite, toutes les interférences internes à l'appareil comme les couplages entre les lignes de transmission, entre les équipements électriques pollueurs, ou entre des appareils électroniques portables.

Dans le domaine des transports d'énergie électrique, les industriels sont particulièrement confrontés à ces problèmes de CEM des systèmes complexes. La mission des ingénieurs spécialistes consiste à rechercher et développer des moyens expérimentaux et numériques toujours plus performants pour évaluer et maîtriser le comportement des ondes électromagnétiques dans un environnement de plus en plus complexe.

Afin de limiter le risque d'interférence EM avec d'autres appareils et en particulier avec ceux de contrôle, il est nécessaire de prédire, en premier lieu, les émissions EM générées et ensuite limiter les perturbations nuisibles au fonctionnement et à la sûreté du système global. Donc, il est nécessaire de prédire les émissions conduites et rayonnées des câbles qui sont, par leurs grandes tailles, un risque EM potentiel pour les systèmes électroniques autour.

L'objectif de mes années de recherche pour la préparation de ma thèse, a été l'estimation des perturbations conduites et rayonnées dans les câbles de puissance où j'ai commencé par l'étude de la compatibilité électromagnétique en général et en particulier, les perturbations et les modes de transmission.

Après avoir défini la CEM et présenté ces notions fondamentales, nous pouvons conclure que les perturbations électromagnétiques générées par un système électrique ou électronique peuvent perturber leurs environnements tels que le fonctionnement de ce dernier alerté par ces perturbations. Pour cela, tous les matériels électriques ou électroniques n'assurent un bon fonctionnement que par le respect des normes CEM et leurs applications.

Nous avons présenté les différents types de câbles d'énergie et rappelé certaines notions de la théorie des lignes de transmission qui sont à la base de l'étude des câbles d'énergie. Nous avons également présenté une synthèse des différents modèles de câbles d'énergie ainsi que les différentes méthodes permettant de caractériser et de modéliser le câble étudié.

Le calcul du rayonnement électromagnétique dans les lignes de transmission nécessite l'utilisation d'un banc de mesures adéquat faisant intervenir un analyseur de réseaux vectoriel relié à une cellule GTEM, où on a pu faire une étude sur le comportement de la ligne selon plusieurs paramètres.

Dans ce cas on a traité le couplage entre les ondes électromagnétiques et les lignes de transmission afin de prédire les perturbations induites dans ces derniers. Après la description de la théorie des lignes de transmission et exposer les différents modèles de couplage, nous avons mesuré l'évolution fréquentielle des tensions induites à l'extrémité de la ligne agressée par une onde électromagnétique EM.

Cette étude nous a permis de décrire ce phénomène de couplage selon : la charge à l'extrémité, la hauteur par rapport au plan de masse et l'importance de la mise à la masse.

Le couplage par diaphonie entre les lignes de transmission, constitue l'un des perturbateurs les plus pénalisants. Et qui provient de la coexistence dans un même câble de multiples systèmes de transmission a été aussi entamé.

L'étude est faite par le biais d'outil expérimental, utilisant un banc de mesures adéquat faisant intervenir un analyseur de réseaux vectoriel. Ce qui nous a permis de mesurer la fonction de transfert S_{21} en dB ($S_{21} = \text{Tension victime} / \text{Tension coupable}$) selon différents paramètres tels que : la distance entre les deux lignes coupable et victime, l'impédance à l'extrémité de la ligne victime et la hauteur de cette ligne par rapport au plan de masse pour arriver à quantifier leurs influence sur le comportement et l'amplitude de ce couplage.

On peut dire aussi que le blindage est parmi les remèdes concernant les perturbations électromagnétiques. Le blindage a pour but d'atténuer le champ électromagnétique émis par un appareil ou un système afin de le rendre conforme aux normes d'émission rayonnée et atténue le champ électromagnétique ambiant reçu par les circuits internes de l'appareil, pour le rendre conforme aux normes d'immunité rayonnée.

Dans l'étape finale de ce travail, on s'est intéressé à la perturbation conduite dans les lignes de transmission qui consiste en une mise à la terre dédié à la protection des installations et des bâtiments contre les surtensions de la foudre.

Après avoir validé le modèle choisi de système de mise à la terre appuyant sur des résultats expérimentaux issus de trois études présentées dans la littérature, une étude paramétrique a été présentée pour modéliser le comportement de l'onde électromagnétique provoquée par la foudre et qui se propage dans le sol par

l'intermédiaire de la ligne de transmission selon différents paramètres : le temps de montée, nature du sol, la longueur du câble, le nombre de conducteurs.

Enfin, parmi les perspectives : on peut pousser l'étude du comportement des lignes de transmission d'énergie face à l'agression électromagnétique dans l'environnement industriel et à l'intérieur des habitations pour trouver une bonne amélioration des systèmes de protection. Et aussi réaliser un banc de mesure CEM au niveau du laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès afin d'effectuer des mesures CEM et compléter ce qui a été initié dans cette thèse.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Alain Reineix, Christophe Guiffaut, "Résolution de problèmes de compatibilité électromagnétique par des méthodes temporelles 3D", XLIM, Faculté des Sciences et Techniques, Limoges.
- [2] Duc Quang NGUYEN, "Développement d'un outil d'investigation pour le diagnostic des phénomènes hautes fréquences dans des câbles électriques", thèse de doctorat Paris Tech novembre 2013.
- [3] M. Vuagnoux and S. Pasini, "An improved technique to discover compromising electromagnetic emanations", IEEE International Symposium on EMC 2010, pp.121-126, 25-30 July 2010.
- [4] F. Sabath, "Threat of Electromagnetic Terrorism", lessons learned from documented IEMI Attacks, European Electromagnetics EUROEM 2012, pp.65, 2-6 July 2012.
- [5] C. Kasmi, M. Hélier, M. Darces, E. Prouff, "Analyse des valeurs extrêmes des perturbations électromagnétiques induites par un système d'information", Journées scientifiques 26/27 mars 2013.
- [6] Sylvain Demarty, "Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé", Thèse de doctorat d'université de Limoges Année : 2006.
- [7] M. Ramdani, "La Compatibilité Électromagnétique dans les Circuits Intégrés", Techniques de l'Ingénieur, traité électronique E 2475.
- [8] G-G. Champiot, "Présentation générale de la Compatibilité électromagnétique", Techniques de l'Ingénieur, traité génie électrique D 1300.
- [9] Groupe Schneider, "Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique", SA Centre Télémécanique – France Avril 1997.
- [10] F. Chauvet, "La Compatibilité Electromagnétique", Techniques de l'Ingénieur, traité électronique E 3750.
- [11] Sofiane Atrous, "Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques", Thèse de doctorat, Université de Rouen Janvier 2009.
- [12] F. Rachidi, "introduction à la CEM", Notes de cours, École polytechnique fédérale de Lausanne, 2004.
- [13] Christophe Girard, "Contribution à la modélisation des structures filaires en régime transitoire –Application en Compatibilité Électromagnétique", Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, décembre 1997.
- [14] Chahine, "Caractérisation et Modélisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés aux perturbations électromagnétique", Thèse de doctorat, Université de Rouen, Décembre 2007.
- [15] Cerge, "Compatibilité électromagnétique", note de cours Académie de Paris, Créteil, Versailles 2003.
- [16] Jacques Cuvellier, "cours de CEM, notions élémentaires", Génie électrique et informatique industriel, IUT de Nantes, Mars 2003.
- [17] P. E. Willis, "Low level swept frequency coupling and bulk current injection techniques as used to aid the control of EMI for the automotive industry", EMC and the Motor Vehicle, IEE Colloquium, P. 1-4, London, Nov. 1990.

-
- [18] V. Pozzolo, P. Tenti, F. Fiori, G. Spiazzi, S. Buso, "Susceptibility of Integrated Circuits to RFI", CPES Annual Seminar, Blacksburg, P.10-15, April. 2002.
- [19] S. Bazzoli, "Caractérisation et Simulation de la Susceptibilité des Circuits Intégrés face aux risques d'Inductions engendrées par des Micro-ondes de Fortes Puissances", Thèse de doctorat Université des Sciences et Technologie de Lille, Octobre 2005.
- [20] P. Groenveld, A. De Jong, "A Simple RF Immunity Test Set-up", IEEE, 2nd Symposium on EMC, P. 233-239, Montreux, September 1977.
- [21] M. L. Crawford, "Generating of Standard EM Fields Using TEM transmission cells", IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, P. 189-195, Vol. 16, No.4, Nov. 1974.
- [22] A. Picard, F. Fouquet, V. Deniau, A. Louis, B. Mazari, B. Demoulin, "Perturbations Induites par un Câble de Servitude Lors de la Mesure en Cellule TEM 3D", EMC 06, Saint Malo, P. 293-294, 4- 6 April 2006.
- [23] R. De Leo, T. Rozzi, Carlo Svara, and L. Zappelli, "Rigorous analysis of the GTEM cell transactions on microwave theory and techniques", P.488 - 500, Vol. 39, No. 3, Mar 1991.
- [24] S. Baffreau, "Susceptibilité des Microcontrôleurs aux Agressions Électromagnétiques", Thèse de I.N.S.A. Toulouse, 2004.
- [25] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "Generalized Stochastic Field Model for Reverberating Chambers", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, P. 655-660, Vol. 46, No 4, November 2004.
- [26] L. Bouchelouk, "Conception et Validation de Sondes pour les Mesures en Champ Proche", Thèse, Université de Paris-Sud XI, Octobre 2006.
- [27] D. Baudry, "Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches", Thèse, Université de Rouen, Avril 2005.
- [28] F. Rachidi, "Blindage", École Polytechnique Fédérale de Lausanne EPFL-DE-LRE CH- 1015 Lausanne.
- [29] Schneider électrique, guide de L'installation électrique 2010.
- [30] Slimani Helima, "Comportement et calcul du champ électromagnétique Engendré à proximité de lignes d'énergie transportant des signaux HF", Mémoire de Magister de l'université UDL de Sidi Bel Abbès, Décembre 2010.
- [31] Ali Alaeldine, "Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de L'immunité électromagnétique des circuits intégrés", Thèse de doctorat, en Sciences Appliquées Spécialité : Électronique (ESEO), Rennes 2008.
- [32] Olivier Pilloud, "Les lignes de transmission - introduction"
http://www.pilloud.net/op_web/les_lignes_op.pdf.
- [33] Philippe Ferrari, "cours phénomènes de propagation en radiofréquences électronique rapide", DPT Génie Électrique et Informatique Industrielle 2, IUT 1 Grenoble
<http://www.geea.org/>
- [34] G. Metzger, J.P. Vabre, "Electronique des impulsions, Circuit à constantes réparties", Edition Masson & Cie, 1966.
- [35] J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électriques à vitesse variable", vol. 2, Edition Lavoisier, Technique & Documentation, 1998.
- [36] G. Angénieux, "Lignes de transmission en régime harmonique et transitoire",
<http://www.univsavoie.fr/>
- [37] Yannick Weens, "modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance", Thèse de doctorat de l'université de Lille, 12 Décembre 2006.

-
- [38] D.I.P, "Etude des caractéristiques techniques et économiques des filières d'interconnexions des composants électroniques dans les systèmes".
<http://www.systemplus.fr/documents/96intercoperfelec.pdf>
- [39] D. Prêtre, "Transmission sur lignes", <http://www.eiaj.ch/>
- [40] N. Idir, R. Bausière, J. J. Franchand, "identification des chemins de propagation des courants perturbateurs dans un variateur électronique de vitesse", CEM 2004 Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, pp. 395-398. Toulouse, France, 16-18 mars 2004.
- [41] C. Gay, A. Riboulot, A. Guignabel, "les perturbations électromagnétique basse et haut fréquence", Intersections documentation, le magazine Schneider électrique de l'enseignement Technologique et professionnel, Juin 2000.
- [42] V. Costa, S. Caniggia, L. Catello, "On the computation of electromagnetic field components from a transmission line", Theory and Application, IEEE, 1990.
- [43] A. Bondeson, T. Rylander, and P. Ingelström, "Computational Electromagnetics", Springer 2005.
- [44] Akira Ishimaru, "Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering", Prentice Hall. 1991.
- [45] Duchêne, A., & Jousset-Dubien, J. , "Les effets biologiques des rayonnements non ionisants Flammarion", 2001.
- [46] Razafferson, "Analyse du rayonnement et des couplages électromagnétiques provoqués par des signaux hautes fréquences interférant avec des câbles d'énergie basse tension", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, octobre 2002.
- [47] Sofiane Atrous, "Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques", thèse de doctorat de université de Rouen Janvier 2009.
- [48] J. P. Perez, R. Carless, R. Fleckinger, "Électromagnétisme Fondements et Applications", Masson, 1996.
- [49] A. Bendaoud, H. Slimani, F. Benhamida, Z. Ayache, H. Miloudi, K. Medles, "Perturbations électromagnétiques à proximité des lignes d'énergie transportant des signaux HF", TELECOM2011 & 7^{ème} JFMMA, Tanger Maroc, Mars 16-18, 2011.
- [50] Weens Yannick, "Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2006.
- [51] P. Degauque, J. Hamelin, "Compatibilité Électromagnétique 'bruits et perturbations radioélectriques", Dunod, Inc, 1990.
- [52] Z. Nadir "Caractérisation de plusieurs méthodes d'essais utilisées en compatibilité électromagnétique à partir de mesures pratiquées sur des objets respectant les propriétés des lignes de transmission", Thèse de doctorat en électronique -Lille, Nov, 1999.
- [53] A. Guerrab, "Validation expérimentale de la théorie des lignes couplées appliquées à des faisceaux de câbles simulant un site industriel", Thèse de doctorat en électronique -Lille, Jul, 2000.
- [54] C. D. Taylor, R. S. Sattewhite, and C. W. Harrison, "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a non uniform electromagnetic field", IEEE Transactions on Antenna Propagation, P. 987-989, Vol. E, November 1965.
- [55] K. Agrawal, H.J. Price, "Transient response of multiconductor transmission lines excited by a non uniform electromagnetic field", IEEE Transactions on Antenna and propagation, P. 432-435, Vol. 18, Jun 1980.

-
- [56] F. Rachidi, "Formulation of the Field to Transmission Line Coupling Equations In Terms of Magnetic Excitation Field", IEEE Transactions on, Electromagnetic Compatibility, P. 404-407, Vol. 35, No. 3, Aug. 1993.
- [57] F. Gardiol, "Traité d'Électricité, XIII Hyperfréquences", École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1987.
- [58] M. L. Crawford, "Generating of standard EM fields using TEM transmission cells", IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, P. 189-195, Vol. 16, No.4, Nov. 1974.
- [59] R. De Leo, T. Rozzi, Carlo Svara, and L. Zappelli, "Rigorous Analysis of the GTEM Cell Transactions on Microwave Theory and Techniques", P.488 - 500, Vol. 39, No. 3, Mar 1991.
- [60] Fabien Adam, "Etude du comportement C.E.M. d'un ensemble onduleur-câble-machine : modélisation Courants de mode commun et du rayonnement du câble", JCGE'08 Lyon, 16 et 17 décembre 2008.
- [61] Nassima Tidjani, Jean-Charles, Le Bunetel, "Modèle de Prédiction des Couplages par Diaphonie entre les Signaux de Commande et de Puissance d'un Hacheur Survolteur", Symposium de Genie électrique (SGE'14) : EF-EPF-MGE 2014, ENS Cachan, France, 8-10 Juillet 2014.
- [62] Samuel Leman, "Problèmes de compatibilité électromagnétique par le formalisme des circuits contribution à la résolution électriques de KRON", Thèse de doctorat de l'Université des sciences et technologie de Lille, novembre 2009.
- [63] Yaich Nadjib, "Développement d'une technique de mesure de l'efficacité de blindage", Mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene 2015.
- [64] Midoud Nouria, "Contribution à l'étude théorique de l'efficacité du blindage électromagnétique en champ proche cas des polymères conducteurs composites", mémoire de magister en physique janvier 2011, université de Tlemcen.
- [65] H. W. Ott, "Electromagnetic compatibility engineering", A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, USA, 2009.
- [66] F. Rachidi, "Blindage", Notes de cours, Compatibilités électromagnétique, École Polytechnique Fédérale de Lausanne EPFL-DE-LRE CH-1015 Lausanne.
- [67] C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, New York, 2006.
- [68] J. de Mercado, "blindage pour l'élimination du brouillage radioélectrique", Industrie Canada. CRT-56 le 31 Mars 1979.
- [69] F. Rachidi, CEM/Blindage, www.epfl.ch/dir-CEM/Blindage.pdf
- [70] F. Rachidi, "Blindage", Ecole polytechnique fédérale de Lausanne EPFL-DE-LRE CH-1015 Lausanne, 2006.
- [71] Bernard Demoulin et Pierre Degauque, "Blindage électromagnétique", technique d'ingénieur D1320, 10 novembre 2000.
- [72] Michel Mardiguan, "Blindage électromagnétique", Consultant C.E.M.2013.
- [73] R. H. Staunton, C. W. Ayers, L. D. Marlino, and J. N. Chiasson, "Evaluation of 2004 Toyota hybrid electric drive system," Oak Ridge National Laboratory, May 2006.
- [74] C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, New York, 2006.
- [75] Maitrise de la CEM, "Fondamentaux physiques et technique de la CEM", Référentiels Dunod, Partie 2, Octobre 2007.

-
- [76] Amine Frikha, "Contribution à l'étude du blindage magnétique basse fréquence de boîtiers dédiés aux véhicules électriques et hybrides", thèse de doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, 2014.
- [77] S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat, "Electromagnetic Shielding", A John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, Canada, 2008.
- [78] F. T. Belkacem, A. Boutar, M. Bensetti, F. Duval, M. Djennah, and B. Mazari, "the analytical and numerical evaluation versus experimented of electromagnetic shielding effectiveness of a rectangular enclosure with aperture", 19th soft magnetic materials conference, Torino, Italy, 6-9 September 2009.
- [79] M. P. Robinson, J. D. Turner, D. W. P. Thomas, J. F. Dawson, M. D. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, T. M. Benson, and C. Christopoulos, "Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture", *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1559–1560, 1996.
- [80] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, "Evaluation of the effects of an external incident electromagnetic wave on metallic enclosures with rectangular apertures", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 5, pp. 289–293, March 2001.
- [81] R. L. Monroe, "EMP Shielding effectiveness and MIL-STD 285", U. S. Army Safeguard System Command, July 1973.
- [82] S. Geetha, K. K. Satheesh Kumar, Chepuri R. K. Rao, M. Vijayan, D. C. Trivedi, "EMI Shielding: Methods and materials", Institut central des recherches électrochimiques, Gandhigram université, 2009.
- [83] Katalin Németh-Erdodi, Tibor Gregasz, "Development of measurement method for testing the shielding properties of textiles and analysis of availability of the measurement system", Vol.2, N°1, Obuda université, 2011.
- [84] Xavier Legrand, "Modélisation des systèmes de mise à la terre des lignes électriques soumis à des transitoires de foudre", Thèse de doctorat, L'école Centrale De Lyon 2007.
- [85] CIGRE, "Guide to procedure for estimating the lightning performance of transmission lines", Working Group 01 (lightning) of Study Committee 33 (Overvoltages and Insulation Coordination), octobre 1991.
- [86] J. A. Güemes, F. E. Hernando, "Method for Calculating the Ground Resistance of Grounding Grids Using FEM", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.19, No.2, pp 595-600, Avril 2004.
- [87] Zidane Zine Abiddine, "Modélisation et simulation des prises de terre dans les systèmes électriques", Mémoire de magister, université Ferhat Abbas, Setif 2012.
- [88] Kazuo Murakawa, Hiroshi Yamane, "Earthing resistance measurement technique without using auxiliary electrodes" *IEEE Power Engineering Society*, pp 213-216, 2003.
- [89] M. B. Kostic, G. H. Shirkoohi, "Numerical analysis of a class of foundation grounding systems surrounded by two-layer soil", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 3, July 1993.
- [90] A. K. Mishra, N. Nagaoka, A. Ametani, "Frequency-dependent distributed-parameter modelling of counterpoise by time-domain fitting", *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, vol. 153, juillet 2006.
- [91] S. Bourg, B. Sacepe, T. Debu, "Deep Earth Electrodes In Highly Resistive Ground : Frequency Behaviour", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, pp 584-589.1995.

Travaux Scientifiques

Liste de mes Travaux Scientifiques

A. Publications

- [1] **H. Slimani**, A. Bendaoud, A. Reineix, O. Dafif, A. Reguig, B. Benazza " Experimental Study Of Coupling Between An Electromagnetic Wave And Transmission Lines In A Gtem Cell"Journal of Electrical Engineering, ISSN:1582-4594 ,Vol.5/mars 2016 Edition : 1 ; pp. 203-208
- [2] H. Miloudi, A. Bendaoud, M. Miloudi, A. Gourbi, **H. Slimani**, "Common mode conducted electromagnetic interference in inverter fed-AC Motor", PRzegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), R. 86 NR 12/2010, pp.271-275, ISSN 0033-2097
- [3] **H. Slimani**, A. Bendaoud, H. Miloudi, M. Miloudi "Electromagnetic Interference in a Cable Feeding an Asynchronous Motor ", International Journal of Advances in Power Systems (IJAPS) ISSN : 2335-1772, Vol. 1, N°1, June 2013.

B. Communications nationales et Internationales

- [1] **H. Slimani**, A. Bendaoud, M. Bensetti, H. Miloudi, B. Benazza, F. Benhamida, "Comportement ET Calcul du Champ Electromagnétique Engendré à Proximité de Lignes d'Energie Transportant des Signaux HF " pp: 182-187, ICEN'10 – International Conference on Electrical Networks. Sidi Bel-Abbès, September 28-29, 2010.
- [2] B. Benazza, A. Bendaoud, **H. Slimani**, F. Benhamida, H. Miloudi, A. Tilmatine, "Rayonnement électromagnétique dans les câbles en faisceaux à basse tension " pp: 286-291, ICEN'10 – International Conference on Electrical Networks. Sidi Bel-Abbès, September 28-29, 2010.
- [3] **H. Slimani**, A. Bendaoud, F. Benhamida, H. Miloudi, A. Timatine, K. Medles, "Propagation de perturbations electromagnetiques dans un cable alimentant un moteur asynchrone ", TELECOM2011 & 7ème JFMMA, Mars 16-18, 2011 – Tanger MAROC..
- [4] A. Bendaoud, **H. Slimani**, F. Benhamida, Z. ayache, H. Miloudi, K. Medles, "Perturbations électromagnetiques à proximite des lignes d'energie transportant des signaux HF", TELECOM2011 & 7ème JFMMA, Mars 16-18, 2011 – Tanger MAROC.
- [5] **H. Slimani**, A. Bendaoud, H. Miloudi K. Medles M. Miloudi " Electromagnetic Interference in a Cable Feeding an Asynchronous Motor", conference internationale sur l'automatique et la mecatronique CIAM'2011, U.S.T.Oran (Algerie), Novembre 22-24, 2011.
- [6] **H. Slimani**, A. Bendaoud, F. Benhamida, A. Dahak, K. Medles, A. Tilmatine, " Calcul du rayonnement électromagnetique provoqué par des signaux HF à proximité d'un câble électrique domestique ", Cinquième Conférence Internationale sur l'Electrotechnique, ICEL'13,USTO-Oran, 03-04 décembre 2013.
- [7] **H. Slimani**, A. Bendaoud, N. Chikhi, H. Miloudi, M. Miloudi," Estimation des Perturbations Conduites dans les Lignes de Puissance d'Energie Electrique", The 8th international conference on electrical engineering, CEE'2014, Batna du 16 – 17, Novembre 2014.
- [8] **H. Slimani**, A. Bendaoud, H. Miloudi, A. Dahak, , M. Miloudi,"Perturbations en Basse Fréquence dans les Réseaux Electriques de Distribution ", The 8th international conference on electrical engineering, CEE'2014, Batna du 16 – 17, Novembre 2014.
- [9] M. Miloudi, A. Bendaoud, H. Miloudi, S. Nemmich, **H. Slimani**, F. Benhamida, " Etude et Réduction des Emissions Conduites Générées par l'Alimentation à Découpage (SMPS)", 3ème Colloque National sur l'Inductique, CN'03-2013,Tizi-Ouzou du 24 – 25 avril 2013.

ملخص

أن الدراسة التحليلية للتوافق الكهرومغناطيسي للأنظمة المعقدة تعتمد على الحساب المسبق للتغيير الوظيفي للآليات الإلكترونية المتواجدة داخل محيط ملوث بالموجات الكهرومغناطيسية الناتجة عن عوامل طبيعية أو صناعية.

هذه الموجات تنتقل من منشأها الأصلي إلى مختلف الأجهزة المتواجدة معها في نفس المحيط عبر الإشعاعات أو عن طريق الأسلاك الكهربائية الموصولة بها مما يؤدي إلى الإضرار المبكر للأجهزة و تغيير طبيعة وظيفتها.

و من أجل توضيح أكثر لهذه الإشكالية قمنا بهذا العمل المتواضع حيث أننا بدأنا بعرض شامل و جامع لكافة مبادئ و أساسيات التوافق الكهرومغناطيسي مع التذكير بنظرية الأسلاك الناقلة للطاقة الكهربائية. ثم عملنا على إنجاز دراسة تحليلية لمختلف الوضعيات التي يمكن ان تتخذها هذه الأسلاك ضمن سلسلة التلوث الكهرومغناطيسي ، إذ أنها قد تكون مصدر للموجات الكهرومغناطيسية ، ضحية لهذه الموجات أو ناقلة لها حيث أننا اعتمدنا على نظام البرمجة بالحاسوب و استعمال الأجهزة المخبرية المتطورة للتجارب و قد قمنا بعدة قياسات من أجل الحصول على نتائج علمية فعالة في هذا المجال.

كلمات البحث: التوافق الكهرومغناطيسي، الأسلاك الكهربائية الناقلة للطاقة، الإشعاعات ، البرمجة بالحاسوب ، قياسات.

RESUME

L'analyse de la Compatibilité Électromagnétique (CEM) des systèmes complexes consiste à prévoir le comportement EM d'appareils électroniques immergés dans un environnement où interviennent des interactions de natures très variées qui provoquent des interférences EM.

Les perturbations électromagnétiques se propagent dans un système électrique sous forme rayonnée ou conduite, elles utilisent les liaisons filaires pour atteindre sa victime entraînant l'apparition d'émissions rayonnées ainsi que des surtensions aux niveaux du réseau électrique. L'ensemble de ces problèmes provoque une détérioration prématurée voire la destruction des différents composants du système. C'est dans cet état d'esprit que cette thèse a été menée.

Après une présentation de la CEM et des notions fondamentales suivies par un rappel de la théorie des lignes de transmission et leurs applications, nous avons étudié selon les différentes situations que peut prendre un câble d'énergie dans une chaîne de pollution électromagnétique (agressé par une onde électromagnétique, source de rayonnement ou un moyen de transport de la perturbation de la source vers la victime) le comportement de la ligne et de la perturbation elle-même en utilisant des logiciels de simulation CEM et des bancs de mesure CEM.

Mots clés: Compatibilité électromagnétique, Câble de Puissance, Mise à la Terre, Perturbation conduite, Perturbation Rayonnée, Simulation, Banc de mesure.