

N° d'ordre : 2598

50376
1999
377

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
(LILLE 1)

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : **ELECTRONIQUE**

par

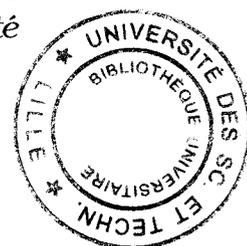
Fabrice DUCHEMIN

*Etudes expérimentales
liant les contraintes imposées
par un environnement industriel
et les résultats d'essais normalisés
d'immunité et de rayonnement
électromagnétiques*

Soutenue le 22 Octobre 1999, devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM. M. IANOZ
G. ROJAT
B. DEMOULIN
Ph. JAMIN
R. BAUSIERE
D. CHARPENTIER
F. WALLART

Président - Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Co-Directeur de thèse
Examineur
Invité
Invité



*A mes parents,
A ma famille,
A mes amis.*

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le résultat d'un partenariat entre la Société AINF dirigée par Monsieur J.P.VAN SEVEREN, et le Laboratoire de RadioPropagation et d'Électronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE (USTL) dirigé par Monsieur le Professeur P.DEGAUCQUE. Qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma reconnaissance pour m'avoir accueilli au sein de leur entité respective. L'Association Nationale de la Recherche Technique (ANRT) au titre du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche (MÉSR) a également soutenu financièrement cette thèse; je tiens à l'en remercier.

Je prie Monsieur le Professeur M.IANOZ de l'École Polytechnique Fédérale de LAUSANNE (EPFL) de bien vouloir trouver ici l'expression de mon plus profond respect pour m'avoir fait l'honneur d'assurer la tâche de rapporteur et la présidence du jury.

Je tiens tout particulièrement à remercier Monsieur le Professeur B.DEMOULIN, Responsable de l'Équipe Compatibilité Electromagnétique du LRPE, qui lors de la direction de cette thèse, a su motiver mon initiative personnelle tout en me faisant partager sa culture scientifique. Si par bonheur, ce travail est jugé didactique et intéressant, il en est le principal initiateur.

J'exprime mes plus vifs remerciements à Messieurs Ph.JAMIN, Directeur Technique d'AINF, et F.MOULARD, Directeur Régional EST d'AINF, pour m'avoir accordé leur confiance, m'avoir fait partager leur expérience du milieu industriel, et avoir jugé ce travail durant ces quatre années.

Monsieur G.ROJAT, Professeur à l'Université Claude BERNARD de LYON, me fait l'honneur d'assurer la tâche de rapporteur. Qu'il reçoive ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je tiens également à remercier Monsieur le Professeur R.BAUSIERE de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE (USTL) pour m'avoir honoré en acceptant de juger ce travail en tant qu'examineur. Mes remerciements vont aussi à Messieurs F.WALLART, Délégué Régional de la Recherche Technique (DRRT) et D.CHARPENTIER, Responsable du Laboratoire d'Évaluation des Équipements Électriques à l'Institut National de l'Environnement Industriel et des Risques (INERIS), qui ont accepté de participer au jury en tant qu'invités.

Je n'omettrai pas de dire combien les conseils que m'a prodigués Monsieur L.KONE, Ingénieur d'Études au LRPE, tant sur le plan expérimental qu'au niveau de la modélisation, m'ont été profitables. Je lui adresse aussi mes plus vifs remerciements pour la grande disponibilité dont il a fait preuve tout au long de ce travail. Pour l'aide que m'a apportée Monsieur J.BAUDET, Ingénieur de Recherche C.N.R.S au LRPE, lors de l'étude portant sur les composants électroniques, je tiens également à l'en remercier.

J'adresse mes remerciements à Madame M.DEMOULIN, Responsable informatique au LRPE, ainsi qu'à Monsieur J.P. DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce mémoire.

Que tous les membres du LRPE et d'AINF que j'ai cotoyés durant ces années trouvent ici l'expression de ma sympathie, pour avoir tant d'un point de vue humain que scientifique et technique, contribué à l'excellent contexte dans lequel s'est déroulée cette thèse.

J'exprime enfin mes remerciements à ma famille, et plus particulièrement à mes parents, sans lesquels rien n'aurait été possible. L'aboutissement de ces longues années d'études n'a pu se faire que grâce à leur soutien moral.

Je ne saurais clore ce chapitre de remerciements sans qu'il me soit permis d'avoir une pensée envers Monsieur Y.N'GUYEN, Maître de Conférences au LRPE, décédé cette année.

INTRODUCTION GENERALE

Depuis l'invention du transistor en 1948, qui a inauguré l'ère de l'électronique moderne, l'Homme a progressivement amélioré ses moyens de communication, de transports, comme ses possibilités de surveillance médicale. Nous pouvons en outre citer le cas des prothèses cardiaques dont le fonctionnement est assuré électroniquement, le système GPS (Global Positionning System) qui facilite la navigation et le repérage dans le cas d'une opération de sauvetage, sans oublier les derniers réseaux de communication informatique et téléphonique.

Malheureusement, aussi performante soit-elle, l'électronique peut devenir inopérante à la suite d'événements naturels comme la foudre, ou suite à l'exposition à des sources de perturbations moins naturelles, sans pourtant être intentionnelles, comme les téléphones mobiles par exemple.

Une branche de l'électronique traite justement des interactions entre une perturbation électromagnétique et les systèmes constitués de composants électroniques. Il s'agit de la COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE (CEM). Le terme "compatibilité" traduit le fait que deux équipements placés dans le même environnement doivent fonctionner correctement sans se perturber mutuellement.

L'essor que connaît la compatibilité électromagnétique depuis le début des années 90 n'est par ailleurs pas sans rapport avec l'instauration d'une directive européenne datant du 3 Mai 1989. Cette dernière impose à tout matériel fonctionnant à partir de l'énergie électrique, destiné au marché de la Communauté Européenne, de satisfaire aux exigences essentielles de la compatibilité électromagnétique transcrites en spécifications techniques au travers de normes.

Dans un contexte industriel, la mise en oeuvre d'installations qui doivent à la fois présenter une grande sûreté de fonctionnement, respecter les impératifs de production continue, et assurer la qualité du produit fabriqué, passe donc par une maîtrise de leur compatibilité électromagnétique. En effet, le risque de mettre en

défaut certains équipements électroniques et parfois même menacer la sécurité de certaines fonctions n'est pas à négliger.

Ainsi il appartient lors de la définition du cahier des charges d'un matériel électronique de prendre en compte l'interaction possible avec de tels phénomènes. Il apparaît également essentiel pour les agents chargés de veiller à la maintenance de ces équipements, d'utiliser des méthodes et des procédures qui leur permettent d'évaluer l'état de la compatibilité électromagnétique des installations.

Le manuscrit de thèse suivant rédigé dans le cadre d'une convention CIFRE passée entre la Société AINF et le Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE tente d'apporter quelques réponses à ce difficile problème.

La thèse a par ailleurs reçu le soutien financier de l'Association Nationale de la Recherche Technique au titre du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche.

L'appui théorique et la coordination de la thèse ont été de la responsabilité de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE où les nombreuses vérifications expérimentales ont été pratiquées sur les installations du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique.

Dans le même temps, des prestations de conseil et d'expertise en compatibilité électromagnétique ont été développées au sein d'AINF de manière à répondre aux besoins des industriels par une méthodologie adaptée à la résolution des problèmes de CEM.

Les recherches menées dans ce contexte et présentées ci-après, traitent plus particulièrement du lien pouvant être établi entre un paramètre caractérisant l'environnement électromagnétique et la démarche mise en oeuvre pour valider, vis-à-vis de la réglementation, la susceptibilité ou le rayonnement électromagnétique

d'un équipement électronique. Un lien est notamment établi entre le parasite transitoire susceptible d'être rencontré dans le réseau de terre d'une installation et les contraintes imposées par le test normalisé d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" qu'a subies un équipement électronique avant sa mise sur le marché (Test CEI 1000-4-4).

Le document comporte en fait quatre chapîtres qui constituent les étapes successives de notre travail.

C'est précisément à l'analyse des risques électromagnétiques transitoires pouvant être rencontrés dans le réseau de terre d'une installation industrielle qu'est consacré le premier chapître de la thèse. Celui-ci s'ouvre sur la description des différents régimes de neutre possibles pour une installation électrique. Encore appelés schémas de liaison à la terre, ces derniers tiennent le rôle de référence de potentiel électrique. D'une part, nous précisons leurs caractéristiques respectives relativement aux notions de sécurité électrique et à la disponibilité de l'alimentation. D'autre part, nous mettons en évidence leurs comportements propres vis-à-vis d'une perturbation électromagnétique.

A partir d'une étude bibliographique, nous traitons dans un second temps des perturbations transitoires susceptibles d'être véhiculées par le réseau de terre, et plus particulièrement des parasites capables de produire sur les équipements, par couplage par impédance commune, des contraintes semblables à celles imposées lors du test normalisé CEI 1000-4-4. En parallèle, nous évoquons aussi le rayonnement de sources de perturbations dont le champ électromagnétique pourrait interagir avec les obstacles métalliques présents dans l'environnement.

Les deuxième et troisième chapîtres présentent dans leur globalité la démarche menée dans le but de corrélérer les contraintes de perturbations subies par

un équipement lors du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" et celles semblables, rencontrées par ce même équipement placé dans des conditions réalistes d'installation.

Au sein du second chapitre, lorsque les niveaux de perturbations imposées par la norme CEI 1000-4-4 sont supportés avec succès, nous cherchons plus spécialement à connaître la marge conservée avant de générer un dysfonctionnement du matériel testé. Pour cela, nous nous plaçons dans les conditions du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves", et nous intéressons à l'effet produit, à savoir la tension de mode commun induite en entrée ou en sortie de l'équipement. Nous déterminons notamment la tension induite suivant les impédances présentées par le matériel testé. Connaissant quelques paramètres essentiels caractérisant l'équipement, comme par exemple la susceptibilité aux "Transitoires Rapides en Salves" des composants utilisés, la démarche trouve alors l'intérêt de prédire le niveau de susceptibilité intrinsèque d'un équipement à ce même type de perturbation, et ce sans devoir pour autant faire le test dans l'immédiat. Ceci offre ainsi une aide appréciable pour le concepteur.

Dans le troisième chapitre, l'équipement électronique est considéré comme conforme à l'essai normatif CEI 1000-4-4 et de susceptibilité intrinsèque connue. Il est placé dans des conditions réelles d'installation c'est-à-dire interconnecté à un réseau de terre. Les parasites générés par l'impédance commune de ce dernier risquent donc d'exposer l'équipement à un courant transitoire véhiculé par une ligne de masse. Le courant parasite va avoir pour effet d'induire, comme dans la configuration du test, une tension en entrée ou en sortie de l'équipement. Il va donc s'agir, au moyen du concept d'impédance de transfert et en fonction des impédances présentées par l'équipement, de déterminer la tension de mode commun induite suivant le courant dans la ligne de masse. Ceci permettra enfin d'établir la

corrélation entre l'amplitude du courant transitoire circulant dans la ligne de masse et celle des "Transitoires Rapides en Salves" appliqués durant le test normalisé pour que se produise aux bornes de l'équipement électronique un parasite d'amplitude comparable.

Après nous être intéressés aux parasites conduits susceptibles d'être rencontrés dans le réseau de terre d'une installation, nous proposons ensuite d'étudier l'influence de l'environnement métallique des infrastructures sur le pouvoir perturbateur d'une source rayonnant un champ électromagnétique. En effet, pour adapter au mieux un équipement électrique et/ou électronique à son environnement de destination, la prise en compte des phénomènes rayonnés n'est également pas à négliger. Au même titre que pour les perturbations conduites, plusieurs normes européennes ont été élaborées à partir de la fin des années 80, de manière à caractériser le "pouvoir rayonnant" des équipements comme les appareils Industriels-Scientifiques-Médicaux (ISM)⁽¹⁾ par exemple. Dans ce contexte normatif, il est imposé d'effectuer la mesure de champ rayonné dans des conditions d'espace libre. Mais que va-t-il advenir du "pouvoir rayonnant" lorsque la source va être placée dans un environnement qui présente des éléments métalliques? Nous pensons en particulier à l'utilisation de téléphones mobiles sur site industriel.

Au sein d'un quatrième et dernier chapitre, notre objectif est donc de comprendre qu'une infrastructure métallique peut provoquer des ondes stationnaires susceptibles d'engendrer des champs de grande amplitude. Pour cela, nous procédons par voie expérimentale en déterminant le champ électromagnétique qui peut s'établir à l'intérieur de cavités de grandes dimensions devant la longueur d'onde.

Une étape de ce travail consiste tout d'abord à simuler, à l'aide d'une chambre réverbérante à brassage de modes, les conditions d'un environnement à forte densité de matériaux métalliques. Une autre étape revient ensuite à placer des

obstacles métalliques en chambre anéchoïque blindée assurant les conditions d'espace libre, de sorte à mettre en évidence les effets d'une cavité résonante qui s'apparente à la cavité PEROT-FABRY. Une dernière étape permet enfin, à l'aide d'une cage FARADAY grillagée, de reproduire un environnement où l'infrastructure métallique présente des fuites électromagnétiques.

⁽¹⁾ Un équipement ISM désigne un appareil ou une installation conçue pour produire et utiliser dans un espace réduit, de l'énergie radioélectrique pour des applications industrielles, scientifiques, médicales ou domestiques, à l'exclusion des applications relevant du domaine des télécommunications, des techniques de l'information et d'autres applications couvertes par d'autres normes du CENELEC concernant la compatibilité électromagnétique.

SOMMAIRE

CHAPITRE IANALYSE DES RISQUES ELECTROMAGNETIQUES
TRANSITOIRES RENCONTRES DANS LE RESEAU DE TERRE
D'UNE INSTALLATION INDUSTRIELLE

I. INTRODUCTION.....	3
II. LES SCHEMAS DE LIAISON A LA TERRE POSSIBLES POUR UNE INSTALLATION ELECTRIQUE.....	6
II.1 LA SECURITE ELECTRIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE.....	6
II.1.1 Le régime de neutre TT	9
II.1.2 Le régime de neutre TN	11
II.1.2.1 Le régime de neutre TN-C	12
II.1.2.2 Le régime de neutre TN-S	14
II.1.3 Le régime de neutre IT	15
II.2 LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE.....	17
II.2.1 Le régime de neutre TT	18
II.2.2 Le régime de neutre TN	18
II.2.2.1 Le régime de neutre TN-C	18
II.2.2.2 Le régime de neutre TN-S	19
II.2.3 Le régime de neutre IT	19
II.3 CONCLUSION	20
III. LES SOURCES DE PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DE GRANDE ETENDUE SPECTRALE	21
III.1 LES SOURCES DE PERTURBATIONS CONDUITES	21
III.1.1 La coupure de bobines	21
III.1.2 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension.....	24
III.1.3 Les décharges électrostatiques	25
III.2 LES SOURCES DE PERTURBATIONS RAYONNEES	26
III.2.1 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension.....	26
III.2.2 Les arcs	27
III.2.3 Les décharges électrostatiques	28

III.3 LA SIMULATION DES CONTRAINTES ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DANS LE CADRE D'UNE DEMARCHE DE MISE EN CONFORMITE D'UN EQUIPEMENT ELECTRIQUE ET/OU ELECTRONIQUE.....	29
III.3.1 Le niveau de sévérité en tension.....	30
III.3.2 Le niveau de sévérité en fréquence.....	31
IV. ESTIMATION PAR LA MESURE EN HAUTE FREQUENCE DE L'IMPEDANCE DU RESEAU DE TERRE	34
IV.1 METHODE DE MESURE D'IMPEDANCE AU PONT DE MESURE RLC A L'AIDE DE LONGS CABLES BLINDES.....	35
IV.1.1 Présentation de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés.....	36
IV.1.2 Domaine de validité de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés	42
IV.1.2.1 Cas de l'élément "localisé"	43
IV.1.2.2 Cas de l'élément "non localisé"	44
IV.2 MESURE DE L'IMPEDANCE Z_{AB} ENTRE DEUX POINTS ELOIGNES A ET B DU RESEAU DE TERRE	46
V. CONCLUSION	49

CHAPITRE II

CONTRAINTES DE PERTURBATIONS IMPOSEES A DES EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES PLACES DANS LES CONDITIONS DU TEST NORMALISE CEI 1000-4-4

I. INTRODUCTION.....	56
II. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SOUMIS AU TEST D'IMMUNITE SOUS TRANSITOIRES RAPIDES EN SALVES	59
II.1 CONDITIONS DU TEST NORMALISE ET DE L'ETUDE	59
II.1.1 Caractérisation temporelle et spectrale des transitoires rapides en salves	59
II.1.2 Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude.....	60
II.2 DETERMINATION DES TENSIONS INDUITES SUIVANT LES CONDITIONS DE CHARGE AUX EXTREMITES D'UN TORON PLACE DANS LA PINCE DE COUPLAGE	61
II.2.1 Description du phénomène physique: Raisonnement à partir de schémas équivalents ..	61
II.2.2 Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]	63
II.2.3 Déformation de la tension $V_o(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage.....	71
II.2.4 Cas des impédances de charge en extrémités des conducteurs du toron grandes devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse	72
II.2.4.1 Détermination à partir de schémas équivalents de la tension de mode commun $V_o(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron.....	72
II.2.4.2 Détermination par la simulation et par la mesure de la tension de mode commun $V_o(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron.....	74
II.2.5 Cas où un ou plusieurs conducteurs du toron sont court-circuités à la masse.....	75
II.2.5.1 Cas où un conducteur du toron est court-circuité à la masse.....	75
II.2.5.1.1 Par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique.....	76
II.2.5.1.2 Par simulation tenant compte des phénomènes de propagation.....	78
II.2.5.2 Cas où deux conducteurs du toron sont court-circuités à la masse aux deux extrémités...79	79
II.2.6 Autres cas d'impédances de charge en extrémité de toron	81

II.2.6.1 Cas pouvant simuler une liaison numérique	83
II.2.6.1.1 Premier cas: $Z_0 = 50\Omega - Z_L = 1M\Omega$	83
II.2.6.1.2 Second cas: $Z_0 = 1k\Omega - Z_L = 1M\Omega$	88
II.2.6.2 Cas pouvant simuler une liaison analogique	89
II.2.6.2.1 Premier cas: $Z_0 = Z_L = 50\Omega$	90
II.2.6.2.2 Second cas: $Z_0 = Z_L = 100k\Omega$	91
II.2.6.3 Cas pouvant simuler un câble d'énergie	92
II.2.7 Conclusion	93
II.3 ORDRES DE GRANDEUR DES IMPEDANCES D'ENTREE ET DE SORTIE D'UN EQUIPEMENT ELECTRONIQUE	94
II.3.1 En extrémité des lignes signaux en fonction de la nature des composants	94
II.3.1.1 Cas des composants logiques.....	94
II.3.1.2 Cas des composants analogiques	96
II.3.1.2.1 Impulsion perturbatrice d'énergie insuffisante pour provoquer une dégradation du composant	97
II.3.1.2.2 Impulsion perturbatrice d'énergie suffisante pour provoquer une dégradation du composant	99
II.3.2 En extrémité d'un câble d'énergie	100
II.3.3 Conclusion	101
III. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SUIVANT LE COURANT TRANSITOIRE CIRCULANT DANS LA LIGNE DE MASSE.....	103
III.1 INFLUENCE DE LA PROXIMITE DE LA LIGNE DE MASSE SUR LA TENSION INDUITE EN EXTREMITÉ DE TORON	106
III.2 INFLUENCE DE LA LONGUEUR L DES CONDUCTEURS ET DE LA LIGNE DE MASSE SUR LE NIVEAU DE TENSION INDUITE EN EXTREMITÉ DE TORON .	108
IV. CONCLUSION.....	111

CHAPITRE III

CONTRAINTES DE PERTURBATIONS DE TYPE "TRANSITOIRES RAPIDES EN SALVES" IMPOSEES A DES EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES PLACES DANS LES CONDITIONS REALISTES D'INSTALLATION: RAISONNEMENT MENE AU MOYEN DU CONCEPT D'IMPEDANCE DE TRANSFERT

I. INTRODUCTION.....	118
II. DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE	121
II.1 LE CONCEPT D'IMPEDANCE DE TRANSFERT ADAPTE AU CAS D'UN EQUIPEMENT ELECTRONIQUE RAPPORTE AU RESEAU DE TERRE	121
II.1.1 Détermination de la tension de mode commun induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle	121
II.1.2 Limite de validité du concept d'impédance de transfert	124
II.2 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE TRESSE DE CUIVRE.....	125
II.2.1 Approche expérimentale	126
II.2.1.1 Conditions expérimentales	126
II.2.1.2 Détermination de l'impédance de transfert par la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle (première approche expérimentale).....	128
II.2.1.2.1 <i>Mesure sur une impédance de charge égale à 50Ω de la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle.....</i>	128
II.2.1.2.2 <i>Evolution de l'impédance de transfert avec la fréquence.....</i>	129
II.2.1.3 Détermination de l'impédance de transfert à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la liaison de masse (seconde approche expérimentale)	130
II.2.1.3.1 <i>Schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse.</i>	131
II.2.1.3.2 <i>Confrontation des deux démarches expérimentales.....</i>	133
II.2.1.3.3 <i>Démarche expérimentale menée à partir de la mesure de la tension V_c sur une impédance de charge égale à $1M\Omega$.....</i>	135
II.2.2 Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3]	140
II.2.3 Influence de la proximité de la ligne de masse	143
II.3 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE GOULOTTE METALLIQUE EN "U"	146

II.3.1 Conditions expérimentales.....	146
II.3.2 Confrontation des résultats obtenus par les approches expérimentales et par le calcul estimatif.....	147
II.3.3 Confrontation au cas d'une liaison de masse assurée par une tresse de cuivre.....	150
II.3.4 Evolution de l'impédance de transfert suivant que le conducteur de contrôle se trouve à l'intérieur ou à l'extérieur de la goulotte métallique en "U".....	151
II.4 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT POUR DES CAS SUSCEPTIBLES D'ETRE RENCONTRES SUR SITE INDUSTRIEL.....	152
II.5 CONCLUSION.....	155
III. DETERMINATION DE LA TENSION DE MODE COMMUN INDUITE AUX EXTREMITES D'UN CONDUCTEUR DE CONTRÔLE SUIVANT LE COURANT VEHICULE PAR LA LIGNE DE MASSE	157
III.1 Modèle de simulation utilisé	158
III.2 Evolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction des conditions de charge du conducteur de contrôle	160
III.2.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω	161
III.2.1.1 Validation du modèle de simulation: Cas du courant impulsionnel I_G à fronts larges	162
III.2.1.2 Exploitation du modèle pour simuler le cas du courant impulsionnel I_G à fronts raides	164
III.2.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$	165
III.2.3 Cas des impédances de charge Z_0 égale à 50Ω et Z_L égale à $1M\Omega$	167
III.3 Evolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction de la longueur du conducteur de contrôle	169
III.3.1 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts larges.....	169
III.3.2 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts raides	170
III.4 Corrélation entre l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ véhiculé par la ligne de masse et l'amplitude de la tension $V_c(t)$ obtenue en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4.....	171
III.4.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω	173
III.4.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$	174
III.4.3 Cas des impédances de charge: $Z_0=50\Omega$ - $Z_L=1M\Omega$	175
IV. CONCLUSION	176

CHAPITRE IV

INFLUENCE DE L'ENVIRONNEMENT METALLIQUE DES INFRASTRUCTURES SUR LE POUVOIR PERTURBATEUR D'UNE SOURCE RAYONNANT UN CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

I. INTRODUCTION.....	180
II. INTERACTION D'UN CHAMP ELECTROMAGNETIQUE AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE DENSITE ELEVEE DE MATERIAUX METALLIQUES.....	184
II.1 CARACTERISATION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR UTILISES POUR ASSURER LA TRANSMISSION RADIOFREQUENCE A LA FREQUENCE DE 900MHZ.....	185
II.2 REALISATION DE LA TRANSMISSION DANS DES CONDITIONS D'ESPACE LIBRE	190
II.2.1 Vérification expérimentale de l'isotropie de l'émetteur et Incertitudes de mesures	191
II.2.1.1 Puissance de référence mesurée à l'entrée du monopôle récepteur.....	192
II.2.1.2 Champ électrique relevé à l'aide d'une sonde isotropique à la distance d_1 de l'émetteur.....	193
II.2.2 Décroissance linéaire du champ avec l'augmentation de la distance à la source.....	194
II.2.2.1 Démarche par la mesure de puissance en entrée du monopôle récepteur	194
II.2.2.2 Démarche par la mesure de champ électrique à l'aide de la sonde isotropique.....	195
II.2.2.2.1 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui déduit d'une loi de décroissance linéaire avec l'éloignement à la source.....	196
II.2.2.2.2 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui calculé à partir de la Théorie des Images.....	197
II.3 REALISATION DE LA TRANSMISSION EN CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES.....	202
III. MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRETENU ENTRE DES PAROIS METALLIQUES PARALLELES.....	208
III.1 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR D'UN OBSTACLE METALLIQUE PLACE COTE EMETTEUR.....	209
III.2 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRETENU ENTRE DEUX OBSTACLES METALLIQUES PARALLELES PLACES DE PART ET D'AUTRE DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR.....	213
IV. INTERACTION D'UN CHAMP AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE INFRASTRUTURE METALLIQUE QUI PRESENTE DES FUTTES ELECTROMAGNETIQUES.....	215
V. CONCLUSION.....	219

CHAPITRE I

*ANALYSE DES RISQUES
ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES
RENCONTRES DANS LE RESEAU DE TERRE
D'UNE INSTALLATION INDUSTRIELLE*

I. INTRODUCTION.....	3
II. LES SCHEMAS DE LIAISON A LA TERRE POSSIBLES POUR UNE INSTALLATION ELECTRIQUE.....	6
II.1 LA SECURITE ELECTRIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE.....	6
II.1.1 Le régime de neutre TT.....	9
II.1.2 Le régime de neutre TN.....	11
II.1.2.1 Le régime de neutre TN-C.....	12
II.1.2.2 Le régime de neutre TN-S.....	14
II.1.3 Le régime de neutre IT.....	15
II.2 LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE.....	17
II.2.1 Le régime de neutre TT.....	18
II.2.2 Le régime de neutre TN.....	18
II.2.2.1 Le régime de neutre TN-C.....	18
II.2.2.2 Le régime de neutre TN-S.....	19
II.2.3 Le régime de neutre IT.....	19
II.3 CONCLUSION.....	20
III. LES SOURCES DE PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DE GRANDE ETENDUE SPECTRALE.....	21
III.1 LES SOURCES DE PERTURBATIONS CONDUITES.....	21
III.1.1 La coupure de bobines.....	21
III.1.2 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension.....	24
III.1.3 Les décharges électrostatiques.....	25
III.2 LES SOURCES DE PERTURBATIONS RAYONNEES.....	26
III.2.1 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension.....	26
III.2.2 Les arcs.....	27
III.2.3 Les décharges électrostatiques.....	28
III.3 LA SIMULATION DES CONTRAINTES ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DANS LE CADRE D'UNE DEMARCHE DE MISE EN CONFORMITE D'UN EQUIPEMENT ELECTRIQUE ET/OU ELECTRONIQUE.....	29
III.3.1 Le niveau de sévérité en tension.....	30
III.3.2 Le niveau de sévérité en fréquence.....	31
IV. ESTIMATION PAR LA MESURE EN HAUTE FREQUENCE DE L'IMPEDANCE DU RESEAU DE TERRE.....	34
IV.1 METHODE DE MESURE D'IMPEDANCE AU PONT DE MESURE RLC A L'AIDE DE LONGS CABLES BLINDES.....	35

IV.1.1	Présentation de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés.....	36
IV.1.2	Domaine de validité de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés	42
IV.1.2.1	Cas de l'élément "localisé"	43
IV.1.2.2	Cas de l'élément "non localisé"	44
IV.2	MESURE DE L'IMPEDANCE Z_{AB} ENTRE DEUX POINTS ELOIGNES A ET B DU RESEAU DE TERRE	46
V.	CONCLUSION	49

I. INTRODUCTION

Que l'utilisation de l'énergie électrique se fasse sous des niveaux très importants d'énergie ou sous de très faibles tensions, une référence de potentiel électrique est nécessaire. Les appellations pour désigner cette dernière sont multiples: réseau de terre, réseau de masse, zéro volt électronique, zéro de potentiel. Pour les équipements embarqués à bord de véhicules ou d'aéronefs, la structure métallique du véhicule ou le fuselage de l'aéronef seront pris comme référence de potentiel. En revanche, pour les "installations fixes", la référence de potentiel sera la terre. En effet, la réglementation oblige souvent à connecter à la terre toutes les parties métalliques d'un équipement électrique et/ou électronique ainsi que les infrastructures métalliques des bâtiments pour des raisons de sécurité pour les personnes. Les appareils à double isolation échappent bien évidemment à cette règle.

Si nous raisonnons à la fréquence industrielle du réseau électrique (50Hz), le réseau de terre ou réseau de masse peut être considéré comme équipotentiel. En d'autres termes, une différence de potentiel inférieure à 50V apparaissant entre deux points distants du réseau pourrait être admise comme très faible. Cette condition, généralement satisfaisante sur le plan de la sécurité des personnes, ne l'est malheureusement plus sur le plan de la compatibilité électromagnétique (CEM) puisque des équipements échangeant des informations et référencés au même réseau de masse peuvent alors subir une différence de potentiel capable de les perturber. La cause de cette différence de potentiel est en fait la circulation de courants parasites dans le réseau de masse; ce type de couplage est généralement appelé couplage par impédance commune. Ces derniers peuvent être permanents, comme les harmoniques générées par les convertisseurs d'énergie électrique par exemple; mais il peut aussi s'agir de phénomènes transitoires, phénomènes auxquels nous nous

intéresserons dans ce chapitre, qui se manifestent sur le réseau par exemple lors de manoeuvres d'organes de coupure.

Dans un premier temps, nous présenterons les schémas de liaison à la terre possibles pour une installation électrique en rappelant les notions de sécurité électrique propres à chacun d'eux, les avantages des uns par rapport aux autres vis à vis de la disponibilité de l'alimentation, et nous nous attacherons surtout à mettre en évidence les caractéristiques de ces différents régimes de neutre relatives à la compatibilité électromagnétique.

Dans un second temps nous traiterons, à partir d'une étude bibliographique, des sources de perturbations électromagnétiques transitoires susceptibles d'être rencontrées sur le réseau de terre ou de masse d'une installation industrielle. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux perturbations transitoires susceptibles de produire sur les équipements des contraintes semblables à celles imposées lors du test normalisé utilisant les "Transitoires Rapides en Salves"; ce dernier doit notamment être réalisé dans le cadre d'une démarche de mise en conformité CEM d'un équipement pour lui assurer un niveau minimum d'immunité à ce type de perturbation.

Rappelons justement que la conformité à la réglementation européenne sur la compatibilité électromagnétique des équipements électriques et/ou électroniques destinés à être intégrés dans une installation industrielle est nécessaire mais ne suffit pas forcément à leur bon fonctionnement. En effet, ce dernier repose également sur le respect de règles CEM d'installation. Il s'agira en outre d'assurer un "bon" réseau de masse pour l'obtention d'une installation fiable. Dans le cas contraire, en présence de perturbations conduites, le couplage par impédance commune risque d'être important.

Nous nous proposons alors dans un troisième et dernier temps d'exposer une démarche expérimentale permettant, pour des fréquences inférieures à quelques

MégaHertz, d'estimer l'impédance commune entre deux points d'un réseau de terre. La connaissance de cette dernière peut ainsi permettre de fournir un ordre de grandeur de la différence de potentiel, à la base du couplage par impédance commune, présente entre ces deux mêmes points.

II. LES SCHEMAS DE LIAISON A LA TERRE POSSIBLES POUR UNE INSTALLATION ELECTRIQUE

Comme nous l'avons précisé en introduction, la mise à la terre des installations électriques est une obligation réglementaire pour des raisons de sécurité des personnes. Pour réaliser les conditions de mise à la terre, quelques dispositions sont envisageables. Chacune d'elles réagira différemment sur la disponibilité du réseau électrique lorsqu'un incident se produira. Des différences de comportement existent également sur le plan de la compatibilité électromagnétique. Ainsi, un compromis vis-à-vis du schéma de liaison à la terre de l'outil de production d'un industriel devra être fait puisque ce dernier se doit à la fois de respecter la réglementation relative à la sécurité des personnes, d'assurer la disponibilité du réseau et de produire des parasites indésirables avec la plus faible amplitude possible.

Il existe trois régimes de neutre des réseaux électriques qui diffèrent par la mise à la terre ou non du neutre du transformateur et par le mode de mise à la terre des masses. Voyons leurs caractéristiques respectives dans les paragraphes suivants.

II.1 LA SECURITE ELECTRIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE

Avant tout, il nous semble intéressant de rappeler les principaux éléments de la réglementation relative à la sécurité des personnes; le contexte juridique est présenté dans le texte officiel du décret du 14 Novembre 1988 qui fixe des objectifs à atteindre en matière de sécurité, alors que les solutions techniques à utiliser font référence aux normes d'installation telle la norme d'installations électriques basse tension NFC 15-100; les installations électriques basse tension appartiennent pour les réseaux à courant alternatif, aux tensions d'amplitude inférieure à 1kV, et 1,5kV, pour les réseaux à courant continu.

Suivant la terminologie rencontrée dans ces normes, une masse est considérée comme une partie conductrice d'un équipement électrique, accessible au toucher, qui n'est pas normalement sous tension par rapport à la terre mais peut le devenir en cas de défaut. De plus, deux masses simultanément accessibles au toucher doivent présenter une différence de potentiel inférieure à la tension limite de sécurité notée U_L . Cette dernière est fixée à:

- 50V efficace pour la tension alternative ou 120V pour la tension continue en milieu sec (les locaux habituels),
- 25V efficace pour la tension alternative ou 60V pour la tension continue en milieu humide (les chantiers par exemple).

De telles tensions peuvent apparaître à l'occasion de courants de défauts s'écoulant vers la terre, ou au contraire de courants circulant sur les masses d'une installation.

Le risque corporel lors d'un contact avec des masses en défaut d'équipotentielle est la dérivation d'un courant dans le corps de la personne réalisant fortuitement ce contact (voir la Figure 1 à la page suivante).

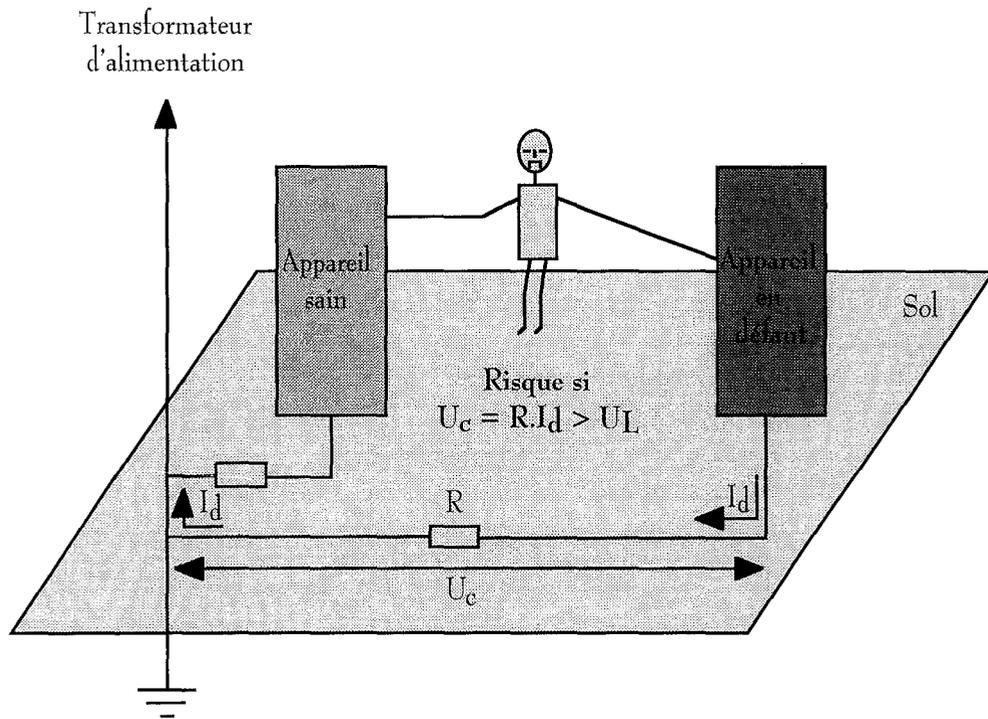


Figure 1: Risque d'électrocution lors d'un défaut par forte résistance de mise au neutre

En outre, un courant de 0,5mA efficace ne génère qu'une sensation très faible chez une personne; un courant de 10mA peut déjà occasionner une tétanisation capable d'engendrer la contraction des muscles sur la pièce métallique soumise au défaut électrique. Le seuil de paralysie respiratoire apparaît vers 30mA. Pour des intensités supérieures les conséquences biologiques sont quasiment irréversibles; au dessus de 75mA un arrêt du coeur est fort probable. [1]

Dans le but d'accroître la sécurité des personnes, agir sur la structure du réseau de masse afin de réduire l'amplitude des courants dérivés vers les contacts accidentels ne peut être que favorable. En d'autres termes, il faut diminuer la différence de potentiel engendrée par le courant de défaut. Cette disposition sera également favorable sur le plan de la compatibilité électromagnétique puisqu'elle permet d'atténuer les risques de couplage par impédance commune.

Ces règles de sécurité imposent des contraintes techniques rappelées en références [1] et [2]:

- tout bâti métallique (baie, armoire,...) doit être mis à la terre par un conducteur de protection qui sera protégé contre toute rupture accidentelle,
- la liaison d'une masse au conducteur de terre doit être effectuée en dérivation et non en série. La raison est évidente: si une liaison se coupait, plusieurs masses se retrouveraient flottantes donc potentiellement dangereuses,
- la section du conducteur de protection doit être suffisante pour écouler le courant de défaut.

II.1.1 Le régime de neutre TT

Le schéma de liaison à la terre TT, imposé en France par le réseau de distribution publique basse tension, consiste à mettre le neutre de la source à la terre par une liaison directe (1^{ère} lettre: T) et mettre directement les masses à la terre locale (2^{ème} lettre: T) comme il est présenté sur la Figure 2. Celle-ci représente un transformateur 220^V duquel partent un premier câble constituant la phase et un second assurant le neutre de l'alimentation qui est mis directement à la terre côté transformateur. Ces câbles alimentent un équipement protégé par un dispositif différentiel déclenchant au premier défaut d'isolement qui peut survenir entre l'alimentation de l'équipement et son armoire métallique par exemple; ce dispositif différentiel peut être placé en tête d'exploitation et/ou sur chaque départ.

Le déclenchement au premier défaut d'isolement constitue un inconvénient du schéma de liaison à la terre TT vis-à-vis de la disponibilité de l'alimentation. Ceci explique notamment pourquoi le régime TT, bien qu'il soit le plus simple à la conception, ne peut être choisi pour l'alimentation électrique des installations en industrie.

Néanmoins, notons que le régime de neutre TT n'occasionne que de faibles courants de défaut à la terre relativement au schéma TN que nous étudierons au paragraphe suivant; ces courants traversent successivement les résistances R_M et R_N que constituent respectivement les prises de terre des masses et du neutre; les résistances R_M et R_N sont de l'ordre de quelques ohms (typiquement cinq-six ohms). Le courant de défaut I_d , déduit de la relation (1), approche alors la vingtaine d'ampères.

$$I_d = \frac{220^v}{R_M + R_N} \quad (1).$$

Dans ces conditions, la différence de potentiel de contact U_C , définie par la relation (2), risque d'atteindre une amplitude dangereuse pour les personnes puisque d'amplitude supérieure à la tension limite de sécurité U_L .

$$U_C = R_M \cdot I_d \quad (2).$$

Pour protéger les personnes, le dispositif différentiel va déclencher dès que le courant I_d dépasse le seuil de fonctionnement du différentiel, d'où la condition suivante à respecter:

$$I_{\Delta n} \leq \frac{U_L}{R_M} \quad (3)$$

où $I_{\Delta n}$ est le courant de défaut maximal autorisé par le disjoncteur différentiel. Par exemple, si nous choisissons un disjoncteur différentiel déclenchant pour un courant de défaut supérieur à 500mA, la résistance R_M doit être inférieure ou égale à 100Ω.

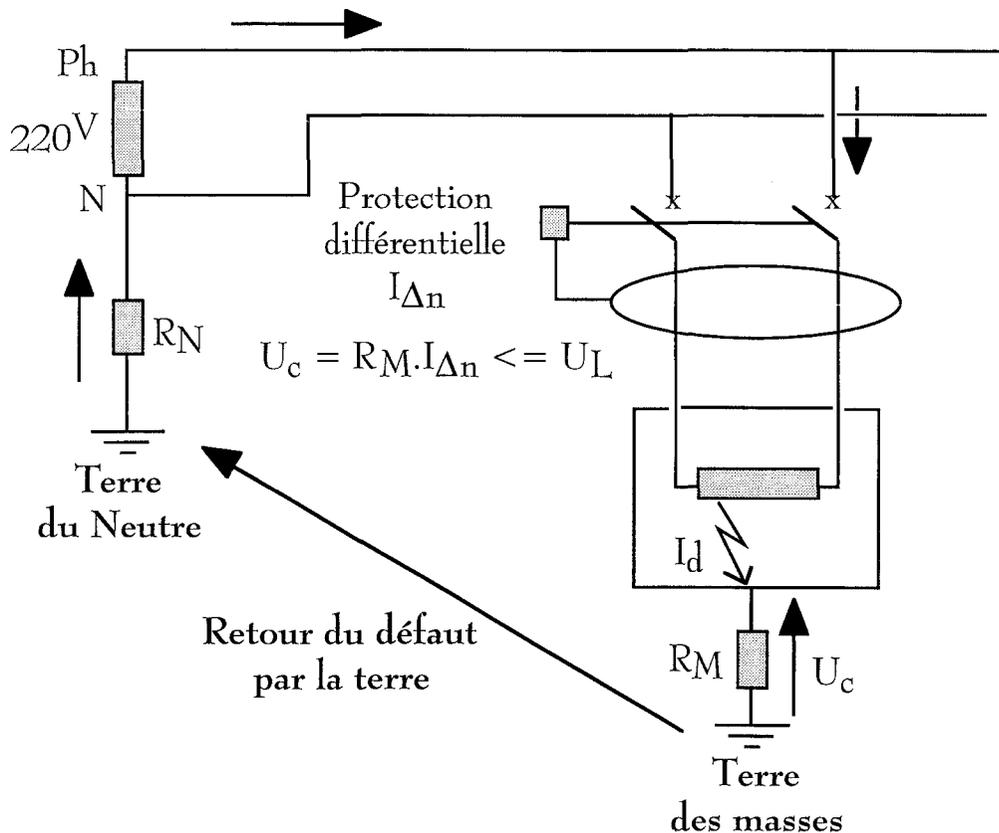


Figure 2 : Principe du régime de neutre TT avec ses deux terres

II.1.2 Le régime de neutre TN

Le schéma de liaison à la terre TN, le plus répandu en Europe, tant en industrie qu'en distribution terminale, consiste à mettre le neutre de la source à la terre par une liaison directe (1^{ère} lettre: T) comme pour le schéma TT, et à raccorder les masses à la même terre (2^{ème} lettre: N).

Nous distinguons deux types de régime de neutre TN suivant la manière dont les masses sont mises à la terre du neutre:

- le régime de neutre TN-C pour lequel les conducteurs du neutre N et de protection PE sont confondus (lettre "C" pour "confondus"): ce conducteur est appelé PEN,
- le régime de neutre TN-S (lettre "S" pour "séparés") pour lequel les conducteurs du neutre N et de protection PE sont séparés.

Dans les deux cas, le conducteur de protection est mis à la terre en plusieurs points et ce le plus souvent possible.

II.1.2.1 Le régime de neutre TN-C

Le principe du régime de neutre TN-C apparaît sur la Figure 3.

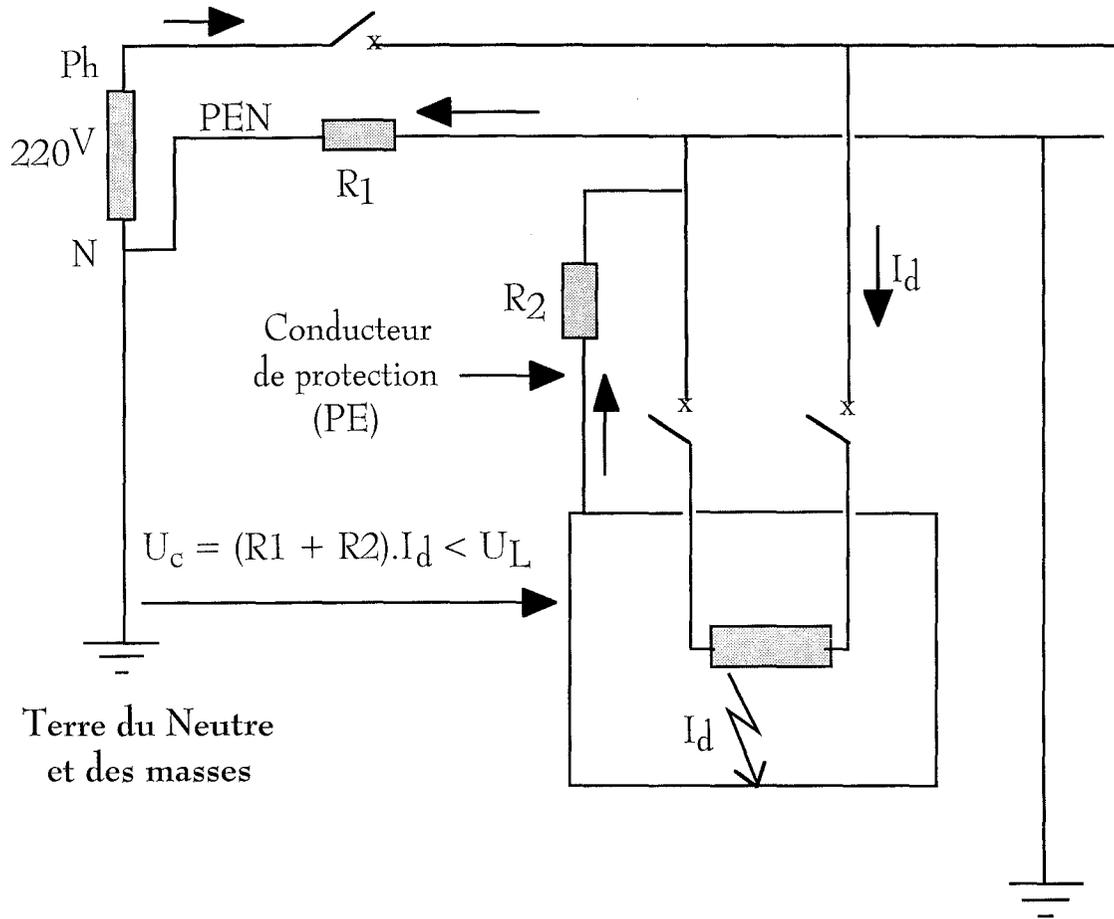


Figure 3: Principe du régime de neutre TN-C

Celle-ci représente un transformateur 220^v duquel partent un premier câble constituant la phase et un second assurant le neutre de l'alimentation qui est mis directement à la terre côté transformateur. Ces câbles alimentent un équipement protégé contre les surintensités par disjoncteur ou fusible. La masse de l'équipement est mis à la terre du neutre via un conducteur de protection jouant également le rôle de conducteur neutre: il est appelé PEN. Dans ces conditions, tout défaut

d'isolement entre phase et masse est vu aussi comme un défaut entre phase et neutre.

Notons que le courant de défaut I_d est beaucoup plus élevé que dans le cas du schéma de liaison à la terre TT; nous obtenons par la relation (4) un courant de défaut I_d , égal au courant de court-circuit I_{cc} , égal à quelques dizaines de kiloampères.

$$I_d = I_{cc} = \frac{220^V}{R_2} \quad (4)$$

où R_2 est de l'ordre de $10m\Omega$.

Compte-tenu de l'amplitude de la différence de potentiel de contact U_C , définie par la relation (5), pouvant être atteinte lors d'un défaut d'isolement, il y a déclenchement des protections dès le premier défaut.

$$U_C = (R_1 + R_2) I_d \quad (5).$$

Rappelons que pour assurer la sécurité des personnes, nous devons conserver une différence de potentiel de contact U_C inférieure à la tension limite de sécurité U_L égale à 50^V efficace pour une tension alternative.

Remarquons aussi que pour des raisons de sécurité, un conducteur de protection ne doit jamais être interrompu; nous ne trouverons donc pas de disjoncteur, ni de fusible sur le neutre en schéma TN-C. Pour les mêmes raisons, ce dernier est interdit en canalisations mobiles comme pour le cas des "rallonges" électriques par exemple. Il est de plus interdit en environnement à risque d'explosion puisque de forts courants peuvent s'écouler dans les masses via le PEN.

Sur le plan de la compatibilité électromagnétique, le régime de neutre TN-C, comme le régime de neutre TN-S présenté au paragraphe suivant, semblent plus favorables que le régime de neutre TT puisqu'un seul réseau de terre est utilisé par poste de transformation.

Notons par ailleurs que sur le plan de la sécurité, des différences de potentiel dangereuses entre masses pourraient apparaître notamment pour des équipements fortement éloignés du poste de transformation (Voir la Figure 1). De la même manière qu'en schéma TT, l'ajout de liaisons équipotentielles supplémentaires entre masses, précise la norme NFC-15100, constitue un principe fondamental pour la protection contre les contacts indirects. Il est donc souhaitable que le maillage des masses soit généralisé. En résumé, comme le schéma TT, le régime de neutre TN n'assure pas une bonne disponibilité de l'énergie électrique car il coupe au premier défaut d'isolement à moins de réaliser une installation avec une bonne sélectivité des protections.

II.1.2.2 Le régime de neutre TN-S

En schéma de liaison à la terre TN-S, le conducteur du neutre (N) et le conducteur de protection (PE) sont séparés comme représentés sur la Figure 4. Sur le plan de la disponibilité de l'énergie électrique, le schéma de liaison à la terre TN-S se comporte rigoureusement de la même manière que le schéma de liaison à la terre TN-C, à savoir qu'il coupe au premier défaut d'isolement. Pour des sections de câbles de cuivre inférieures ou égales à 10mm^2 (ou de sections inférieures ou égales à 16mm^2 pour l'aluminium), le schéma TN-S est obligatoire.

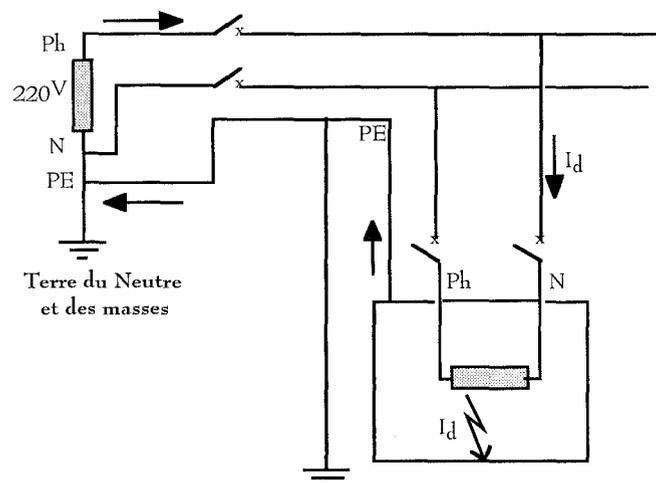


Figure 4: Le schéma de liaison à la terre TN-S

Les schémas TN-C et TN-S peuvent être utilisés dans une même installation. Le schéma TN-C doit néanmoins être obligatoirement en amont du schéma TN-S; dans le cas contraire, le conducteur de protection risquerait d'être interrompu, ce qui reste évidemment inacceptable.

II.1.3 Le régime de neutre IT

Contrairement aux trois régimes de neutre précédents, le schéma de liaison à la terre IT, très répandu dans l'industrie française ainsi que dans les pays latins, consiste à mettre le neutre de la source à la terre via une impédance élevée; nous parlons de neutre impédant ou isolé (1^{ère} lettre: I). Comme le montre la Figure 5, les masses sont mises directement à la terre locale (2^{ème} lettre: T).

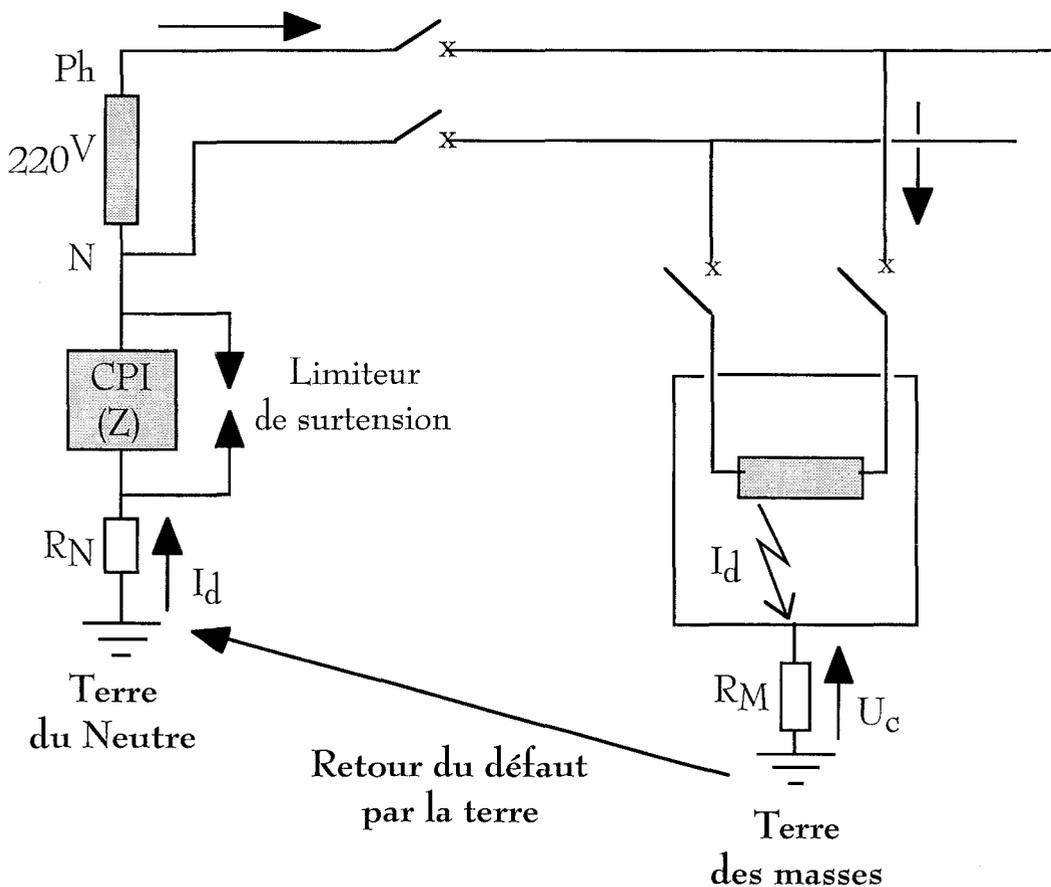


Figure 5: Principe du régime de neutre IT

Lors d'un défaut entre une phase et la terre, le courant de défaut est limité à une faible valeur par l'impédance Z placée entre le neutre et la terre; celle-ci est de l'ordre de 3500Ω pour un réseau d'un kilomètre. Typiquement, le courant de défaut I_d se reboucle par la résistance R_M et R_N des prises de terre respectives des masses et du neutre (de l'ordre de 5-6ohms) et par l'impédance Z placée entre le neutre et la terre; déduit de la relation (6), il est de l'ordre de quelques centaines de milliampères.

$$I_d = \frac{220^V}{Z + R_M + R_N} \quad (6).$$

Le courant de premier défaut restant limité, le schéma de liaison à la terre IT peut être conseillé pour les environnements à risque d'explosion.

Dans ces conditions, la tension de contact U_C , définie par la relation (7), reste très faible (de l'ordre du volt), ce qui permet ainsi d'assurer la continuité de service.

$$U_C = R_M \cdot I_d \quad (7).$$

Le défaut n'est pas éliminé, seul un contrôleur permanent d'isolement (CPI), placé entre le neutre et la terre, apporte une signalisation lumineuse et sonore de ce premier défaut.

Dans le cas d'un réseau triphasé, en cas de second défaut sur une autre phase que la première, le courant de défaut devient alors plus élevé; le contrôleur permanent d'isolement déclenche, mais le réseau reste protégé, comme dans les autres schémas, par les protections contre les surintensités: disjoncteur magnétothermique ou fusible.

Précisons aussi que des limiteurs de surtension doivent être placés entre neutre et terre afin d'éviter de détruire des matériels qui pourraient être exposés, lors d'un défaut impliquant la haute tension, à un amorçage HT/BT au niveau d'un poste de transformation.

Remarquons enfin que le schéma IT demeure acceptable tant que le réseau d'alimentation ne comporte que quelques matériels à faibles courants de fuite et tant que l'étendue des installations reste limitée pour que le courant de défaut reste faible. [3]

En revanche, pour les installations basse tension alimentant du matériel informatique par exemple (rejetant de forts courants de fuite dans le réseau de terre), le régime de neutre IT est à proscrire. En effet, les équipements électroniques ou informatiques sont le plus souvent filtrés et présentent par conséquent de fortes capacités entre phases et masse; on augmente donc les courants de fuite dans le réseau de masse; il devient alors difficile de ne pas activer le contrôleur permanent d'isolement qui voit des courants de fuite pouvant dépasser son seuil de détection. [4]

II.2 LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES DIFFERENTS REGIMES DE NEUTRE

En industrie, il n'est pas rare d'être confronté à des dysfonctionnements d'automates, des arrêts d'urgence intempestifs occasionnant bien évidemment des arrêts de production, des destructions de cartes d'acquisitions ou des perturbations de réseaux locaux, générés par des défauts d'équipotentialité des masses. Or, quel que soit le régime de neutre choisi, la référence de potentiel est la terre. Cette référence, imposée pour des raisons de sécurité pour les personnes, ne semble donc pas suffisante pour assurer une équipotentialité parfaite des installations constituées de plus en plus souvent de matériels électroniques; néanmoins, nous pouvons nous poser la question suivante: "Certains schémas de liaison à la terre sont-ils plus performants que d'autres sur le plan de la compatibilité électromagnétique?"

II.2.1 Le régime de neutre TT

Le problème de ce schéma de liaison à la terre est la non équipotentialité entre la terre du neutre et la terre des masses. Le principal risque est la destruction de matériels électroniques (de rigidité diélectrique inférieure à 1500Volts) puisque la différence de potentiel entre neutre et masses pourrait atteindre plusieurs dizaines de kiloVolts (à cause de la foudre par exemple), si l'appareil de plus faible rigidité diélectrique ne protégeait le reste des équipements...en étant le plus souvent détruit.

Cette surtension en mode commun, pouvant apparaître lors de chocs de foudre ou lors d'un défaut sur le réseau électrique haute tension par exemple, peut cependant être limitée si la terre des masses est reliée à la terre du neutre et des liaisons équipotentielles supplémentaires entre masses sont posées; le réseau de terre unique est ainsi retrouvé, nous gagnons par conséquent en équipotentialité.

II.2.2 Le régime de neutre TN

Notons, comme dans le cas du schéma TT, que l'ajout de liaisons équipotentielles supplémentaires entre masses, action fortement conseillée en schéma TN car favorable à la protection contre les contacts indirects, joue aussi en faveur d'une meilleure protection des équipements électroniques contre les perturbations électromagnétiques. Remarquons aussi que de toute manière, contrairement au schéma TT, le schéma TN respecte le réseau de terre unique; il n'y a donc plus de vulnérabilité aux surtensions en mode commun.

II.2.2.1 Le régime de neutre TN-C

Malheureusement en schéma TN-C, dans le conducteur de protection servant également de conducteur neutre (appelé PEN), circulent les courants de fuite des équipements mais surtout les courants homopolaires (courants qui se referment par le conducteur neutre): les harmoniques 3 et multiples de 3 du 50Hz en particulier; ces courants importants se retrouvent ainsi sur les masses et génèrent par

impédance commune des différences de potentiel perturbatrices pour les équipements électroniques, informatiques ou, génèrent par l'intermédiaire de grandes boucles de masse des champs magnétiques perturbateurs pour les tubes cathodiques par exemple.

II.2.2.2 Le régime de neutre TN-S

Contrairement au schéma TN-C, ici le conducteur neutre et le conducteur de protection restent distincts, seuls les courants de fuite sont retrouvés dans les masses; l'équipotentialité des masses y est alors largement meilleure. Si nous souhaitons conserver à ce même réseau de masse une bonne équipotentialité à proximité des équipements ayant de forts courants de fuite à la masse (comme les matériels électroniques filtrés), il est conseillé d'alimenter ces équipements au travers d'un transformateur d'isolement, ce qui reste d'ailleurs valable pour tous les schémas de liaison à la terre.

II.2.3 Le régime de neutre IT

Comme dans le cas du schéma TN-S, la présence d'équipements électroniques filtrés augmente les courants de fuite dans le réseau de terre qui vont finir par être détectés par le contrôleur permanent d'isolement comme un défaut. Notons que ce problème a déjà également été rencontré à plusieurs reprises en présence de variateurs de vitesse filtrés. Au même titre que le schéma TT, l'équipotentialité imparfaite entre la terre du neutre et la terre des masses rend le schéma IT vulnérable aux surtensions de mode commun.

II.3 CONCLUSION

La différence entre les divers schémas de liaison à la terre apparaît en mode commun et uniquement en basse fréquence puisque nous sommes en présence de grandes longueurs de câbles donc d'impédances assez importantes; en haute fréquence, tous les schémas de liaison à la terre sont équivalents c'est-à-dire mauvais.

Pour assurer la fiabilité d'une installation électrique, il n'est alors pas suffisant de faire reposer l'équipotentialité du site que sur le simple schéma de liaison à la terre, même si certains offrent une meilleure protection contre les perturbations; des mesures plus efficaces doivent être prises pour assurer une équipotentialité parfaite en maillant toutes les masses (structures métalliques des bâtiments, tuyauteries, châssis des armoires, chemins de câbles métalliques, ...).

Le meilleur schéma de liaison à la terre reste néanmoins le TN-S. C'est lui qui offre la meilleure équipotentialité à la fois entre les équipements (une seule terre) et entre les masses (peu de courant dans le conducteur de protection). Pour alimenter des équipements électroniques sensibles, le changement du régime de neutre en régime TN-S est vivement conseillé, notamment lorsque le régime de neutre est un des schémas qui présentent des risques de surtension en mode commun tels que les schémas TT ou IT. Ce changement de régime de neutre peut être réalisé par l'ajout d'un simple transformateur ou encore mieux par un transformateur avec écran.

Le choix d'un régime de neutre ne peut bien entendu tenir compte des seuls impératifs de la compatibilité électromagnétique; dans le cas d'installations conséquentes, de nombreux critères doivent être considérés: continuité de service, fréquence des défauts, risque d'incendie ou d'explosion, sensibilité des équipements, étendue de l'installation,... Notons enfin que l'équipotentialité importe au bon fonctionnement des systèmes interconnectés bas-niveaux mais aussi à la sécurité des personnes; comme il est dit dans la référence [5], c'est un objectif fonctionnel.

III. LES SOURCES DE PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DE GRANDE ETENDUE SPECTRALE

Dans cette partie, nous présentons en premier lieu les sources, qu'elles soient conduites ou rayonnées, des perturbations électromagnétiques transitoires susceptibles d'être rencontrées sur site industriel; nous nous intéressons plus particulièrement, en précisant quelques ordres de grandeur, aux perturbations transitoires de grande étendue spectrale (jusqu'à quelques centaines de MégaHertz).

Dans un second temps, nous préciserons de quelle manière ce type de perturbation est simulé dans le cadre d'une démarche de mise en conformité CEM d'un équipement électrique et/ou électronique; ce test permet pour l'équipement en question de s'assurer d'un niveau minimum d'immunité vis-à-vis des perturbations appelées "Transitoires Rapides en Salves".

III.1 LES SOURCES DE PERTURBATIONS CONDUITES

III.1.1 La coupure de bobines

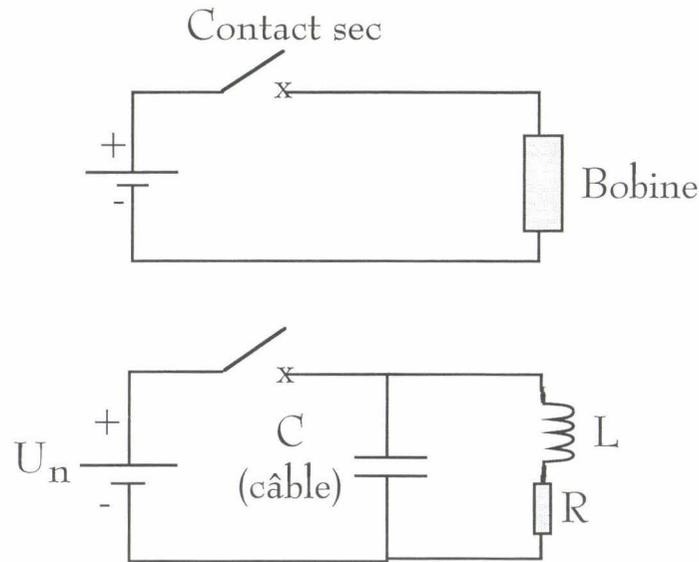
L'origine primaire d'une source de perturbations dite "Transitoires Rapides en Salves" peut être la conséquence de l'ouverture ou de la fermeture d'un circuit électrique comportant une charge inductive.

Les perturbations impulsionnelles hautes fréquences en conduction sont pratiquement inévitables tant les charges inductives sont nombreuses, comme par exemple:

- les protections (disjoncteurs, sectionneurs),
- les bobines de relais,
- les interrupteurs,
- les contacteurs,

- les électrovalves,
- la mise en route des moteurs,
- les transformateurs à vide, les machines à vide,
- les compteurs.

Le phénomène mis en jeu est le suivant: lorsqu'une charge inductive est alimentée, une énergie inductive est stockée dans le bobinage. Si un "contact sec" de type "contact de relais" coupe ce courant, l'énergie inductive dans la bobine charge la capacité entre les câbles et une surtension de quelques kiloVolts apparaît aux bornes du contact.



$$U_n = 5V...400V$$

$$L = 0,1H...10H$$

$$C = 100pF...10nF$$

$$R = 10 \Omega...1000 \Omega$$

Figure 6: Schéma électrique équivalent à toute bobine

Une étincelle, caractéristique de l'amorçage du contact, apparaît, ce qui génère un front très raide (typiquement de l'ordre de quelques nanosecondes); puis l'arc s'éteint, la tension monte à nouveau et un nouvel amorçage se produit: nous parlons alors de rafales d'impulsions à front raide générées à chaque ouverture. [6]

Ce phénomène est normalisé sous la référence CEI 1000-4-4, norme que nous présenterons au paragraphe "La simulation des contraintes électromagnétiques transitoires dans le cadre d'une démarche de mise en conformité d'un équipement électrique et/ou électronique".

La référence [7] donne quelques ordres de grandeur (cités ci-dessous) de perturbations transitoires de type salves ayant été relevées sur le réseau 220^V lors de plusieurs campagnes de mesures; une salve correspond en fait à un certain nombre d'impulsions qui se répètent durant un intervalle de temps donné; ce phénomène peut notamment se produire lors des rebondissements de contacts de relais:

- l'amplitude crête de ces impulsions se situe entre 100V et plusieurs kiloVolts,
- la fréquence de répétition de ces impulsions se trouve dans la gamme 1kHz-1MHz,
- la durée de la salve est comprise entre 0,1ms et plusieurs millisecondes.

D'autres surtensions transitoires peuvent aussi être rejetées sur le réseau électrique par l'utilisateur ou son environnement. Elles sont, par exemple, dues:

- aux postes de soudure,
- aux fonctionnements de thyristors,
- aux fours à arc.

Toutes ces surtensions transitoires, sans danger véritable pour les personnes, se révèlent malheureusement très souvent nuisibles au bon fonctionnement d'équipements sensibles; ces derniers ne seront pas obligatoirement détruits mais subiront de manière générale un vieillissement prématuré. Précisons en outre que les perturbations transitoires hautes fréquences sont particulièrement sévères pour les électroniques numériques puisque pour ces derniers, un signal de quelques volts, même s'il ne dure que quelques dizaines de nanosecondes ressemble à un signal réel.

III.1.2 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension

La commutation des organes de coupure du réseau haute tension provoque, par suite des réamorçages de l'intervalle d'air entre contacts, des surtension transitoires à fréquence de répétition élevée qui se caractérisent par un front extrêmement raide (de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes). [8]

Sur les réseaux haute tension, dans le cas d'un disjoncteur au SF₆ (voir la référence [9] pour la description de ce type de disjoncteur) ou d'un disjoncteur à vide, ce temps de montée du courant peut même être inférieur à la nanoseconde. Sur un réseau 20kV, lors d'une manoeuvre, les courants impulsionnels peuvent dépasser cent ampères, notamment lors d'ouvertures de jeux de barres à vide. Les impulsions générées par les contacteurs, les interrupteurs et les sectionneurs haute tension sont globalement équivalentes. [6]

Pour autre exemple, faisons référence aux résultats de mesures obtenus lors de manoeuvres sur des jeux de barres 110kV, résultats concernant le courant induit sur un câble de communication qui relie un disjoncteur d'un poste haute tension à une salle de contrôle-commande voisine d'une centaine de mètres. [10]

La Figure 7 présente le courant induit en fonction du temps mesuré au niveau du disjoncteur et qui atteint une valeur crête-crête de 56A.

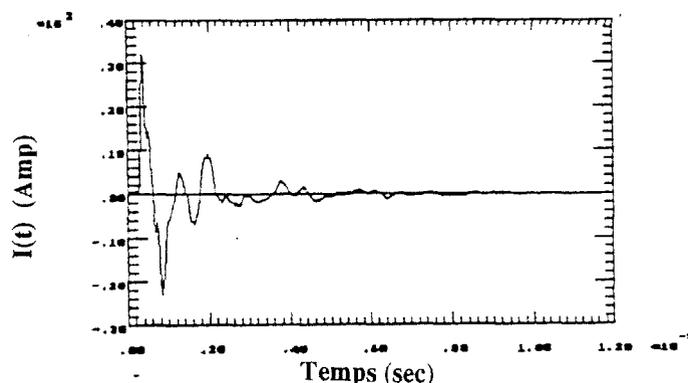


Figure 7: Courant total induit sur un câble de communication reliant un disjoncteur à une salle de contrôle-commande

Ce courant mesuré sur ce même câble à environ quinze mètres du disjoncteur reste égal à 53A, pour conserver dans la salle de contrôle-commande une amplitude voisine de 18A (tout de même!). Bien évidemment, ce courant induit sur le câble de communication n'est que relatif à l'installation rencontrée lors de cette campagne de mesures, mais ce résultat donne néanmoins un ordre de grandeur appréciable pour ce type de perturbation.

III.1.3 Les décharges électrostatiques

Un dernier type de perturbation transitoire haute fréquence est la décharge électrostatique; le déplacement d'une personne pouvant se charger jusqu'à une vingtaine de kiloVolts en quelques secondes par triboélectricité (frottement sur un isolant), en est une des causes essentielles; cette tension dépend fortement de l'humidité relative de l'air, de la nature du revêtement du sol et de la nature des semelles de chaussures. Pour se représenter le phénomène mis en jeu, nous pouvons chercher à modéliser le corps humain par trois paramètres qui sont pour une décharge électrostatique moyenne:

- sa capacité par rapport au sol voisine de 200pF,
- sa résistance lors de la décharge voisine de 500 Ω ,
- sa différence de potentiel avant la décharge électrostatique voisine de 10kV.

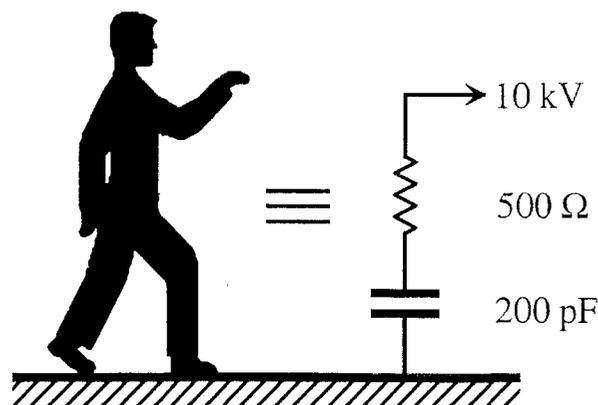


Figure 8: Schéma équivalent du corps humain lors d'une décharge électrostatique

Selon la référence [11], l'élément déterminant du phénomène est le courant de décharge; celui-ci risque d'atteindre dix ampères crête avec un temps de montée typique d'une nanoseconde pour une constante de temps de décharge voisine de deux cents nanosecondes. [6]

Nous remarquons donc rapidement que la forme de l'onde perturbatrice d'une décharge électrostatique est similaire à celle obtenue lors des phénomènes cités ci-avant; les conséquences sur les électroniques sensibles risquent ainsi d'être toutes aussi néfastes.

Dans tous les cas, deux types d'effets résultent de ces sources impulsionnelles hautes fréquences: un courant large spectre dérivé dans les réseaux de terre et de masse produisant un couplage par impédance commune, ainsi qu'un champ électromagnétique rayonné. Intéressons-nous maintenant au second type d'effet généré par les perturbations transitoires rayonnées.

III.2 LES SOURCES DE PERTURBATIONS RAYONNEES

La plupart des sources de perturbations transitoires, citées précédemment en tant que sources de perturbations conduites, rayonnent aussi de manière non négligeable; ceci peut en outre s'expliquer par le rayonnement dû au courant véhiculé par le réseau de câbles; ce phénomène peut concerner la bande de fréquences 30MHz-300MHz.

III.2.1 Les manoeuvres d'organes de coupure en haute tension

L'examen de la littérature [9] et [12], montre que le champ électrique mesuré à un mètre des postes haute tension sous enveloppe métallique (PSEM) lors des manoeuvres, est de l'ordre de 50V/m à 50kV/m. Les champs rayonnés par les ouvertures de l'enveloppe (hublots) ou par les jonctions entre compartiments, de l'ordre de 50V/m, peuvent donc être considérés comme négligeables devant les champs créés par le phénomène de Montée en Tension Transitoire des Terres

(MTTT, décrit dans les références [9] et [12]) de l'ordre de 10 à 40kV/m. La bande de fréquences de ces phénomènes s'étend pour certains auteurs au-delà de 100MHz, mais cette limite supérieure est contestée puisque la valeur typique de cette fréquence maximale est en pratique admise à 50MHz. La Figure 9 permet de visualiser la signature spectrale caractéristique des surtensions internes dans un poste sous enveloppe métallique. [13]

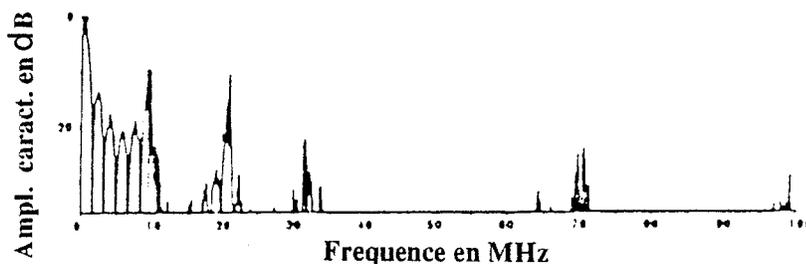


Figure 9: Signature spectrale des surtensions internes dans un poste sous enveloppe métallique

III.2.2 Les arcs

Des perturbations peuvent également être générées à cause des lignes de traction électrique à courant alternatif (25kV par exemple) et à courant continu (1500V et 750V). Les amorçages entre les pantographes de traction électrique et la caténaire vont en effet rayonner des champs faibles en haute fréquence, le plus souvent susceptibles de ne perturber que la réception radioélectrique locale; la Figure 10, fournie par la référence [8], représente le spectre du champ rayonné mesuré à dix mètres de la voie en l'absence de circulation puis au passage d'une locomotive.

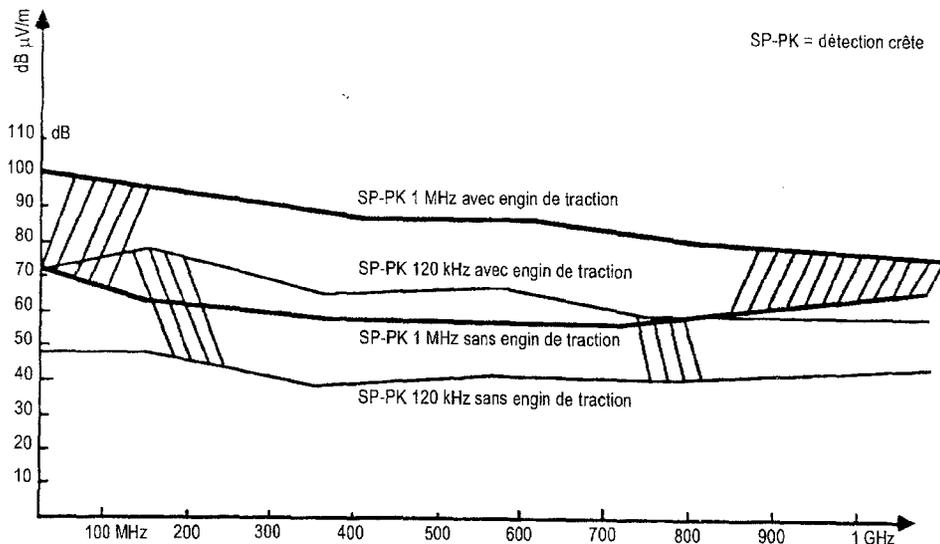


Figure 10: Spectre du champ rayonné mesuré à dix mètres de la voie en l'absence de circulation et au passage d'une locomotive

Notons toutefois le cas d'un dysfonctionnement constaté sur un système de transmission de données ferroviaires placé dans une cabine toute proche des voies ferrées où les passages de trains engendraient un arrêt de la transmission avec le poste central. Plusieurs campagnes de mesures synthétisées en référence [14] nous ont notamment permis de mettre en évidence des phénomènes transitoires de plusieurs dizaines de MégaHertz rayonnant un champ suffisant pour provoquer un arrêt de la transmission.

Les postes à souder à l'arc peuvent aussi rayonner un violent transitoire à grande étendue spectrale (jusque 100MHz) lors de l'amorçage par impulsion à haute tension (7kV).

III.2.3 Les décharges électrostatiques

Comme nous l'avons précisé au paragraphe "Les décharges électrostatiques", l'élément déterminant du phénomène décharge électrostatique est le courant de décharge; mais l'écoulement de ce courant fait que la perturbation apparaît à l'intérieur de l'équipement sous forme d'un champ électromagnétique intense à proximité du trajet d'écoulement du courant. Pour une décharge électrostatique

moyenne (10kV), ce champ électromagnétique atteint une valeur voisine de 3kV/m à 25cm du point de décharge.

Les références [15] et [16] nous permettent de présenter par le biais du Tableau 1 une estimation du champ électrique rayonné par une décharge électrostatique.

Distance d (m)	Tension de charge (kV)	Temps de montée de l'impulsion (ns)	Amplitude crête du champ électrique (V/m)
1,5	4	1	120
1	7	1	200
1	10	5	110

Tableau 1: Valeurs crêtes du champ électrique rayonné à la distance d par différentes décharges électrostatiques

III.3 LA SIMULATION DES CONTRAINTES ELECTROMAGNETIQUES TRANSITOIRES DANS LE CADRE D'UNE DEMARCHE DE MISE EN CONFORMITE D'UN EQUIPEMENT ELECTRIQUE ET/OU ELECTRONIQUE

Compte-tenu des différents risques électromagnétiques transitoires cités ci-dessus, susceptibles d'être rencontrés sur le réseau électrique et dans le réseau de masse d'une installation industrielle, il est dorénavant obligatoire, avant toute mise sur le marché européen d'un équipement électrique et/ou électronique, de lui assurer un niveau minimum d'immunité, fonction de l'environnement de destination.

Dans ce contexte, il est fortement conseillé de procéder au test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves" selon la norme CEI 1000-4-4.

Malheureusement dans certains cas, même s'ils restent rares, des équipements électroniques conformes à la réglementation en vigueur subissent encore des dysfonctionnements une fois implantés sur le site. De l'analyse de ces problèmes, un écart subsiste parfois entre les résultats de la mise en conformité CEM d'un équipement et l'adéquation de ce dernier à son environnement de destination; en

effet, le test d'immunité CEI 1000-4-4 s'il se limite aux niveaux normatifs, ne permet pas de connaître le niveau absolu de susceptibilité de l'équipement.

Nous nous proposons alors maintenant de faire l'état des niveaux d'essais en tension et en fréquence imposés par la norme CEI 1000-4-4 et de montrer que la prise en compte de l'environnement électromagnétique dans la conception d'un équipement électronique est une nécessité pour maintenir la fiabilité des installations. Cette approche fera l'objet des chapîtres II et III.

III.3.1 Le niveau de sévérité en tension

Rappelons que dans la réalité, le niveau de tension perturbatrice se situe entre quelques centaines de volts et plusieurs kiloVolts.

Dans le cadre du test normatif, aucune tension d'essai supérieure à 4kV (équivalent au niveau de sévérité 4) n'est spécifiée, même si la classe X laisse la porte ouverte à d'autres niveaux de tension. [17]

Or la référence [18] indique que des essais d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" ont été réalisés sur des équipements subissant des dysfonctionnements une fois placés dans leur environnement de destination; le défaut analogue à la réalité n'a été reproduit que pour une tension d'essai supérieure à 7kV; ceci semble ainsi montrer la présence sur le site de niveaux de tension supérieurs au niveau normatif maximal (4kV).

De la même manière, il nous est arrivé d'être confrontés au dysfonctionnement d'un micro-automate programmable chargé de la gestion d'une installation frigorifique, et ce sous l'influence de perturbations transitoires probablement générées par des contacteurs électriques. Le dysfonctionnement rencontré se traduisait par une perte du programme de pilotage nécessitant un nouveau téléchargement de celui-ci. Le micro-automate programmable était pourtant conforme à la réglementation en vigueur; il supportait en effet les niveaux spécifiés

pour l'immunité d'un équipement de ce type destiné à l'environnement industriel, ce que nous avons vérifié au sein de notre laboratoire. [19]

Ces critères de sévérité en tension, précisés dans la norme NF EN 61131-2 relative aux spécifications et essais des équipements de type automate programmable, sont de +/- 2kV pour l'alimentation et +/- 1kV pour les entrées-sorties.

Nous avons également réalisé le test normatif sur le site-même (en nous plaçant du mieux possible dans les conditions définies dans la norme CEI 1000-4-4), pour nous rendre compte que le défaut analogue au défaut réel n'était reproduit qu'à partir d'un niveau de tension voisin de 4kV tant sur l'alimentation que sur les entrées/sorties. [20]

Ceci semblait donc expliquer la présence sur le site de niveaux de perturbations supérieurs au niveau d'immunité du micro-automate programmable.

A la vue de ces problèmes, il apparaît essentiel pour le fabricant d'inclure dans son processus d'essai de plus hauts niveaux de tension. Dans un futur proche, il est de toute manière probable que des niveaux de tension supérieurs à 4kV soient spécifiées.

III.3.2 Le niveau de sévérité en fréquence

Rappelons que dans la réalité, la fréquence de répétition des perturbations transitoires se trouve dans la gamme 1kHz-1MHz.

Dans le cadre du test normatif, aucune fréquence de répétition des "Transitoires Rapides en Salves" supérieure à 5kHz n'est spécifiée, même si la classe X (comme dans le cas de la tension) laisse la porte ouverte à d'autres valeurs. [17]

Pour le test d'immunité aux salves, comme pour tous les essais de compatibilité électromagnétique, il importe généralement de réaliser une simulation, la plus réaliste possible, des sources de perturbations susceptibles d'être rencontrées sur site, sans que la reproductibilité des valeurs obtenues lors des essais en soit affectée. Malheureusement, cela n'est pas toujours possible sans compromis; dans la majorité

des cas, il faut alors donner priorité à la reproductibilité et donc s'éloigner légèrement de la réalité.

Dans le cas présent, la limitation semble venir de la technologie choisie pour le générateur d'essai. En effet, l'utilisation de sphères (spark gap) ou de thyristors comme éléments de commutation interne au générateur, limite la fréquence de répétition à un maximum d'environ 10kHz. [7]

Cette limitation est indiquée en annexe de la norme CEI 1000-4-4 en ces termes: "cette fréquence de répétition relativement élevée est difficile à reproduire avec un générateur fonctionnant avec un éclateur à réglage fixe. De ce fait, des fréquences de répétition plus basses ont été spécifiées".

Par ailleurs, la référence [21] précise que des essais d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" ont été effectués en faisant varier la fréquence de répétition sur des équipements subissant des dysfonctionnements une fois placés dans leur environnement de destination; le défaut analogue au défaut réel n'a pu être reproduit que pour une fréquence de répétition voisine de 62kHz; ceci tend par conséquent à montrer la présence sur ce site de fréquences de répétition largement supérieures à celles spécifiées dans la norme.

Nous remarquons également que l'effet de toute perturbation transitoire haute fréquence sur les électroniques numériques est statistique; des impulsions ayant strictement la même forme risquent en effet de produire des effets différents selon leur instant d'application par rapport au cycle de fonctionnement des circuits numériques. Il convient de prendre garde à cet aspect lors des tests d'immunité (pour le test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" comme pour celui des décharges électrostatiques). A ce titre, il demeure donc important de réaliser le test en choisissant une durée d'application équivalente à au moins un cycle de fonctionnement de l'équipement, cycle devant faire intervenir toutes les fonctions de l'équipement, et faire varier la fréquence de répétition de sorte à "imiter"

parfaitement la réalité. En effet, accroître la fréquence de répétition revient à accroître la probabilité de rencontrer un dysfonctionnement des circuits numériques.

Comme nous l'avons souligné ci-avant, le principal effet, résultant des sources impulsionnelles hautes fréquences, est un courant de large spectre dérivé dans les réseaux de terre et de masse produisant un couplage par impédance commune. Regardons alors s'il est possible d'estimer en haute fréquence l'impédance du réseau de terre ou du réseau de masse qui intervient dans le couplage par impédance commune.

IV. ESTIMATION PAR LA MESURE EN HAUTE FREQUENCE DE L'IMPEDANCE DU RESEAU DE TERRE

A notre connaissance, et comme le précise la référence [22], il n'existe aucune méthode de mesure en haute fréquence, qu'elle soit normalisée ou simplement reconnue, de l'impédance entre deux points A et B d'un réseau de terre. Cependant, compte-tenu des différents parasites conduits pouvant circuler dans ce réseau de terre, l'objectif fondamental est d'abaisser cette impédance Z_{AB} à la valeur la plus faible possible, de sorte à réduire l'effet du couplage par impédance commune. Il est pour cela fortement conseillé de mailler les masses, c'est-à-dire multiplier les liaisons de masse entre équipements échangeant des informations autrement que par les conducteurs du réseau de terre. Le couplage par impédance commune, étudié dans le détail au sein des chapîtres II et III, se caractérise par une différence de potentiel ΔV qui va apparaître entre les deux points A et B du réseau de terre (voir la Figure 11).

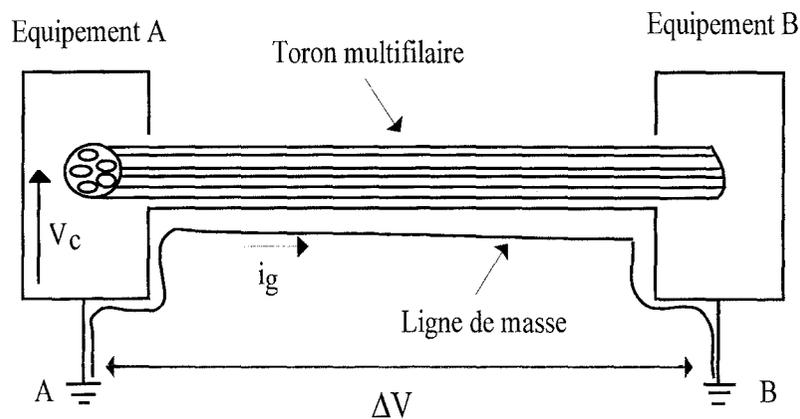


Figure 11: Principe du couplage par l'impédance commune d'un réseau de terre

Il semble alors intéressant de connaître l'ordre de grandeur de l'impédance Z_{AB} en l'absence de la ligne de masse, de sorte à estimer la différence de potentiel ΔV entre ces deux points (voir la Figure 12).

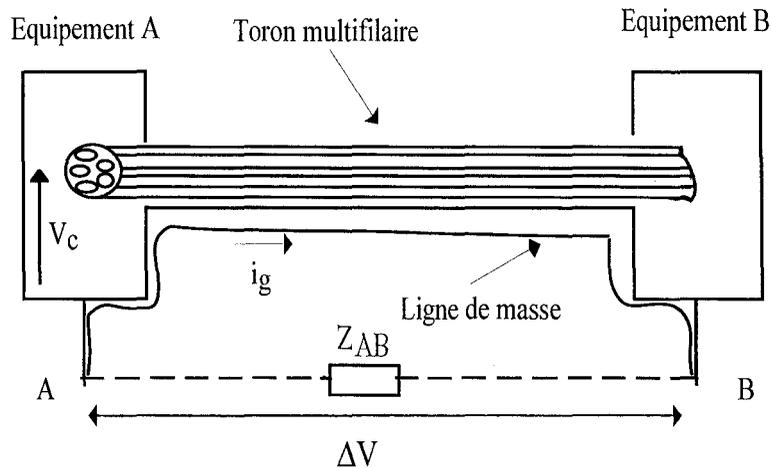


Figure 12: Impédance Z_{AB} propre au tronçon [A,B] d'un réseau de terre

Dans ce but, nous nous proposons d'exposer au sein de ce paragraphe une démarche expérimentale permettant d'estimer, pour des fréquences inférieures à quelques MégaHertz, l'impédance Z_{AB} entre deux points A et B d'un réseau de terre.

IV.1 METHODE DE MESURE D'IMPEDANCE AU PONT DE MESURE RLC A L'AIDE DE LONGS CABLES BLINDES

Il s'agit en l'occurrence de mesurer l'impédance Z_{AB} .

Si nous voulons nous passer des mesures de tension et de courant qui alourdissent sensiblement les procédures de mesure, nous pouvons exploiter les possibilités d'un pont de mesure RLC qui, d'une part présente l'avantage de donner directement accès à la résistance, l'inductance et la capacité d'une ligne par rapport à une référence. D'autre part, le pont comporte un système de calibrage permettant de définir un plan de mesure et de s'affranchir ainsi, dans certaines conditions, de l'influence des fils de connexion. En contrepartie, le pont de mesure RLC ne permet pas la mesure des coefficients de couplage comme la mutuelle-inductance ou la capacité de couplage entre deux lignes. Ceux-ci pourraient être déduits de mesure sur les lignes d'intérêt.

Le principe des mesures de résistance, d'inductance ou de capacité d'une ligne par rapport à une référence ou de mutuelle-inductance et de capacité de couplage entre deux lignes est décrit au paragraphe II-2-2 du chapitre II.

Précisons enfin que les conditions de mesures à l'aide d'un pont de mesure RLC permettant de s'affranchir de l'influence des fils de connexion demeurent limitées.

Il faut en effet que les deux points de mesure restent proches dans le cas de fils de connexion non blindés, comme il est indiqué au paragraphe "Présentation de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés".

IV.1.1 Présentation de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés

Sachant que les points A et B risquent d'être distants de plusieurs mètres, voire plusieurs dizaines de mètres, des précautions doivent être prises pour les câbles de mesure utilisés.

Afin d'éviter une non reproductibilité due à des couplages variables entre les câbles de mesure, fonction de la position de ces derniers, il est primordial d'utiliser des câbles de mesure blindés.

Considérons tout d'abord le cas où les points A et B restent proches l'un de l'autre (quelques centimètres tout au plus), cas où un dispositif de mesure à l'aide de câbles courts blindés, apparaissant sur la Figure 13, peut être utilisé. La longueur L de ces câbles reste petite devant la longueur d'onde λ des signaux en présence, signaux de fréquence pouvant atteindre quelques MégaHertz.

Pour faciliter la mesure, les câbles blindés sont placés dans un petit boîtier métallique interconnecté au châssis du pont RLC comme le montre la Figure 13.

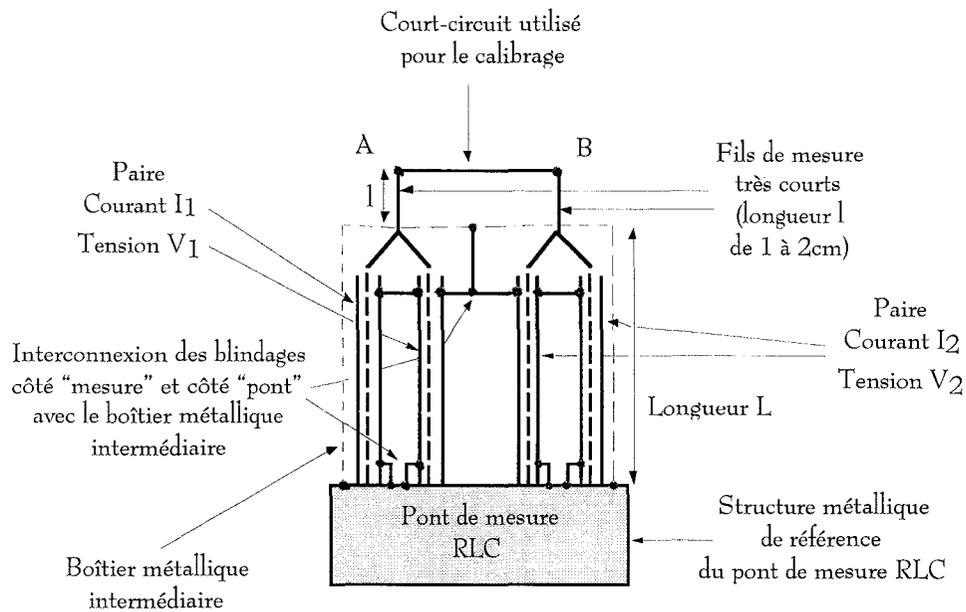


Figure 13: Dispositif utilisé dans le cas d'une mesure d'impédance faite entre deux points A et B proches l'un de l'autre (quelques centimètres au plus)

Précisons dans ces conditions que deux paires de câbles sont nécessaires pour la mesure, deux paires pour lesquelles nous aurons préalablement relié les blindages par paire aux deux extrémités; côté pont de mesure RLC, les blindages sont également connectés à la masse générale. En effet, la méthode de mesure au pont RLC à l'aide de deux paires de câbles coaxiaux, permet au même courant de circuler sur l'âme centrale des câbles et de se reboucler en sens inverse sur le blindage extérieur, en ne générant par conséquent aucun champ magnétique global dans le voisinage des câbles; en réalité, les champs magnétiques produits par la circulation d'un courant sur l'âme centrale des câbles et par le retour de ce courant par le blindage des câbles, s'annulent. Dans ces conditions, nous nous sommes soustraits du couplage possible par mutuelle-inductance entre les câbles, ce qui aurait pu par la suite fausser les mesures.

Pour le calibrage de ce dispositif de mesure il faut, d'une part se placer dans la configuration de la Figure 13 où le court-circuit entre les deux câbles de mesure doit être le plus court possible, voire de longueur nulle; cette étape permet, lors du

calibrage des paramètres inductance et résistance, de considérer les inductance et résistance des câbles de mesure et de les prendre ainsi automatiquement en compte lors d'une mesure effective.

D'autre part, un calibrage des paramètres capacités est réalisé dans la même configuration, à la différence près que cette fois-ci, le court-circuit est supprimé; la capacité entre les câbles de mesure va donc également être prise en compte lors d'une mesure effective.

En résumé, la méthode de mesure au pont RLC (HEWLETT PACKARD 4285A) utilisant les deux paires de câbles blindés permet, comme le précise la référence [23], de réaliser des mesures fiables d'impédance, même en haute fréquence (à concurrence de la limite haute en fréquence du pont de mesure utilisé qui est de 30MHz), tant que:

- la longueur L des câbles de mesure reste la plus courte possible (a),
- les blindages des deux paires de câbles de mesure sont interconnectés au plus proche du point de mesure (b).

Malheureusement dans notre cas, lors d'une mesure de l'impédance Z_{AB} entre les points A et B du réseau de terre, la longueur l et la position relative des fils de mesure non blindés risquent de ne plus être du tout les mêmes que celles choisies lors du calibrage (voir la Figure 14), et ce pour la simple raison que les points A et B risquent d'être assez éloignés. Le calibrage va alors être faussé puisque la capacité entre les fils de mesure est différente. Notons que le couplage possible par mutuelle-inductance entre les fils risque aussi d'être différent de celui obtenu dans la configuration de calibrage, ce qui aurait également pour effet de fausser les mesures futures.

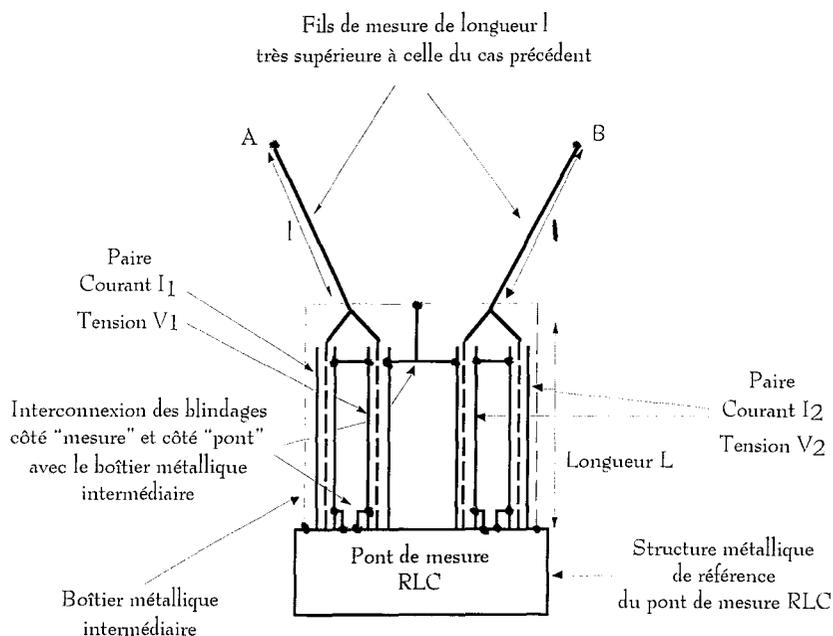


Figure 14: Mesure de l'impédance entre les points A et B du réseau de terre

Pour éviter ce problème, nous proposons d'utiliser des câbles blindés sur toute leur longueur ($L_1 = L + l$) (câbles coaxiaux). Compte-tenu des longueurs pouvant atteindre plusieurs mètres, il n'est bien entendu plus possible de placer les câbles de mesure dans un boîtier métallique. L'interconnexion des blindages à l'extrémité "mesure" sera donc assurée à l'aide d'une tresse de longueur L_2 comme représenté sur la Figure 15.

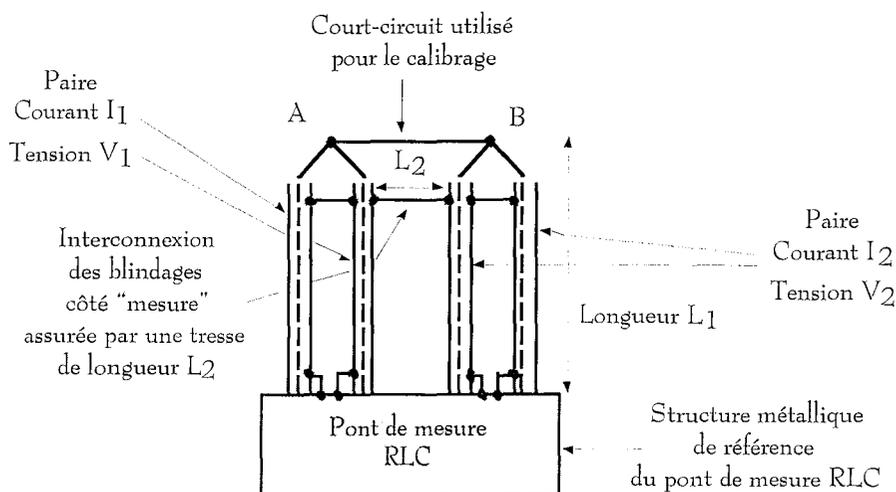


Figure 15: Dispositif de calibrage choisi pour une mesure d'impédance entre deux points éloignés

La Figure 16 et la Figure 17 suivantes permettent de se rendre compte de la réalité du dispositif de mesure mis en oeuvre.

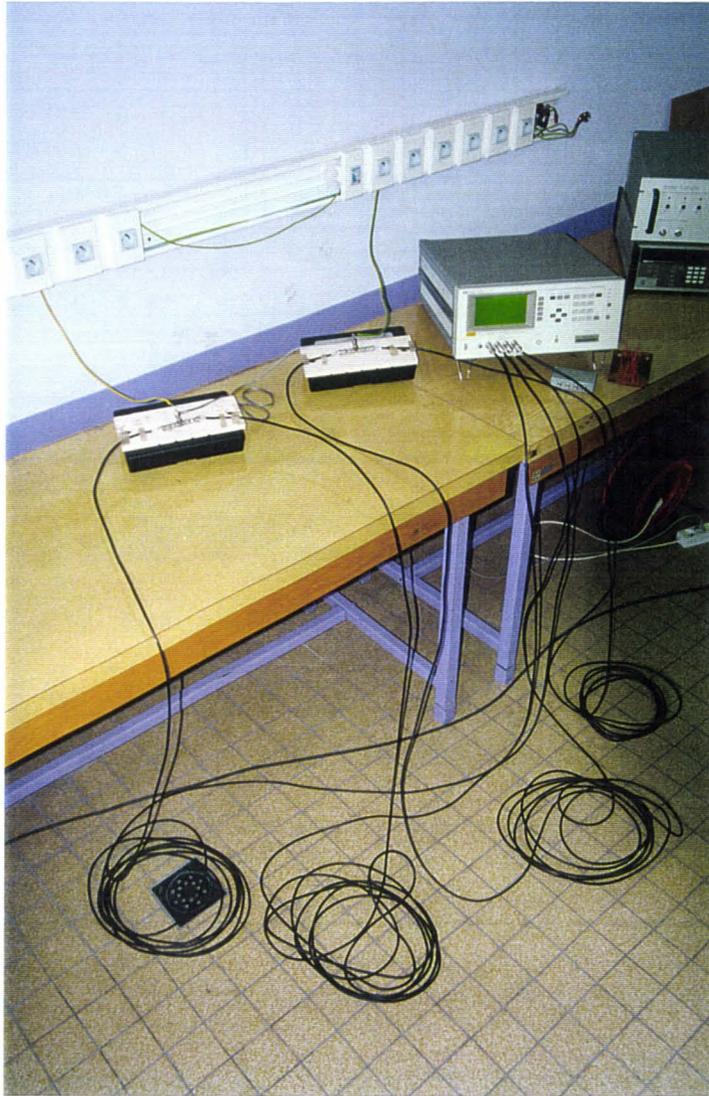


Figure 16: Dispositif utilisant deux paires de câbles blindés pour la mesure de l'impédance d'un tronçon de réseau de terre à l'aide d'un pont de mesure RLC

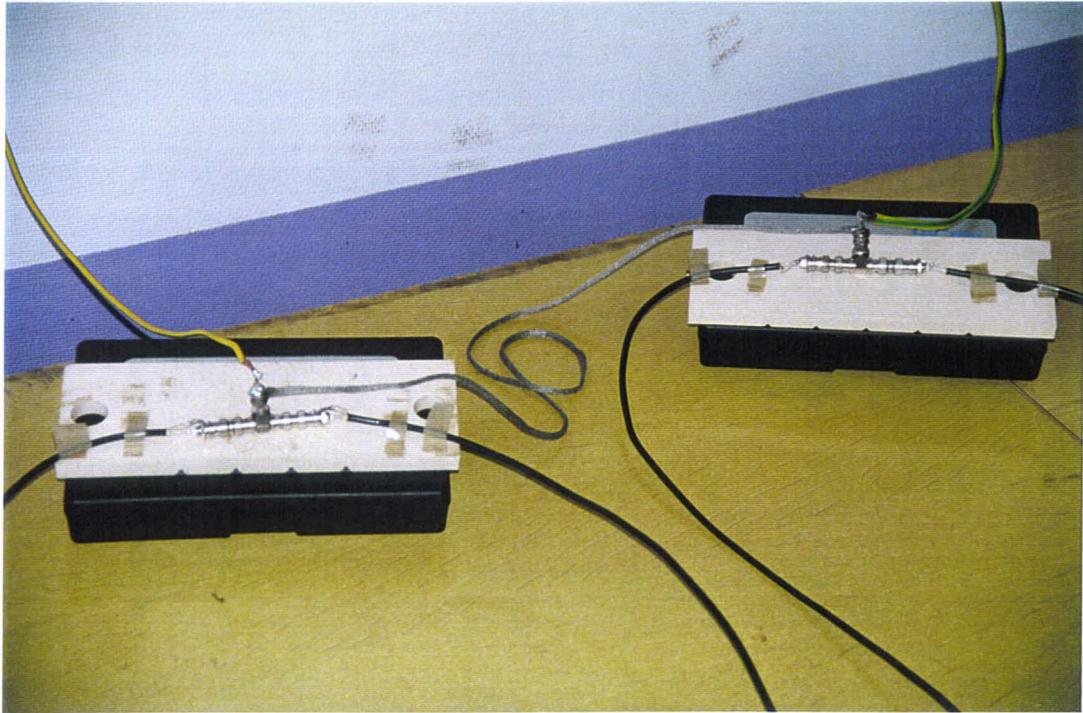


Figure 17: Dispositif utilisant deux paires de câbles blindés pour la mesure de l'impédance d'un tronçon de réseau de terre à l'aide d'un pont de mesure RLC

Cette disposition nous permet ainsi, dans la configuration de la Figure 18, de nous soustraire des variations du couplage capacitif et des variations du couplage par mutuelle-inductance entre les câbles de mesure, couplages qui demeurent variables avec la position des câbles de mesure lorsque ces derniers ne sont pas blindés.

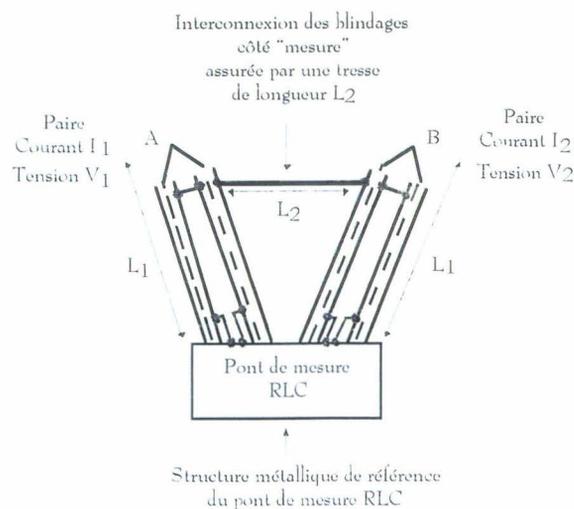


Figure 18: Mesure de l'impédance Z_{AB} entre deux points éloignés A et B

Compte-tenu de l'éloignement des points A et B rencontré dans le cadre de notre étude, la longueur L_1 des câbles est choisie égale à 8m, et la longueur L_2 de la tresse d'interconnexion des blindages est prise égale à 5,2m.

La condition (a) n'étant plus vérifiée, la méthode de mesure d'impédance d'un tronçon de réseau de terre à l'aide du pont RLC peut-elle encore être utilisée?

Pour s'en rendre compte nous nous proposons maintenant, en conservant les longueurs définies ci-dessus, d'analyser la validité de la méthode en basse fréquence ainsi qu'en haute fréquence .

IV.1.2 Domaine de validité de la méthode de mesure effectuée à l'aide de longs câbles blindés

Dans un premier temps, nous réalisons la mesure d'impédance pour un élément "localisé" ((a): self sous forme de composant), puis pour un élément "non localisé" ((b): bobine de fil de cuivre) représentés sur la Figure 19; précisons que ces deux éléments présentent une inductance du même ordre de grandeur que les inductances des différents tronçons de réseau de terre qui seront mesurées ultérieurement.

Dans les deux cas, la méthode de mesure habituelle utilisant les petits câbles coaxiaux comme représentée sur la Figure 13, sera tout d'abord réalisée; elle servira de référence. Ensuite, la mesure à l'aide des longs câbles coaxiaux sera également effectuée pour les deux éléments; le résultat de cette mesure sera alors comparé à la mesure de référence.

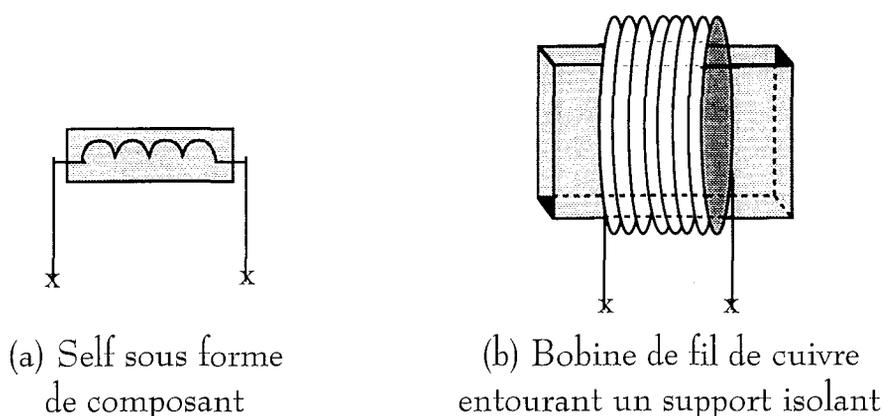


Figure 19: Eléments choisis pour la validation de la méthode de mesure

IV.1.2.1 Cas de l'élément "localisé"

Pour l'élément "localisé", représenté par une self sous forme de composant, quelques résultats de mesures d'inductance L_S et de résistance R_S réalisées par les deux méthodes apparaissent dans le Tableau 2; dans ce même tableau, apparaissent également les impédances déduites de ces mesures ainsi que l'incertitude relative à la mesure effectuée à l'aide des longs câbles blindés.

Fréquence (MHz)	Mesure de référence (à l'aide de câbles courts blindés)			Mesure effectuée avec les longs câbles blindés			Incertitude de mesure pour l'impédance Z (par rapport à la mesure de référence)
	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)	
0,1	150	1,4	96	153	2,8	99	3%
0,5	154	1,4	485	162	9,8	519	7%
1	165	1,4	1038	194	5,4	1224	18%
2	231	1,4	2904	-	-	-	-
3	682	1,4	12857	-	-	-	-

Tableau 2: Mesure par deux méthodes différentes de l'inductance L_S et de la résistance R_S permettant de déduire l'impédance Z d'un élément "localisé"

Ces quelques mesures montrent que l'incertitude obtenue, sur la partie réelle R_S de l'impédance totale Z, à partir de la méthode aux longs câbles blindés, n'est pas négligeable. Nous expliquons ce résultat par le fait que le pont de mesure RLC présente une certaine difficulté à "compenser" la résistance propre aux longs câbles blindés (longueur L_1 voisine de 8m). En effet, celle-ci doit être de valeur non négligeable devant la faible résistance présentée par l'élément "localisé". Fort heureusement, le phénomène inductif semble dominer dans la contribution de l'impédance totale Z; l'erreur de mesure sur la résistance R_S importera donc peu dans le résultat final de mesure d'impédance.

Mais dans le cas de plus faibles inductances et par conséquent de plus faibles impédances à mesurer, qu'en sera-t-il alors? C'est ce que nous nous proposons d'étudier au paragraphe IV.1.2.2 dans le cas d'un élément "non localisé".

Les quelques résultats de mesure précédents montrent aussi que l'estimation de l'impédance d'un élément "localisé" par la méthode de mesure à l'aide de longs câbles blindés est possible jusqu'à la fréquence d'un MégaHertz; cette estimation ne peut malheureusement fournir qu'un ordre de grandeur de l'impédance, ce qui est d'autant plus vrai pour les fréquences s'approchant du MégaHertz puisque l'incertitude de mesure atteint alors une valeur maximale de 18%. Au delà de quelques MégaHertz, la mesure d'impédance par la méthode à l'aide des longs câbles blindés devient même impossible à réaliser; en effet plus la fréquence augmente, plus la longueur des deux paires de câbles de mesure se rapproche de la longueur d'onde des signaux utilisés et affecte par conséquent la valeur mesurée.

La mesure d'impédance va-t-elle être encore possible pour des inductances de l'ordre du microHenry? C'est ce que nous nous proposons d'étudier au sein du paragraphe suivant.

IV.1.2.2 Cas de l'élément "non localisé"

Pour l'élément "non localisé", sous forme de bobine de fil de cuivre, présenté sur la Figure 19 (b), quelques résultats de mesures d'inductance L_S et de résistance R_S réalisées par les deux méthodes apparaissent dans le Tableau 3; dans ce même tableau, apparaissent aussi les impédances déduites de ces mesures ainsi que l'incertitude relative à la mesure effectuée à l'aide des longs câbles blindés.

Fréquence (MHz)	Mesure de référence (à l'aide de câbles courts blindés)			Mesure effectuée avec les longs câbles blindés			Incertitude de mesure pour l'impédance Z (par rapport à la mesure de référence)
	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)	
0,1	2	0,1	1,4	1,9	0,3	1,5	7%
0,5	2	0,2	6,5	2	0,3	6,6	2%
1	1,9	0,1	12	2,2	0,6	14,5	19%
2	1,9	0,1	24	3,6	0,5	45,7	90%
3	1,9	0,2	36	-	-	-	-

Tableau 3: Mesure par deux méthodes différentes de l'inductance L_S et de la résistance R_S permettant de déduire l'impédance Z d'un élément "non localisé"

De la même manière que pour l'élément "localisé", ces quelques résultats montrent que l'incertitude de mesure non négligeable sur la partie réelle R_S de l'impédance totale Z subsiste. La contribution de la partie réelle R_S dans l'impédance totale Z restant néanmoins inférieure à 20%, nous considérons l'erreur de mesure sur la résistance R_S comme peu incidente sur le résultat final de mesure d'impédance.

L'estimation de l'impédance d'un élément "non localisé" par la méthode de mesure à l'aide de longs câbles blindés reste possible jusqu'à la fréquence d'un MégaHertz; ces résultats confirment également la possibilité d'effectuer ce type de mesure même pour de faibles inductances et donc de faibles impédances. Remarquons tout de même que l'estimation ne peut malheureusement fournir qu'un ordre de grandeur de l'impédance, ce qui est d'autant plus vrai pour les fréquences s'approchant du MégaHertz, puisque l'incertitude de mesure atteint alors une valeur maximale de 19%. Au delà du MégaHertz, la mesure d'impédance par la méthode à l'aide de longs câbles blindés devient même impossible à réaliser.

Notons enfin que pour montrer la nécessité d'interconnecter les blindages des quatre câbles côté extrémité "mesure" (ce qui est réalisé à l'aide d'une tresse de longueur L_2 comme indiqué sur la Figure 18), une mesure de l'inductance L_S et de la résistance R_S a été faite pour la même bobine de fil de cuivre, mais cette fois-ci sans la tresse de masse; les mesures apparaissant dans le Tableau 4 rendent compte de l'incohérence des résultats obtenus comparativement à ceux du Tableau 3.

Fréquence (MHz)	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)
0,1	18,3	0,3	12
0,5	19,1	0,6	61
1	20	0,5	126
2	37	0,3	465

Tableau 4: Mesure de l'impédance d'un élément "non localisé" à l'aide de longs câbles sans relier les blindages ensemble côté extrémité "mesure"

Une dernière mesure de l'inductance L_S et de la résistance R_S a été réalisée pour la même bobine de fil de cuivre pour différentes longueurs de tresse de masse comprises entre quelques centimètres et quelques mètres (longueur maximale choisie égale à 5,2m car suffisante pour l'étude); les résultats obtenus restent identiques à ceux obtenus au Tableau 3.

IV.2 MESURE DE L'IMPEDANCE Z_{AB} ENTRE DEUX POINTS ELOIGNES A ET B DU RESEAU DE TERRE

Nous nous proposons maintenant de mesurer l'impédance Z_{AB} d'un tronçon de réseau de terre; cette mesure est faite entre deux points A et B du réseau de terre éloignés de cinq mètres environ (longueur l' de conducteur de cuivre), réseau de terre au premier étage du bâtiment P3 sur le site de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (voir la Figure 20).

Ce réseau de terre est distribué en étoile à partir d'un piquet de terre qui se trouve au centre du bâtiment; ceci signifie par conséquent qu'aucune boucle de terre n'existe autrement que par la présence d'équipements interconnectés par une ligne de masse; notons simplement, même si ce n'est pas l'essentiel ici, que cette situation n'est certainement pas favorable à une bonne compatibilité électromagnétique: un maillage des masses et des terres est préférable.

Les points A et B sont les bornes de terre de deux prises secteur; ils se rejoignent, après plusieurs mètres de parcours (longueur de conducteur de cuivre $l' \approx 5m$), au niveau d'une barette de terre à l'intérieur d'une armoire électrique.

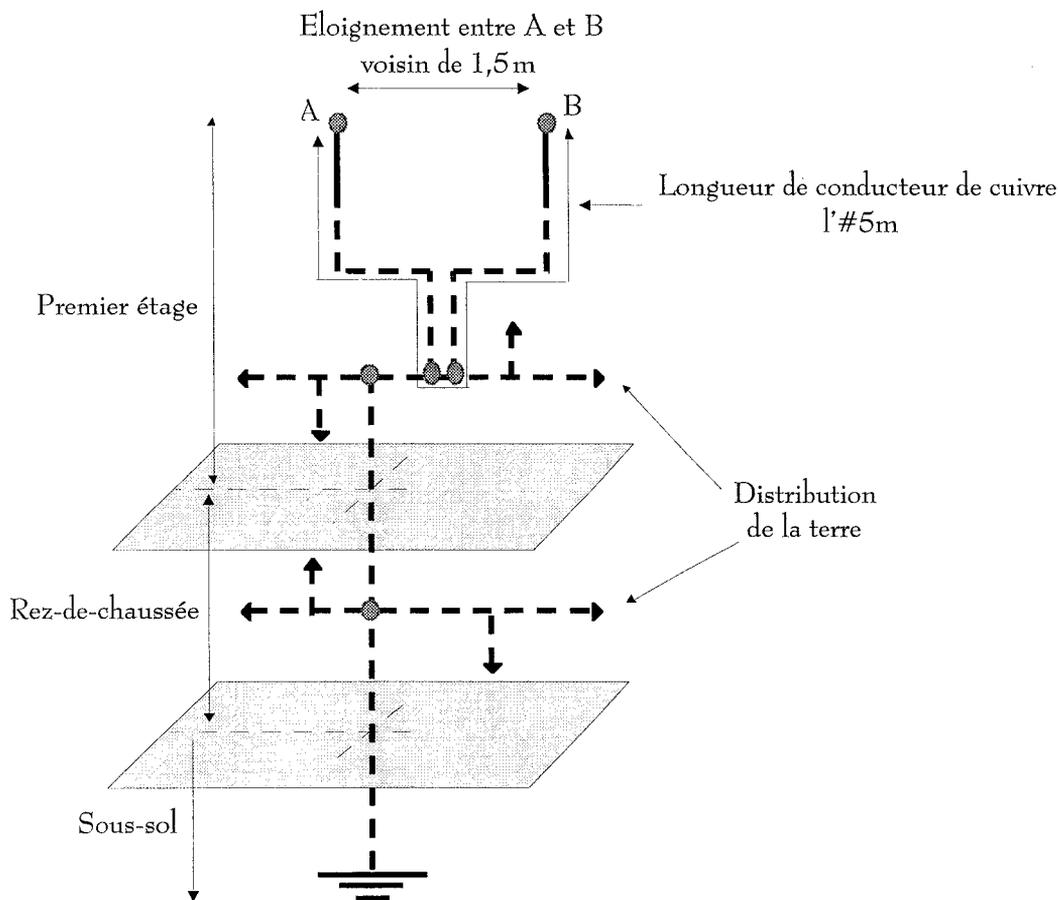


Figure 20: Configuration du réseau de terre du bâtiment P3 à l'Université des Sciences et Technologies de LILLE

La méthode de mesure choisie est, compte-tenu des conditions, celle utilisant les longs câbles blindés. Quelques résultats de mesure de l'inductance L_{SAB} et de la résistance R_{SAB} , ainsi que l'impédance déduite de ces mesures, apparaissent dans le Tableau 5.

Fréquence (MHz)	L_S (μ H)	R_S (Ω)	Z (Ω)
0,1	34	6	27
0,5	32	6	107
1	30	18	207
2	64	15	819

Tableau 5: Mesure de l'inductance L_{SAB} , de la résistance R_{SAB} et déduction de l'impédance Z_{AB} du tronçon de réseau de terre [A,B]

L'inductance L_{SAB} présentée par le tronçon [A,B] reste sensiblement constante dans la gamme de fréquences 100kHz-1MHz; une première résonance semble tout de même apparaître à 2MHz.

Pour apporter une explication à ce résultat, rappelons que la mesure de l'inductance n'est possible que pour une longueur de ligne petite devant la longueur d'onde λ des signaux en présence; dans notre cas, la longueur l' du tronçon [A,B] peut être considérée comme restant petite devant la longueur d'onde λ si la relation (8) est vérifiée:

$$l' < \frac{\lambda}{20} \Leftrightarrow F < \frac{15.10^6}{l'} \quad (8).$$

Pour que la relation (8) soit respectée, il faut dans notre cas que la fréquence ne dépasse pas 3MHz. La mesure nous donne une première résonance à 2MHz ce qui, compte-tenu des incertitudes de mesures, nous semble acceptable.

Notons enfin que le résultat $L_{SAB} = 30\mu\text{H}$ obtenu à la fréquence égale à 1MHz sera utilisé au paragraphe II.2.1.3.3 du chapitre III.

V.CONCLUSION

L'étude menée sur les différents schémas de liaison à la terre possibles pour une installation électrique montre qu'en basse fréquence, certains assurent une meilleure compatibilité électromagnétique que d'autres; le plus efficace en basse fréquence reste le régime de neutre TN-S. Malheureusement, les problèmes de compatibilité électromagnétique ne se limitent pas qu'aux basses fréquences, et lorsque des perturbations hautes fréquences de type "Transitoires Rapides en Salves" par exemple surviennent, les différents schémas de liaison à la terre deviennent sensiblement équivalents, c'est-à-dire mauvais.

La compatibilité électromagnétique de l'installation repose alors essentiellement sur un "bon" réseau de masse. L'objectif fondamental est la mise au même potentiel afin de réduire l'impédance des réseaux de terre et de masse à la valeur la plus faible possible, impédance qui est à la base du couplage par impédance commune. Cette action permet ainsi d'apprécier l'effet réducteur d'un "bon" réseau de masse vis à vis notamment de perturbations électromagnétiques transitoires typiques d'une installation industrielle telles que celles provoquées par les manoeuvres d'organes de coupure ou les décharges électrostatiques par exemple.

Au sein des chapîtres II et III, une approche plus précise viendra conforter cette idée en traitant de la différence de protection d'une liaison sensible assurée par plusieurs types de lignes de masse vis à vis de perturbations de type "Transitoires Rapides en Salves". Ces dernières sont utilisées comme sources de perturbations dans le cadre d'une démarche de mise en conformité CEM d'un équipement électrique et/ou électronique, pour simuler les risques électromagnétiques transitoires de grande étendue spectrale susceptibles d'être rencontrés sur site industriel.

Pour conclure, il apparaît également essentiel de ne pas se satisfaire de la simple application de la norme CEI 1000-4-4, même si cette dernière ne limite pas les niveaux d'essais. L'idée est alors d'adapter du mieux possible le niveau d'immunité d'un équipement électronique à son environnement de destination. Encore faut-il connaître les caractéristiques électromagnétiques de cet environnement!

Pour aborder ce problème, nous nous proposons aussi par les chapîtres II et III, et ce pour les perturbations de type "Transitoires Rapides en Salves", d'établir un lien entre le niveau de tension appliquée aux bornes de la pince capacitive lors du test normalisé CEI 1000-4-4 et le courant de même forme pouvant circuler dans le réseau de masse d'une installation industrielle.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] NORME NFC-15100: Norme d'installation électrique Basse Tension, Mai 1991.

[2] A.CHAROY, "Parasites et perturbations des électroniques", Tome 2: Terres-Masses-Cablages, Edition Dunod, 1992.

[3] A.CHAROY, "Parasites et perturbations des électroniques", Tome 4: Alimentation-Foudre-Remèdes, Edition Dunod, 1992.

[4] F.MOULARD, "Étude bibliographique relative aux divergences et aux convergences entre les règles CEM et la sécurité des personnes", Rapport de contrat AINF-E.C.A.N D'INDRET, pp 45-47, SECLIN, Juillet 1994.

[5] A.CHAROY, D.STRAUS, "Les terres: rôles, performances, câblages et impacts sur les systèmes électroniques", 6ème Colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole centrale de LYON, 2 au 4 juin 1992.

[6] A.CHAROY, "Parasites et perturbations des électroniques", Tome 1: Sources-Couplages-Effets, Edition Dunod, 1992.

[7] J-P.LECURY, M.LUTZ, "Transitoires électriques rapides en salves. Essais d'après la norme CEI 801-4 et comparaison avec les perturbations réelles. Susceptibilité des systèmes et équipements électroniques pour de plus hauts niveaux de sévérité tension et fréquence." , 6ème Colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole centrale de LYON, 2 au 4 juin 1992, pp.224-230.

[8] GUY-GERARD CHAMPIOT, "Les perturbations électriques et électromagnétiques - Conception et amélioration des installations industrielles et tertiaires", Editions DOPEE85, pp.25, 155, 213-217.

[9] D.MACIEL, "Étude et modélisation des risques électromagnétiques supportés par des câbles de transmission d'informations contenus dans des chemins métalliques installés sur des sites industriels", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Mars 1993.

[10] C.M.WIGGINS, F.S. NICKEL, A.J. HANEY, S.E. WRIGHT, "Measurements of switching transients in 115kV substation", IEEE PWRD Vol.4 n°1, Janvier 1989, pp.756-769.

[11] M.MARDIGUIAN, "Pannes causées par les décharges électrostatiques", TREGASTEL 1983, J8.

[12] G.RIQUEL, "Etude du rayonnement électromagnétique émis par les postes sous enveloppe métallique lors de la manoeuvre des sectionneurs", 6ème Colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole centrale de LYON, 2 au 4 juin 1992.

[13] W.BOEK, R.WITZMAN, "Critical configuration with respect to very fast transients", ISH 1989, 23-10.

[14] F.DUCHEMIN, D.DEGARDIN, P.BESNIER, B.DEMOULIN, "Analyse du dysfonctionnement d'un système de transmission de données ferroviaires occasionné par l'amorçage d'arcs électriques lors de circulations de trains", Rapport de synthèse pour la Société Nationale des Chemins de Fer Français, VILLENEUVE D'ASCQ, 18 Octobre 1996.

[15] M.MARDIGUIAN, "Electrostatic Discharge", Interference Control Technology Ed., GAINESVILLE-VIRGINIE, 1992.

[16] M.MARDIGUIAN, "Recent developments in understanding of ESD coupling paths", EMC Symposium, ZURICH, 1985.

[17] NORME NF EN 61000-4-4 (RECOPIE DE LA NORME CEI 1000-4-4, 1995), Section 4: Essais d'immunité aux transitoires électriques rapides en salves - publication fondamentale en CEM, indice de classement: C91-004-4, Juin 1995.

[18] M.LUTZ, J-P. LECURY, B.STRUDER, "Défaut de fonctionnement des équipements électroniques soumis aux transitoires rapides en salve d'après CEI 801-4, provoqué par une tension d'impulsions supérieure à 4kV", Publication HAEFELY presse 1992.

[19] PH.LEBON (AINF.SA), "Compte-rendu d'essais d'immunité aux Transitoires Rapides en Salves", Rapport d'une intervention sur micro-automates programmables, Référence: OM8200136-PV75704, Mai 1999.

[20] PH.LEBON, H.MARTINET (AINF.SA), "Examen des dysfonctionnements d'un micro-automate programmable chargé de la gestion d'une installation frigorifique", Rapport d'intervention référencé OM8200136, Mars 1999.

[21] M.LUTZ, J-P. LECURY, J-M. CLERC, "Défaut de fonctionnement des équipements électroniques soumis aux transitoires rapides en salve d'après CEI 801-4, provoqué par une fréquence de répétition des impulsions supérieure à 5kHz", Publication HAEFELY presse 1992.

[22] NORME CEI 61000-5-2, Partie 5: Guides d'installation et d'atténuation - Section 2: Mise à la terre et câblage, Première édition, Novembre 1997.

[23] Notice technique du pont de mesure RLC HP 4285A 75kHz-30MHz.

CHAPITRE II

*CONTRAINTES DE PERTURBATIONS IMPOSEES
A DES EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES
PLACES DANS LES CONDITIONS DU TEST
NORMALISE CEI 1000-4-4*

I. INTRODUCTION.....	56
II. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SOUMIS AU TEST D'IMMUNITE SOUS TRANSITOIRES RAPIDES EN SALVES	59
II.1 CONDITIONS DU TEST NORMALISE ET DE L'ETUDE.....	59
II.1.1 Caractérisation temporelle et spectrale des transitoires rapides en salves.....	59
II.1.2 Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude.....	60
II.2 DETERMINATION DES TENSIONS INDUITES SUIVANT LES CONDITIONS DE CHARGE AUX EXTREMITES D'UN TORON PLACE DANS LA PINCE DE COUPLAGE	61
II.2.1 Description du phénomène physique: Raisonnement à partir de schémas équivalents..	61
II.2.2 Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2].....	63
II.2.3 Déformation de la tension $V_o(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage.....	71
II.2.4 Cas des impédances de charge en extrémités des conducteurs du toron grandes devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse.....	72
II.2.4.1 Détermination à partir de schémas équivalents de la tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron.....	72
II.2.4.2 Détermination par la simulation et par la mesure de la tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron.....	74
II.2.5 Cas où un ou plusieurs conducteurs du toron sont court-circuités à la masse.....	75
II.2.5.1 Cas où un conducteur du toron est court-circuité à la masse.....	75
II.2.5.1.1 Par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique.....	76
II.2.5.1.2 Par simulation tenant compte des phénomènes de propagation.....	78
II.2.5.2 Cas où deux conducteurs du toron sont court-circuités à la masse aux deux extrémités...	79
II.2.6 Autres cas d'impédances de charge en extrémité de toron	81
II.2.6.1 Cas pouvant simuler une liaison numérique.....	83
II.2.6.1.1 Premier cas: $Z_C = 50\Omega - Z_L = 1M\Omega$	83
II.2.6.1.2 Second cas: $Z_C = 1k\Omega - Z_L = 1M\Omega$	88
II.2.6.2 Cas pouvant simuler une liaison analogique.....	89
II.2.6.2.1 Premier cas: $Z_C = Z_L = 50\Omega$	90
II.2.6.2.2 Second cas: $Z_C = Z_L = 100k\Omega$	91
II.2.6.3 Cas pouvant simuler un câble d'énergie.....	92
II.2.7 Conclusion.....	93

II.3 ORDRES DE GRANDEUR DES IMPEDANCES D'ENTREE ET DE SORTIE D'UN EQUIPEMENT ELECTRONIQUE	94
II.3.1 En extrémité des lignes signaux en fonction de la nature des composants	94
II.3.1.1 Cas des composants logiques.....	94
II.3.1.2 Cas des composants analogiques	96
II.3.1.2.1 Impulsion perturbatrice d'énergie insuffisante pour provoquer une dégradation du composant	97
II.3.1.2.2 Impulsion perturbatrice d'énergie suffisante pour provoquer une dégradation du composant	99
II.3.2 En extrémité d'un câble d'énergie	100
II.3.3 Conclusion	101
 III. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SUIVANT LE COURANT TRANSITOIRE CIRCULANT DANS LA LIGNE DE MASSE.....	 103
III.1 INFLUENCE DE LA PROXIMITE DE LA LIGNE DE MASSE SUR LA TENSION INDUITE EN EXTREMITE DE TORON	106
III.2 INFLUENCE DE LA LONGUEUR L DES CONDUCTEURS ET DE LA LIGNE DE MASSE SUR LE NIVEAU DE TENSION INDUITE EN EXTREMITE DE TORON .	108
 IV. CONCLUSION	 111

I.INTRODUCTION

La réglementation en matière de compatibilité électromagnétique en vigueur depuis le 1^{er} janvier 1996 impose des essais permettant de s'assurer notamment du niveau d'immunité électromagnétique présenté par les matériels électriques et électroniques mis sur le marché européen.

Dans le cas le plus favorable, le dispositif sous test supporte avec succès les niveaux de perturbations imposés par les normes; la contrainte réglementaire est ainsi satisfaite. Mais notons tout de même que la marge autorisée avant de générer un dysfonctionnement du matériel testé reste inconnue. De plus n'avons nous pas, pendant le test, fait "vieillir" prématurément un composant et par conséquent raccourci sa durée de vie? Quelle marge avons nous avant de détruire ce même composant?

Ce sont autant de questions auxquelles les essais d'immunité n'apportent le plus souvent pas de réponses puisque la nature, le niveau des parasites vus par l'équipement à ses entrées ne sont pas connus. Ceux-ci dépendent en outre des impédances d'entrée de l'équipement, de la nature, de la longueur des câbles d'alimentation et d'échanges de données.

Dans ce chapitre, nous nous proposons dans un premier temps d'identifier, pour un type d'essai donné, la nature et le niveau des parasites vus par un équipement à ses entrées et ce au moyen de quelques paramètres essentiels caractérisant cet équipement. Pour cela nous partons d'un test d'immunité parmi les plus représentatifs qui est l'essai normalisé CEI 1000-4-4 dont l'objectif est de vérifier l'immunité d'un matériel à une perturbation de type "Transitoires Rapides en Salves". Précisons également que pour mener à bien cette étude, une approche qui consiste à essayer de développer des outils prédictifs ainsi qu'une approche expérimentale sont mises en oeuvre.

Cette démarche nécessite tout de même de connaître quelques paramètres essentiels caractérisant l'équipement tels que les impédances d'entrée et de sortie susceptibles d'être rencontrées, ou la susceptibilité des composants aux perturbations de type impulsionnel que nous présenterons également dans ce chapitre.

La démarche globale trouve alors l'intérêt de prédire le niveau de susceptibilité intrinsèque d'un équipement aux transitoires rapides en salves sans pour autant devoir faire le test dans l'immédiat, ce qui offre une aide appréciable pour le concepteur.

Considérons maintenant un matériel électrique et/ou électronique conforme au test d'immunité sous salves rapides et pour lequel le niveau de susceptibilité intrinsèque à ce type de perturbation a été déterminé par application de la démarche décrite ci-dessus.

Dans les conditions réelles d'installation où l'équipement est interconnecté à un réseau de terre, des parasites générés par l'impédance commune de ce dernier risquent d'exposer l'équipement à un courant transitoire circulant dans la ligne de masse.

Nous nous proposons alors dans un deuxième temps de chiffrer l'amplitude de ce courant transitoire pour que se produise en entrée d'équipement un parasite d'amplitude ou d'énergie comparable à celui généré durant le test sous "Transitoires Rapides en Salves". Dans des conditions proches de la réalité d'une installation et voisines de celles rencontrées lors du test normalisé CEI 1000-4-4, le développement d'outils prédictifs ainsi qu'une approche expérimentale permettront d'estimer l'influence de la proximité de la ligne de masse, comme celle de la longueur des conducteurs et de la ligne de masse.

Cette information permettra à partir de la connaissance du seuil de sensibilité de l'équipement d'évaluer la marge d'amplitude autorisée pour le courant transitoire avant de provoquer un dysfonctionnement voire une destruction des composants d'entrée de l'équipement.

II. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SOUMIS AU TEST D'IMMUNITE SOUS TRANSITOIRES RAPIDES EN SALVES

Cette partie consiste à déduire, de l'essai sous "Transitoires Rapides en Salves", l'amplitude des tensions de mode commun qui apparaissent à l'entrée de l'équipement. En effet lors du test, le seul paramètre connu est la tension issue du générateur.

II.1 CONDITIONS DU TEST NORMALISE ET DE L'ETUDE

II.1.1 Caractérisation temporelle et spectrale des transitoires rapides en salves

Le test d'immunité électromagnétique sous "Transitoires Rapides en Salves" pratiqué suivant la norme CEI 1000-4-4 met en oeuvre une pince de couplage capacitif. Le dispositif a pour but de générer des parasites induits par couplage électrique sur des faisceaux de câbles.

Le schéma de la Figure 1 illustre la manière dont les parasites de mode commun peuvent apparaître aux extrémités d'un toron multifilaire.

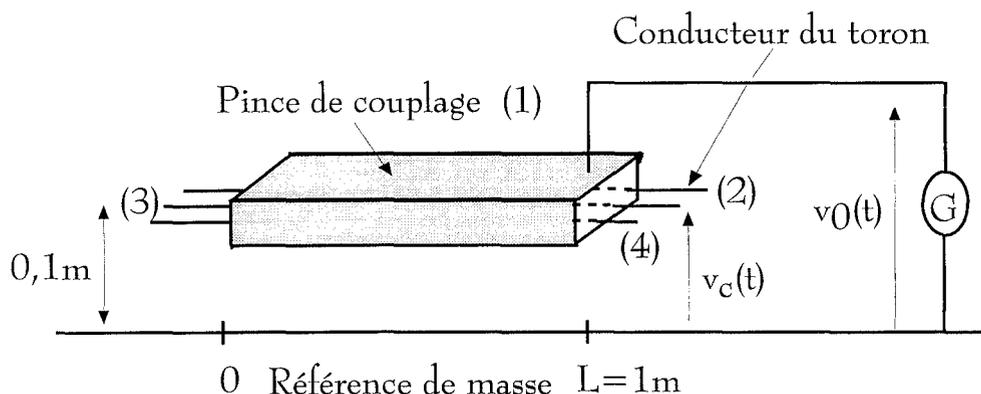


Figure 1 : Principe du test CEI 1000-4-4

où $v_0(t)$ correspond à la tension appliquée au dispositif par le générateur de salves et $v_c(t)$ correspond à la tension de mode commun qui apparaîtra en extrémité du toron.

Lorsque la tension affichée à l'écran du générateur de salves est 1kV, celui-ci délivre sur une charge $1M\Omega$ un signal dont la représentation temporelle apparaît sur la Figure 2.

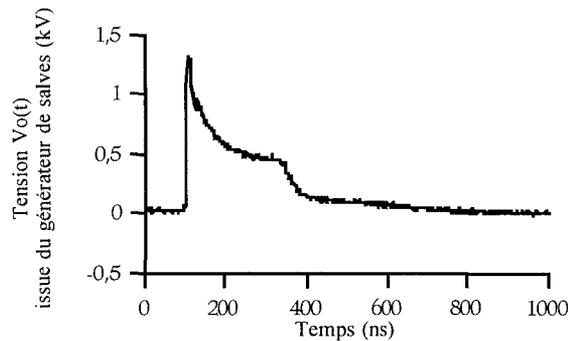


Figure 2 :Représentation temporelle de la tension issue du générateur de salves

Notons que le temps de montée d'une impulsion issue du générateur de "Transitoires Rapides en Salves" est d'environ 5ns ce qui correspond à une étendue spectrale voisine de 200MHz.

II.1.2 Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude

Pour éviter de travailler avec des niveaux de tension élevés et faciliter la compréhension des phénomènes de couplage, nous choisissons d'appliquer en entrée de pince capacitive non pas les salves rapides décrites ci-dessus mais un signal de type impulsionnel pour lequel nous maîtrisons par ailleurs la largeur et le temps de montée.

Les résultats présentés dans ce chapitre et au sein du chapitre III sont par conséquent relatifs au signal dont la représentation temporelle, obtenue à partir d'une mesure sur une charge $1M\Omega$, apparaît sur la Figure 3. La largeur de l'impulsion est voisine de 60ns, le temps de montée voisin de 7ns, ce qui correspond comme pour les salves rapides à une étendue spectrale proche de 200MHz.

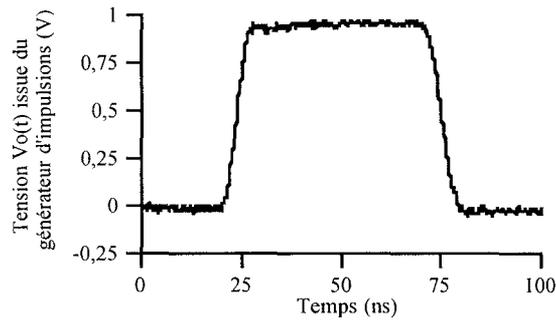


Figure 3 : Représentation temporelle de la tension issue du générateur d'impulsions

II.2 DETERMINATION DES TENSIONS INDUITES SUIVANT LES CONDITIONS DE CHARGE AUX EXTREMITES D'UN TORON PLACE DANS LA PINCE DE COUPLAGE

Pour évaluer l'amplitude des tensions de mode commun qui apparaissent aux extrémités du toron placé dans la pince capacitive, deux voies sont explorées.

La première consiste à évaluer cette tension de mode commun en pratiquant un raisonnement à partir de schémas équivalents puis à l'aide d'une simulation théorique plus complète dont les paramètres requis sont les paramètres linéiques du toron préalablement déterminés par la mesure. L'estimation de la tension de mode commun est faite pour différentes impédances de charge.

La seconde voie consiste à mesurer cette tension de mode commun sur un toron dont les impédances de charge sont connues.

II.2.1 Description du phénomène physique: Raisonnement à partir de schémas équivalents

Si nous estimons en première approximation que la dimension longitudinale du dispositif de couplage voisine d'un mètre reste petite devant la longueur d'onde des signaux mis en jeu, nous pouvons lui associer le schéma équivalent de la Figure 4.

[1]

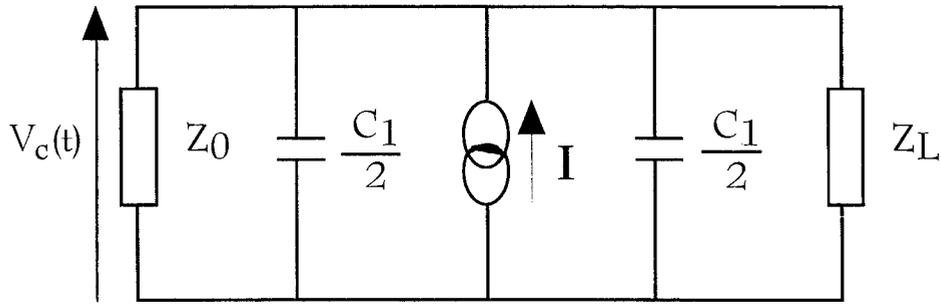


Figure 4 :Schéma équivalent au dispositif de couplage

où Z_0 et Z_L représentent les impédances d'extrémités vues par le mode commun (grandes devant l'impédance caractéristique Z_c présentée par chaque conducteur du toron et grandes également devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse), C_1 la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse du dispositif (par la suite, la capacité C_1 représentera la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse, à savoir: C_{22} , C_{33} ou C_{44}), I une source de courant équivalente au couplage qu'on peut exprimer en terme de signature spectrale:

$$I(\omega) = jC_{12}\omega.V_0(\omega).L \quad (1)$$

où C_{12} représente la capacité de couplage liant la pince capacitive au conducteur n°2 du toron, $V_0(\omega)$ le spectre du signal appliqué en entrée de la pince de couplage, et L la longueur du dit conducteur.

Dans le cas où les impédances Z_0 et Z_L sont grandes vis-à-vis de l'impédance présentée par la capacité du conducteur référencé à la masse pour lequel nous cherchons à déterminer la tension $V_c(t)$ induite en extrémité, soit :

$$|Z_0|, |Z_L| \gg \frac{1}{C_1\omega.L} \quad (2),$$

la tension de mode commun $V_c(t)$ peut être confondue avec l'homothétique de la tension $V_0(t)$ appliquée au dispositif, c'est-à-dire :

$$V_C(t) \# \frac{C_{12}}{C_1} \cdot V_0(t) \quad (3).$$

Un équipement qui satisfait au test d'immunité CEI 1000-4-4 signifie donc que $V_c(t)$ est au-dessous du seuil de sensibilité de l'équipement, condition qu'on peut exprimer de deux façons :

$$V_{C(t)_{\text{crête}}} < V_{\text{th}} \quad (4),$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|V_0(\omega)|^2}{\text{Re}(Z_0)} d\omega < E_{\text{th}} \quad (5)$$

où V_{th} et E_{th} sont des critères de sensibilité exprimés en termes de tension ou d'énergie reçues par l'équipement, ce qui suppose l'impédance Z_0 linéaire.

II.2.2 Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]

Une approche numérique de calcul des tensions induites en extrémité de toron a été choisie en utilisant une procédure basée sur les transformées de FOURIER discrètes pour les passages réciproques du domaine temporel au domaine spectral. Ce calcul, effectué dans le domaine spectral, se fait à partir de la théorie des lignes couplées appliquée dans le cas de conducteurs parfaits.

Le code de calcul, développé au sein du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique par Monsieur L.KONE [2], est exécuté suivant les différentes étapes décrites ci-dessous:

1- Echantillonnage de la tension $V_0(t)$ appliquée aux bornes de la pince capacitive sur une fenêtre temporelle de durée T_0 .

2- Calcul du spectre discret de la tension échantillonnée $V_0(n\Delta t)$ au moyen d'une transformée de FOURIER discrète. Les échantillons du spectre sont tels que:

$V_0(nf_0) = \text{T.F.D} [V_0(n\Delta t)]$ où $\Delta t = T_0/N$ et $f_0 = 1/T_0$ et N est le nombre d'échantillons considérés.

L'algorithme rapide utilisé impose à N la valeur $N=2^p$ où p est un entier représentant le poids de la base de calcul.[3]

3- Calcul du spectre de la tension $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron à partir de la théorie des lignes couplées, de la manière suivante:

Pour décrire le formalisme classique des lignes couplées, considérons dans un premier temps une ligne perturbatrice (indice p) ainsi qu'une ligne agressée (indice c), toutes deux parallèles à un plan métallique d'un matériau de grande conductivité électrique.

Le plan est supposé de dimension infinie.

Les lignes sont disposées à une hauteur h de dix centimètres au dessus du plan et ont une dimension longitudinale L .

On associe aux deux lignes un repère "Oxyz", l'axe (Oz) étant parallèle aux conducteurs comme le montre la Figure 5.

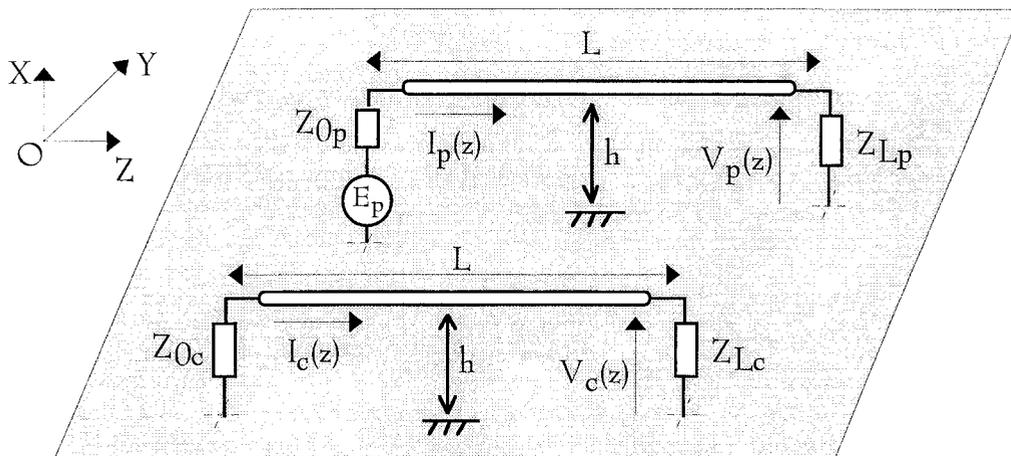


Figure 5: Configuration choisie pour décrire le formalisme des lignes couplées

La ligne perturbatrice ($I_p(z), V_p(z)$) va donc induire sur la ligne victime un courant $I_c(z)$ et une tension $V_c(z)$.

Si nous supposons que la hauteur h est plus faible que la longueur d'onde λ des signaux en présence, et qu'en plus cette dimension h est petite devant la longueur L , la ligne agressée (indice c) propage une onde TEM à laquelle, nous pouvons

appliquer le formalisme des lignes qui consiste à introduire les concepts d'inductance linéique L et de capacité linéique C. Les paramètres inductance et capacité linéiques permettent de définir les matrices impédance (Z) et admittance (Y) intervenant dans les équations différentielles (6).

Courants, tensions excitateurs et induits sont alors reliés par le système d'équations différentielles suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{-dV}{dz} \right) = (Z).(I) \\ \left(\frac{-dI}{dz} \right) = (Y).(V) \end{array} \right\} \quad (6).$$

Il convient de résoudre ce système d'équations différentielles en considérant les conditions aux limites (en $z=0$ et en $z=L$) régies par les impédances de charge (Z_{0p} , Z_{Lp}) pour la ligne perturbatrice et (Z_{0c} , Z_{Lc}) pour la ligne agressée.

Or, revenons au cas qui nous intéresse où, avec le signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage (voir le paragraphe "Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude"), nous obtenons un spectre de fréquences atteignant 200MHz. L'hypothèse faite au paragraphe "Description du phénomène physique: Raisonnement à partir de schémas équivalents", qui consistait à considérer la dimension longitudinale du dispositif de couplage comme petite devant la longueur d'onde des signaux mis en jeu, ne peut donc rigoureusement plus être vérifiée. Notre démarche va alors, consister maintenant à prendre en considération les phénomènes de propagation pouvant intervenir sur la ligne perturbatrice simulant la pince capacitive et sur la ligne victime simulant un conducteur du toron.

Pour cela, les paramètres $I_p(z)$ et $V_p(z)$ s'exprimeront, au sein du système d'équations différentielles, de la manière suivante:

$$I_p(z) = A.e^{-\Gamma z} + B.e^{\Gamma z} \quad V_p(z) = Z_{Cp} (A.e^{-\Gamma z} - B.e^{\Gamma z})$$

où la constante de propagation Γ (considérée identique sur les deux lignes) est:

$$\Gamma = \frac{j\omega}{c} \quad \text{où } c \text{ est la célérité de la lumière,}$$

où Z_{Cp} est l'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice,

et où A et B sont des constantes à déterminer à partir des conditions aux limites.

Le modèle utilisé tient compte du couplage entre les différentes lignes agressées. En effet, dans le cas traité ci-après, les niveaux de tensions induites sur les différentes lignes agressées sous la seule influence de la ligne perturbatrice étant du même ordre de grandeur, il n'est pas possible de négliger l'influence respective de l'une des lignes agressées sur les autres. En revanche, nous ne tiendrons pas compte de l'influence des différentes lignes agressées sur la ligne perturbatrice.

Il ne nous reste alors plus qu'à appliquer ce formalisme à notre cas particulier présentant trois lignes victimes (les trois conducteurs du toron), exposés à la ligne perturbatrice assurée par la pince capacitive. Il suffit enfin de résoudre le système d'équations différentielles s'y rattachant pour déduire le spectre de la tension $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron.

4- Retour dans le domaine temporel par le calcul de la T.F.D inverse de la tension calculée en 3-

Si cette procédure est relativement simple dans son principe, certaines précautions doivent être prises lors de son exécution. Il s'agit principalement du choix des paramètres d'échantillonnage N et T_0 . Ceux-ci imposent en effet les bornes inférieure f_{min} et supérieure f_{max} des spectres calculés [4]. Elles sont toutes les deux liées à la fenêtre T_0 et à N par les relations remarquables: $f_{min}=1/T_0$ et $f_{max}=N/2T_0$.

Il faut par conséquent choisir convenablement N et T_0 pour que la bande de fréquences $[f_{min}, f_{max}]$ couvre bien, d'une part le spectre de la tension appliquée en entrée de la pince capacitive, et d'autre part qu'elle laisse apparaître les phénomènes de propagation.

Les paramètres requis sont d'une part les paramètres linéiques caractéristiques du couplage entre le toron et la pince, et d'autre part le temps de montée, la durée ainsi que la fréquence de répétition des impulsions caractéristiques du signal appliqué en entrée de pince.

Pour l'étude, nous choisissons un toron constitué de trois conducteurs de longueurs égales à la distance de couplage et par conséquent voisines d'un mètre; la pince dans laquelle se trouve le toron est située à une hauteur de dix centimètres par rapport au plan de référence comme il est demandé lors de la mise en oeuvre du test normalisé CEI 1000-4-4.

Le schéma de la Figure 6 représente la configuration choisie dans le cadre de l'étude:

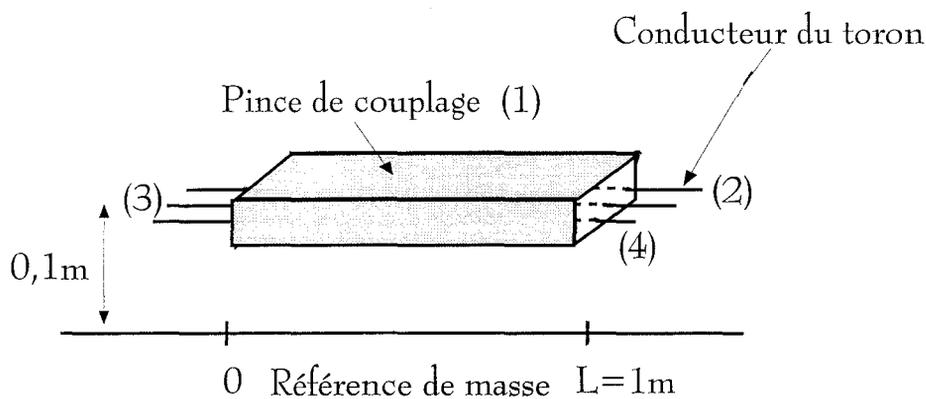


Figure 6 : Configuration choisie dans le cadre de l'étude

L'indice 1 est choisi pour représenter la pince capacitive. Les indices 2, 3 et 4 sont choisis pour représenter les trois conducteurs du toron placés dans la pince capacitive.

Dans ces conditions, les paramètres linéiques déterminés par une mesure préalable pratiquée en basse-fréquence, sont les suivants:

- Pour la matrice inductance:

$$L_{11} = 500 \text{ nH/m}, L_{22} = L_{33} = L_{44} = 1000 \text{ nH/m}$$

$$L_{12} = L_{13} = L_{14} = 267 \text{ nH/m}$$

$$L_{23} = L_{24} = L_{34} = 708 \text{ nH/m}$$

- Pour la matrice capacité:

$$C_{11} = C_{22} = C_{33} = C_{44} = 125 \text{ pF/m}$$

$$C_{12} = C_{13} = C_{14} = -25 \text{ pF/m}$$

$$C_{23} = C_{24} = C_{34} = -50 \text{ pF/m}$$

La mesure préalable des paramètres linéiques, pratiquée en basse fréquence, est effectuée à l'aide d'un pont de mesure RLC qui, d'une part présente l'avantage de donner directement accès à l'inductance et à la capacité d'une ligne. D'autre part, le pont comporte un système de calibrage permettant de définir un plan de mesure et de s'affranchir ainsi de l'influence des fils de connexion. En revanche, il ne permet pas la mesure directe des coefficients de couplage qui devront être déduits de mesures effectuées sur les conducteurs que l'on cherche à caractériser.

- Pour déterminer les coefficients de la matrice inductance [L], le principe de la mesure est le suivant:

- L'inductance linéique L_{ii} de chaque conducteur i référencé à la masse est déterminée en court-circuitant le conducteur i à la référence et en mesurant l'inductance d'entrée L_{eii} ; les autres conducteurs k restent en circuit ouvert comme le montre la Figure 7.

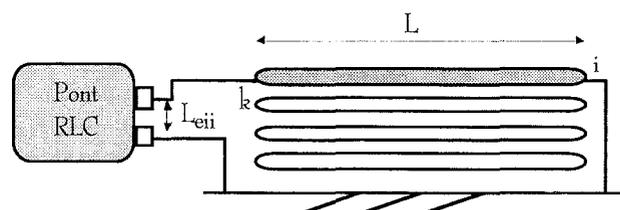


Figure 7: Mesure de l'inductance d'entrée L_{eii}

L'inductance linéique L_{ii} de chaque conducteur i se déduit par la relation suivante:

$$L_{ii} = \frac{L_{eii}}{L} \quad (7)$$

où L est la longueur des différents conducteurs.

- La mutuelle-inductance linéique L_{ik} entre les conducteurs i et k est déduite de la mesure de l'inductance de mode commun L_{eik} entre ces deux conducteurs et la référence de masse comme décrite sur la Figure 8; les deux conducteurs i et k sont en effet court-circuités ensemble aux deux extrémités.

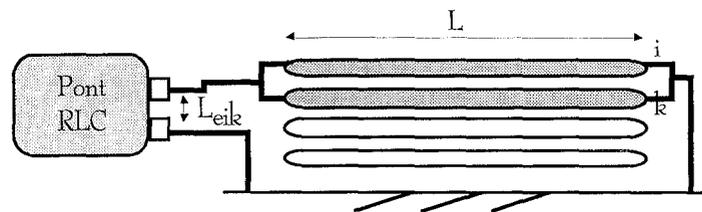


Figure 8: Mesure de l'inductance de mode commun L_{eik} entre les conducteurs i , k et la masse

La mutuelle inductance linéique L_{ik} entre les conducteurs i et k se déduit par la relation:

$$L_{ik} = \left(\frac{4L_{eik}}{L} - L_{ii} - L_{kk} \right) / 2 \quad (8)$$

où L est la longueur des différents conducteurs.

- Pour déterminer les coefficients de la matrice capacité $[C]$, le principe de la mesure est le suivant:

- La capacité linéique C_{ii} de chaque conducteur i référencé à la masse est déterminée en mesurant la capacité d'entrée C_{eii} ; le conducteur i reste en circuit-ouvert à une extrémité alors que les autres conducteurs k sont court-circuités ensemble et reliés à la masse à une extrémité comme le montre la Figure 9.

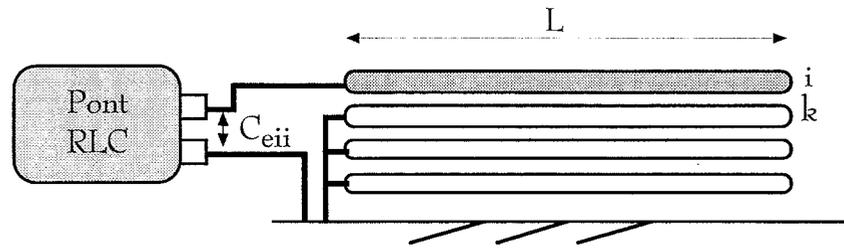


Figure 9: Mesure de la capacité d'entrée C_{eii}

La capacité linéique C_{ii} de chaque conducteur i se déduit par la relation suivante:

$$C_{ii} = \frac{C_{eii}}{L} \quad (9)$$

où L est la longueur des différents conducteurs.

- La capacité linéique de couplage C_{ik} entre les conducteurs i et k est déduite de la mesure de la capacité de mode commun C_{eik} entre ces deux conducteurs et la référence de masse comme décrite sur la Figure 10; les deux conducteurs i et k sont en effet court-circuités ensemble aux deux extrémités.

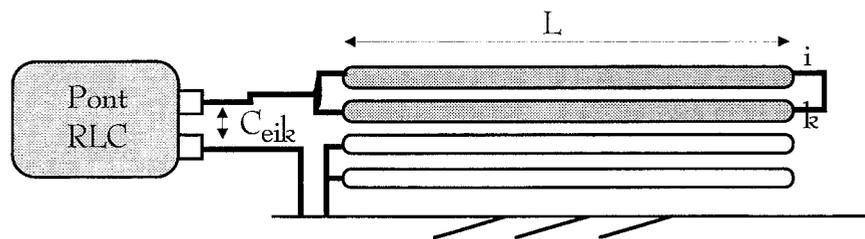


Figure 10: Mesure de la capacité de mode commun C_{eik} entre les conducteurs i, k et la masse

La capacité linéique de couplage C_{ik} entre les conducteurs i et k se déduit par la relation:

$$C_{ik} = \left(\frac{C_{eik}}{L} - C_{ii} - C_{kk} \right) / 2 \quad (10)$$

où L est la longueur des différents conducteurs.

II.2.3 Déformation de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage

La simulation comme la mesure sont représentées sur la Figure 11.

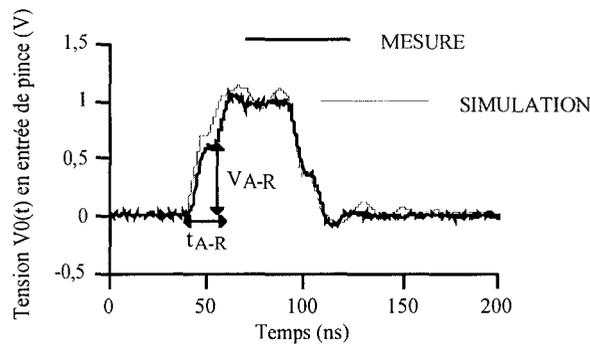


Figure 11 :Tension $V_0(t)$ en entrée de pince capacitive

Compte tenu du temps de montée proche de 7ns, les phénomènes de propagation propres à la pince de couplage ne peuvent être négligés. Ces phénomènes peuvent en effet se justifier puisque le temps de montée de l'impulsion est du même ordre de grandeur voire inférieur au temps de propagation aller-retour t_{A-R} dans la pince, lui-même voisin de 8ns. Ce dernier dépend de la pince de couplage et peut être obtenu en première approximation au moyen de la relation suivante:

$$t_{A-R} \# 2L/c \quad (11)$$

où L est la longueur de la pince et c la célérité.

De plus la pince capacitive chargée à son extrémité L sur un circuit ouvert, comme il l'est demandé lors de la mise en oeuvre du test CEI 1000-4-4, présente une ligne non adaptée à l'impédance de sortie du générateur de "Transitoires Rapides en Salves" égale à 50ohms. Dans ces conditions, une partie non négligeable de l'énergie est réfléchi lorsque l'onde atteint l'extrémité L de la pince capacitive, ce qui rend alors le phénomène d'"écho" visible. Ceci se traduit par une tension $V_0(t)$, en entrée de pince capacitive, avec un temps de montée en forme d'escalier.

L'amplitude V_{A-R} atteinte par l'impulsion initiale avant que la première réflexion n'ait effectué un aller-retour, ne correspond pas exactement à la moitié de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince. Ceci s'explique par le fait que l'onde voit

l'impédance caractéristique Z_c présentée par la pince et ce tant qu'elle n'a pas atteint l'extrémité L de la pince. L'amplitude V_{A-R} peut être estimée par la relation:

$$V_{A-R} = V_o \cdot Z_c / (Z_c + 50) \quad (12)$$

où l'impédance caractéristique Z_c de la pince de couplage, déterminée à partir des paramètres linéiques, est sensiblement égale à 63Ω .

Application numérique:

Pour $L=1,2m$, $c=3.10^8 m/s$, $Z_c = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}}} = 63\Omega$, à partir d'une impulsion initiale représentée sur la Figure 3, d'amplitude crête $V_0=1V$, de temps de montée voisin de $7ns$, nous obtenons une tension $V_0(t)$ en entrée de pince capacitive de temps de montée en forme d'escalier, représenté sur la Figure 11, et caractérisé par une largeur de "marche" $t_{A-R}=8ns$ et une hauteur de "marche" $V_{A-R}=0,6V$.

Notons en dernier lieu que l'onde, de part ses multiples réflexions en extrémité de pince, subit également des oscillations amorties.

II.2.4 Cas des impédances de charge en extrémités des conducteurs du toron grandes devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse

Reprenons le cas du toron constitué de 3 conducteurs identiques pour lequel les paramètres linéiques obtenus par la mesure sont ceux présentés au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]".

II.2.4.1 Détermination à partir de schémas équivalents de la tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron

Le phénomène physique se produisant lors du test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves" a été décrit, au paragraphe "Description du phénomène physique: Raisonnement à partir de schémas équivalents", à partir d'un raisonnement basé sur l'hypothèse des dimensions petites devant la longueur d'onde des phénomènes mis en jeu. Dans ces conditions, nous pouvons négliger les phénomènes de propagation.

De plus, les impédances Z_0 et Z_L étant choisies grandes vis à vis de l'impédance $1/C_1\omega L$ présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse, nous allons considérer les courants (I_2, I_3, I_4) en extrémité des conducteurs comme nuls. Dans notre cas, compte-tenu des temps de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes caractéristiques de l'impulsion perturbatrice, nous choisissons $Z_0=Z_L=1M\Omega$; pour des phénomènes plus basse fréquence, nous prendrions alors une valeur supérieure pour Z_0 et Z_L afin de conserver la relation:

$$|Z_0|, |Z_L| \gg \frac{1}{C_1\omega.L} \quad (2).$$

Déterminer la tension de mode commun $V_c(t)$ (V_2, V_3 ou V_4), induite en extrémité d'un conducteur du toron revient à résoudre un système de quatre équations à quatre inconnues $[I]=[Y].[V]$, représentatif du schéma de la Figure 12.

La matrice $[Y]$ constitue la matrice admittance du système composé par la pince capacitive et les trois conducteurs du toron.

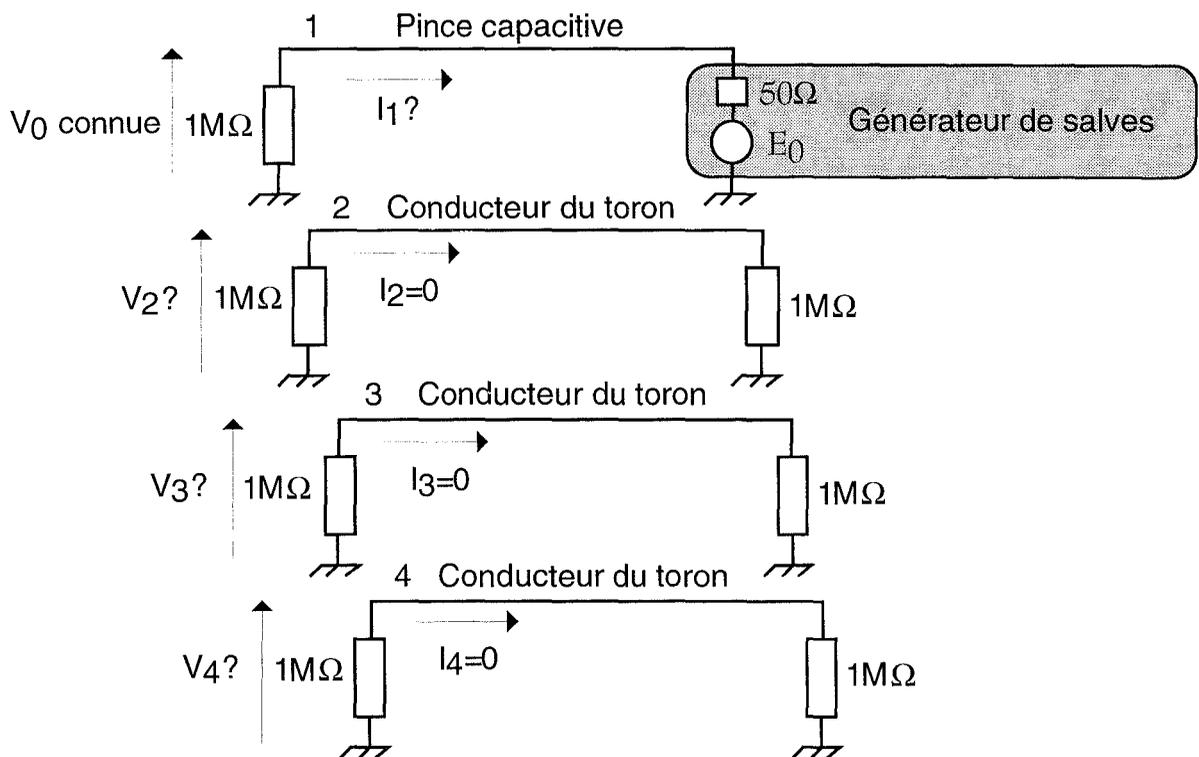


Figure 12 :Schéma représentatif du système d'équations à résoudre

La résolution du système d'équations nous donne sur un des conducteurs du toron une tension induite $V_c(t)$ (V_2 , V_3 ou V_4), d'amplitude crête égale à celle de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage: $V_c(t) = V_0(t)$.

II.2.4.2 Détermination par la simulation et par la mesure de la tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron

Pour l'approche par la mesure, le dispositif mis en oeuvre apparaît sur la Figure 13. On y distingue le câble noir d'injection du signal perturbateur impulsionnel connecté à la pince de couplage, et le câble gris de mesure de la tension induite en extrémité d'un des trois conducteurs du toron.

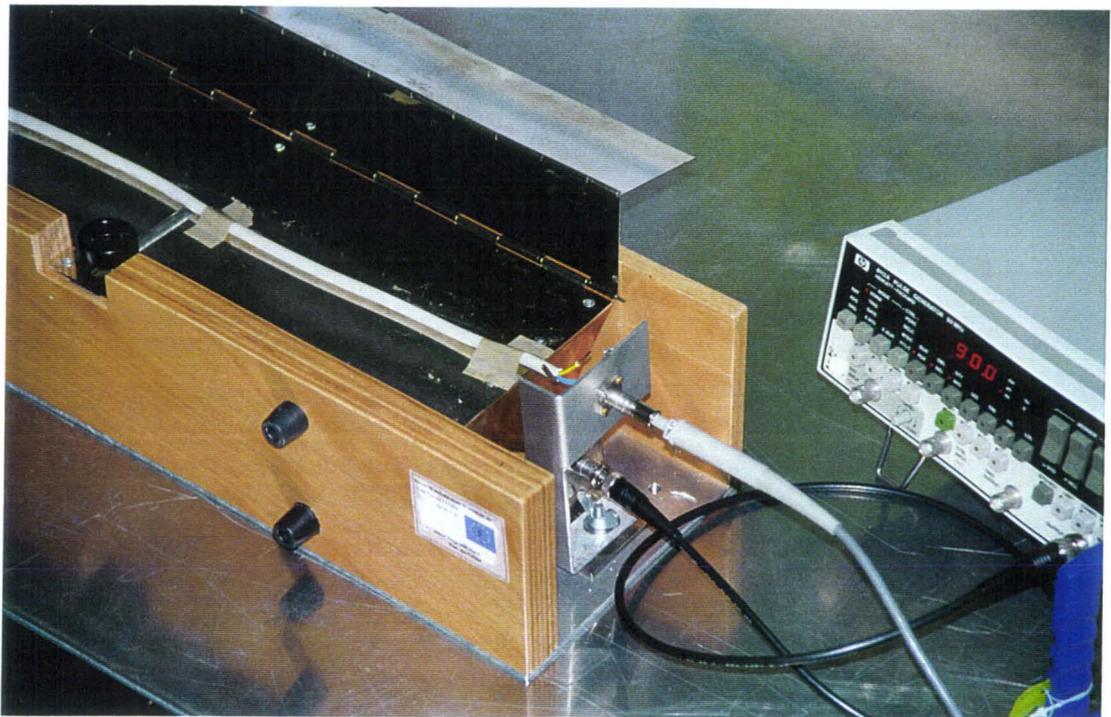


Figure 13: Dispositif expérimental

Les résultats expérimentaux comme les résultats obtenus par simulation, apparaissant sur la Figure 14, confirment le niveau crête de tension $V_c(t)$ induite obtenu par le raisonnement mené à partir du schéma équivalent.

En effet, pour un toron constitué de trois conducteurs identiques, en circuit ouvert aux deux extrémités, la tension $V_c(t)$ induite en extrémité d'un des conducteurs est d'amplitude crête égale à celle de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince. Notons que ces derniers résultats mettent également en évidence les multiples réflexions qui se produisent aux extrémités des conducteurs, phénomènes qui se caractérisent par des oscillations amorties de la même manière que pour la pince de couplage (phénomène présenté au paragraphe "Déformation de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage").

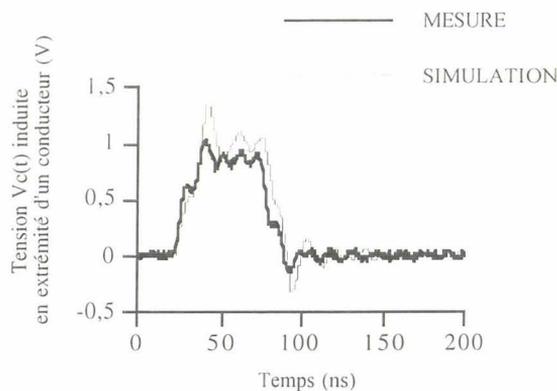


Figure 14 : Tension $V_c(t)$ induite en extrémité d'un conducteur du toron

II.2.5 Cas où un ou plusieurs conducteurs du toron sont court-circuités à la masse

Conservons le cas du toron constitué de 3 conducteurs identiques pour lequel les paramètres linéiques obtenus par la mesure sont ceux présentés au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]".

II.2.5.1 Cas où un conducteur du toron est court-circuité à la masse

Dans la plupart des applications le toron comprend un conducteur de masse dont une ou les deux extrémités sont connectées à la référence de masse.

Pour représenter cette situation, choisissons un des trois conducteurs du toron (conducteur n°4) court-circuité à la référence de masse en une ou en deux

extrémités, tout en conservant pour les autres des impédances de charge grandes devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur référencé à la masse.

II.2.5.1.1 Par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique

Par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, dans le cas où le conducteur n°4 est relié à la masse aux deux extrémités (Figure 15), la résolution du système de quatre équations à quatre inconnues $[I]=[Y].[V]$ aboutit à une tension $V_c(t)$ (V_2 ou V_3), induite sur un des deux conducteurs en circuit ouvert aux deux extrémités, d'amplitude crête, dans le cas présent égale au tiers de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince: $V_c(t)=V_0(t) / 3$.

Globalement, dès qu'un conducteur du toron est court-circuité à la masse aux deux extrémités, l'amplitude crête de la tension induite sur l'un des deux conducteurs restant en circuit ouvert sera plus faible que si les trois conducteurs étaient resté en circuit ouvert aux deux extrémités.

Pour se représenter le phénomène physique mis en évidence ici, nous pouvons supposer que la pince capacitive se comporte comme une source de perturbation identique pour les trois conducteurs du toron. Le couplage étant capacitif, il y a écoulement de charges électriques de la pince de couplage vers les différents conducteurs du toron, écoulement normalement identique vers les trois conducteurs car les capacités de couplage de chacun d'eux avec la pince sont égales; néanmoins cet écoulement de charges électriques sera favorisé vers les conducteurs du toron "les moins résistifs" et donc vers ceux court-circuités à la masse aux deux extrémités. Logiquement, moins de charges seront par conséquent induites sur le ou les conducteurs du toron restant en circuit ouvert aux deux extrémités.

La source équivalente de courant I et par déduction la tension $V_c(t)$ induites au niveau du ou des conducteurs en circuit ouvert aux deux extrémités seront alors plus faibles.

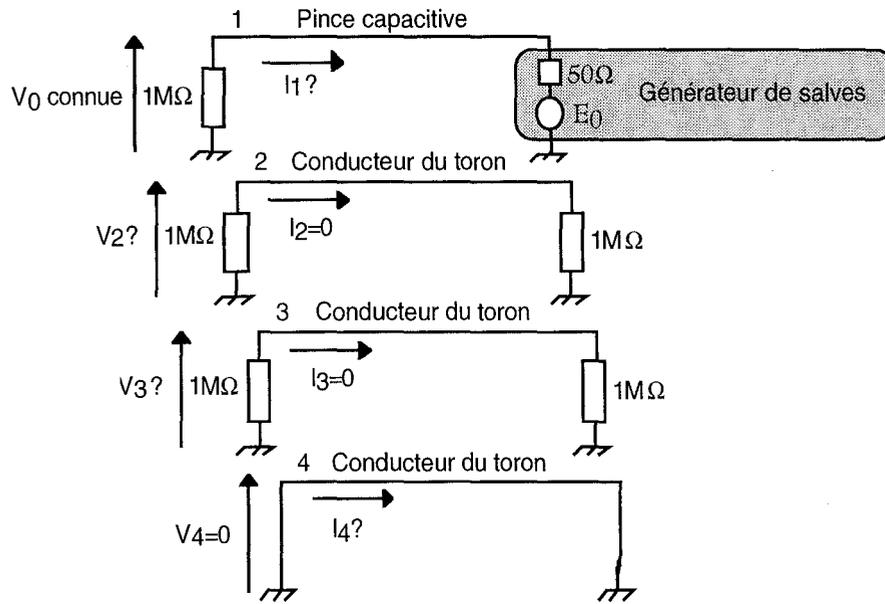


Figure 15 :Cas où le conducteur n°4 est relié à la masse aux deux extrémités

Notons que dans le cas où le conducteur n°4 n'est relié à la masse qu'à une seule extrémité (Figure 16), le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique aboutit au même résultat, à savoir $V_c(t) = V_0(t) / 3$ car en basse fréquence, nous conservons $V_4=0$.

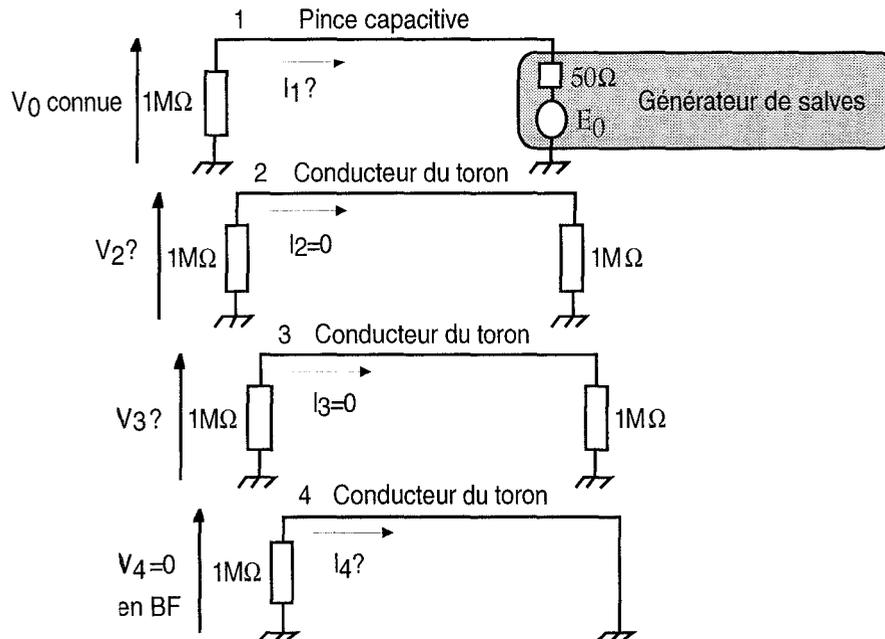


Figure 16 :Cas où le conducteur n°4 est relié à la masse à une seule extrémité

II.2.5.1.2 Par simulation tenant compte des phénomènes de propagation

Par simulation, lorsqu'un conducteur du toron est court-circuité à la masse, nous obtenons également en extrémité d'un des deux autres conducteurs pour lesquels les impédances de charge sont représentées par des circuits ouverts ($1M\Omega$ dans notre cas), une tension induite $V_c(t)$ d'amplitude crête sensiblement égale au tiers de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage: $V_c(t) = V_0(t) / 3$.

La Figure 17 fait apparaître les résultats de simulation obtenus dans les deux cas cités ci-avant représentés sur la Figure 15 et la Figure 16.

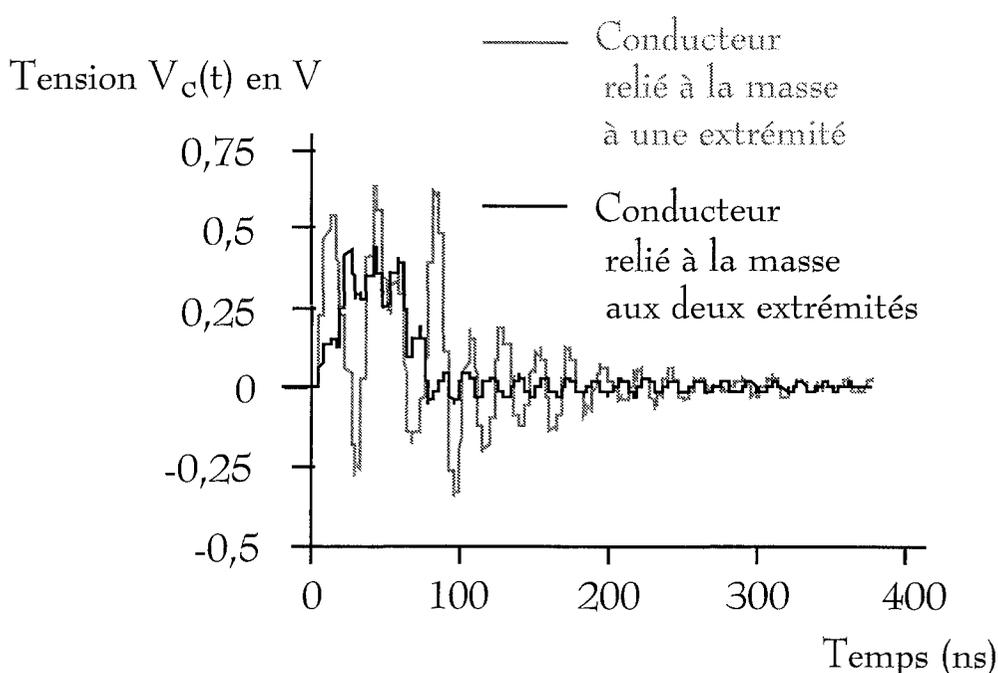


Figure 17 : Tension $V_c(t)$ induite en extrémité du conducteur n°2 obtenue par simulation

Notons que l'énergie propre à la tension $V_c(t)$ induite dans le cas où le conducteur est relié à la référence de masse en une seule extrémité est plus importante; cette configuration sera par conséquent plus agressive vis-à-vis d'un composant ce qui pourrait provoquer sa destruction.

II.2.5.2 Cas où deux conducteurs du toron sont court-circuités à la masse aux deux extrémités

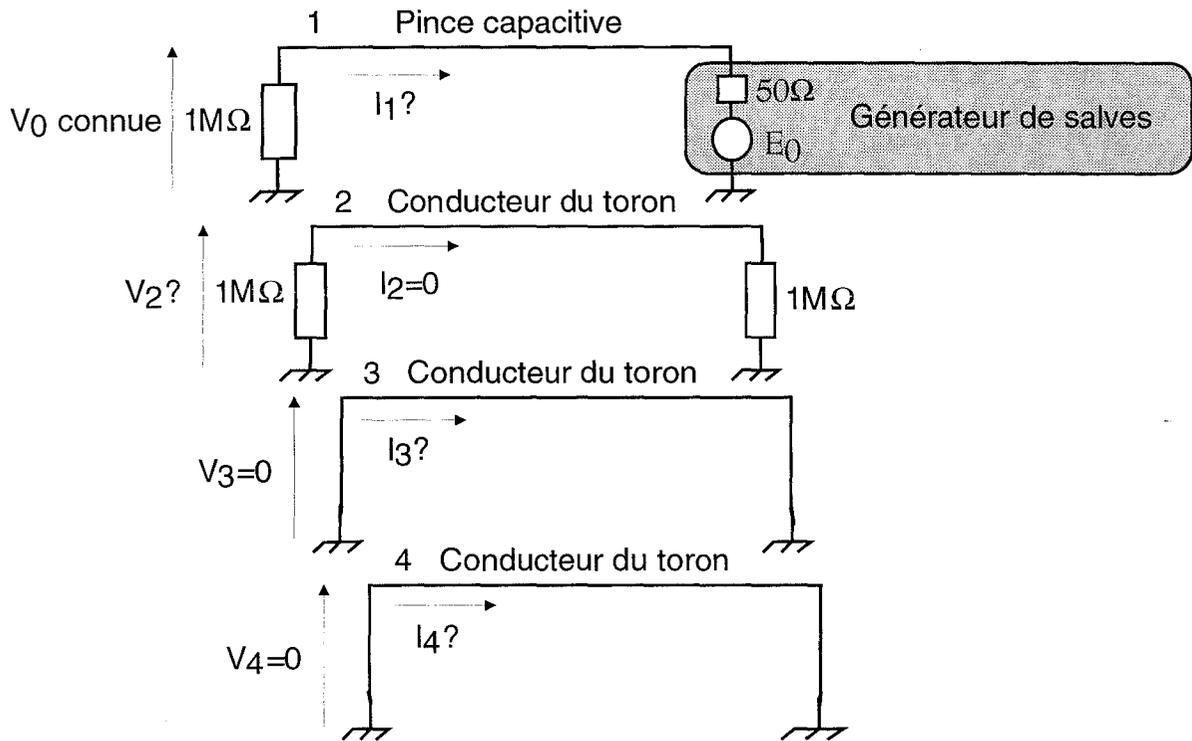


Figure 18 :Cas où les conducteurs n°3 et n°4 sont reliés à la masse aux deux extrémités

D'une part, par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, la résolution du système d'équations $[I]=[Y].[V]$ aboutit à une tension $V_c(t)$ (V_2), induite sur le conducteur n°2 en circuit ouvert aux deux extrémités, d'amplitude crête, dans le cas présent égale au cinquième de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage:

$$V_c(t) = V_0(t) / 5.$$

D'autre part, les résultats expérimentaux comme ceux obtenus par simulation, apparaissant sur la Figure 19, confirment le phénomène obtenu par le raisonnement mené à partir du schéma équivalent, à savoir dans le cas étudié: $V_c(t) = V_0(t) / 5.$

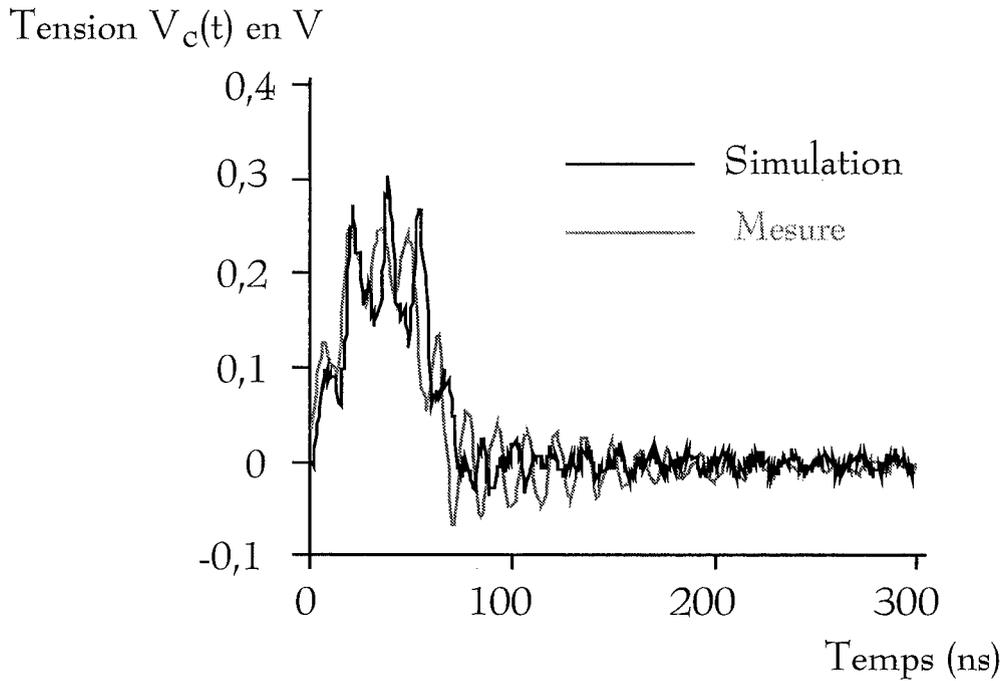


Figure 19 : Tension $V_c(t)$ induite en extrémité du conducteur n°2

Pour la même raison que celle évoquée au paragraphe "Cas où un conducteur du toron est court-circuité à la masse", court-circuiter un conducteur supplémentaire du toron aux deux extrémités à la masse, provoque une chute de l'amplitude crête de la tension induite en extrémité du conducteur du toron restant en circuit ouvert aux deux extrémités.

Jusqu'à maintenant, nous avons uniquement considéré pour le conducteur du toron aux bornes duquel est déterminée la tension de mode commun $V_c(t)$ induite, le cas où l'impédance de charge en extrémité de ce conducteur est grande devant l'impédance présentée par la capacité de ce conducteur référencé à la masse; toutefois dans la réalité, les impédances de charge en extrémité de liaisons transmittant des informations logiques ou analogiques, ou encore en extrémité de liaisons d'énergie, risquent d'être sensiblement différentes.

Les impédances d'entrée et de sortie d'un équipement susceptibles d'être rencontrées dans ces multiples cas seront présentées au paragraphe "Ordres de grandeur des impédances d'entrée et de sortie d'un équipement électronique".

Avant cela, il nous semble intéressant de présenter l'ordre de grandeur des tensions crêtes que nous pourrions obtenir, dans un premier temps en extrémité d'un conducteur simulant une liaison qui transite des informations logiques, dans un second temps en extrémité d'un conducteur simulant une liaison d'échange d'informations analogiques et dans un troisième temps en extrémité d'un câble d'énergie.

II.2.6 Autres cas d'impédances de charge en extrémité de toron

La configuration choisie reste celle d'un toron constitué de trois conducteurs dont deux d'entre-eux simulent des liaisons de masse puisque court-circuités à la masse aux deux extrémités. Le troisième conducteur du toron est chargé différemment aux deux extrémités suivant le cas étudié, comme représenté sur la Figure 20.

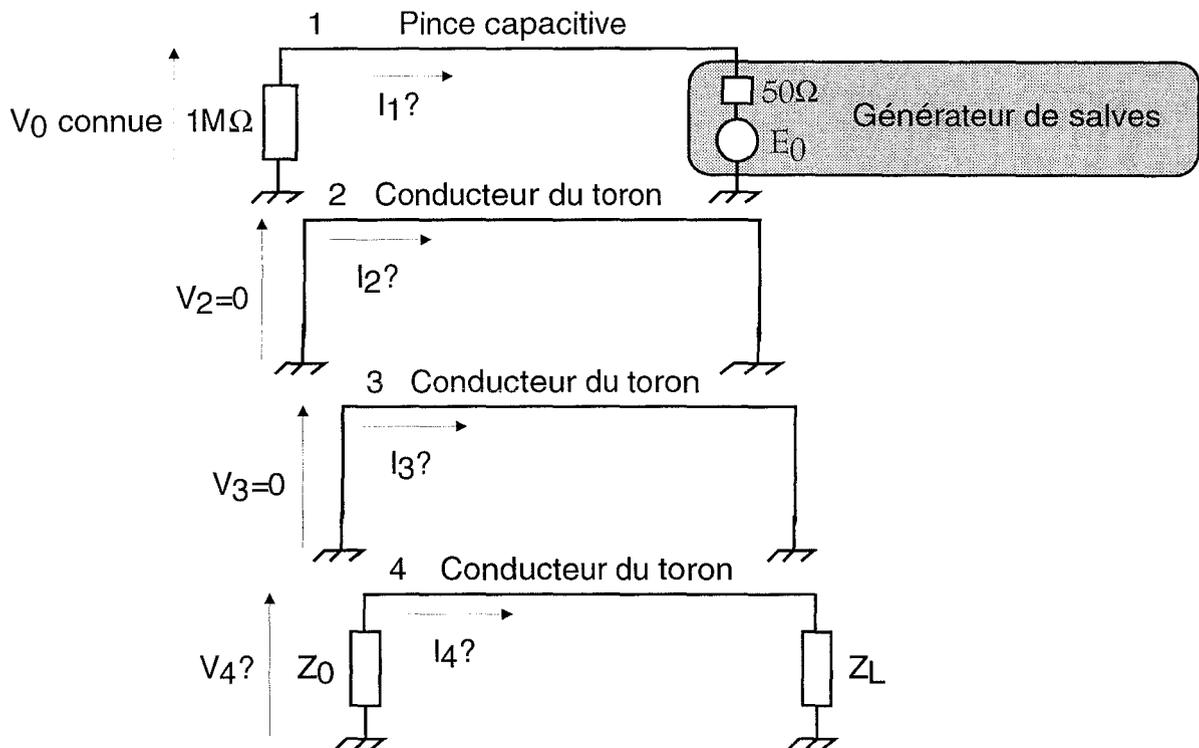


Figure 20: Différents cas d'impédance de charge aux extrémités du troisième conducteur du toron lorsque les deux premiers conducteurs sont court-circuités à la masse aux deux extrémités

Dans les différents cas traités ci-après, nous nous proposons de mener dans un premier temps un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique à partir de schémas équivalents; nous confronterons ensuite le résultat obtenu pour la tension induite V_c à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron à celui acquis par simulation à l'aide du modèle utilisé jusqu'ici, et décrit au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]".

Le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique fournit une évolution différente de la tension induite V_c suivant les conditions de charge Z_0 et Z_L . Le schéma équivalent au troisième conducteur du toron est représenté sur la Figure 21.

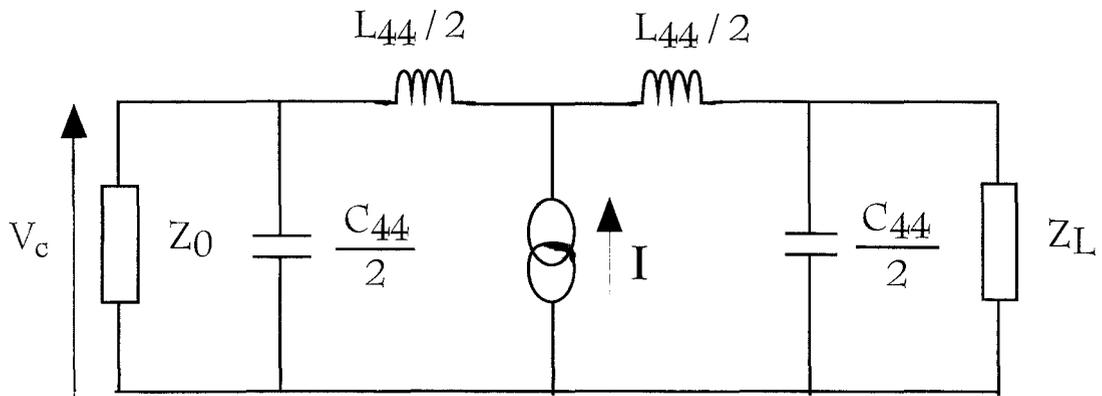


Figure 21: Schéma équivalent au troisième conducteur du toron pour les différents cas traités ci-après

Où $I = jC_{14}\omega V_0 L$ est la source équivalente de courant sur le troisième conducteur du toron,
 C_{14} est la capacité de couplage entre la pince capacitive et le troisième conducteur du toron,
 L est la longueur de ce conducteur,
 C_{44} est la capacité propre du troisième conducteur du toron par rapport à la référence de masse,
 et L_{44} est l'inductance propre du troisième conducteur du toron par rapport à la référence de masse.

Nous obtenons pour le troisième conducteur du toron l'impédance caractéristique Z_c suivante:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_{44}}{C_{44}}} = 89\Omega \quad (13).$$

II.2.6.1 Cas pouvant simuler une liaison numérique

Dans le cas où le troisième conducteur représente une liaison transmittant des informations logiques, nous pouvons en première approximation considérer en extrémité de celui-ci une impédance Z_L simulant l'impédance d'entrée d'une porte logique sensiblement égale à $1M\Omega$. En effet, considérer dans le cadre de l'étude l'impédance d'entrée d'une porte logique constante et égale à $1M\Omega$, ne pose pas de problème puisque celle-ci reste de toute manière, toujours grande devant l'impédance présentée par la capacité du troisième conducteur du toron référencé à la masse. En revanche, considérer l'impédance de sortie d'une porte logique comme constante est moins réaliste puisqu'elle varie avec l'état dans lequel se trouve la porte (voir le paragraphe "Cas des composants logiques" pour plus de précisions). Néanmoins, pour représenter l'impédance Z_0 dans le cadre de l'étude, nous la choisissons en première approximation égale à 50Ω puis à $1k\Omega$. Dans tous les cas traités dans le paragraphe "Autres cas d'impédances de charge en extrémité de toron", l'approximation faite sur les impédances d'extrémité sera identique; ces dernières seront considérées comme ayant un comportement purement résistif.

II.2.6.1.1 Premier cas: $Z_0 = 50\Omega - Z_L = 1M\Omega$

En première approximation, nous pouvons considérer:

- l'impédance de charge Z_0 de même ordre de grandeur que l'impédance caractéristique Z_c
- l'impédance de charge Z_L grande devant cette même impédance caractéristique Z_c .

Le schéma équivalent de la Figure 21 peut ainsi se simplifier en un schéma équivalent représenté sur la Figure 22.

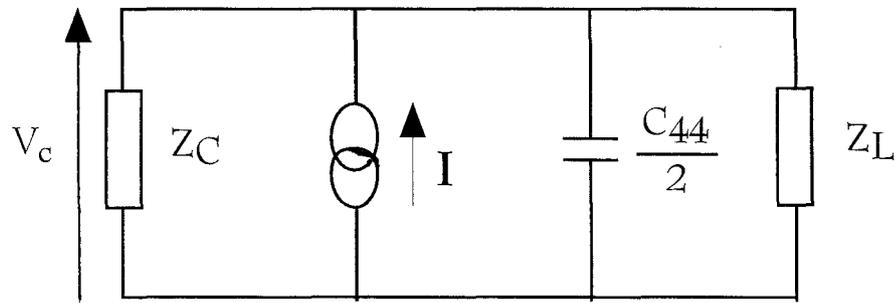


Figure 22: Schéma équivalent au troisième conducteur du toron dans le cas:
 $Z_0 = 50\Omega$, $Z_L = 1M\Omega$

Après calculs, nous obtenons une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{2Z_L Z_c \cdot jC_{14} \omega \cdot L \cdot V_0(\omega)}{2(Z_L + Z_c) + jZ_L Z_c C_{44} \omega L} \quad (14).$$

Dans ces conditions nous obtenons, à partir d'un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, une tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron s'identifiant à la dérivée du signal V_0 appliqué en entrée de pince capacitive.

Pour nous assurer de la validité du modèle, nous choisissons tout d'abord, de poursuivre le raisonnement en basse fréquence. Pour cela, nous considérons une tension V_0 appliquée en entrée de pince capacitive de même forme que celle décrite au paragraphe "Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude". Les caractéristiques temporelles de cette tension sont tout de même modifiées et choisies comme suit:

- temps de montée t_m égal à 400ns (au lieu de 7ns),
- largeur de l'impulsion égale à 1200ns (au lieu de 60ns).

Dans ces conditions, nous obtenons une tension V_c induite sur le troisième conducteur du toron, comme représentée sur la Figure 23.

Tension $V_c(t)$ en mV

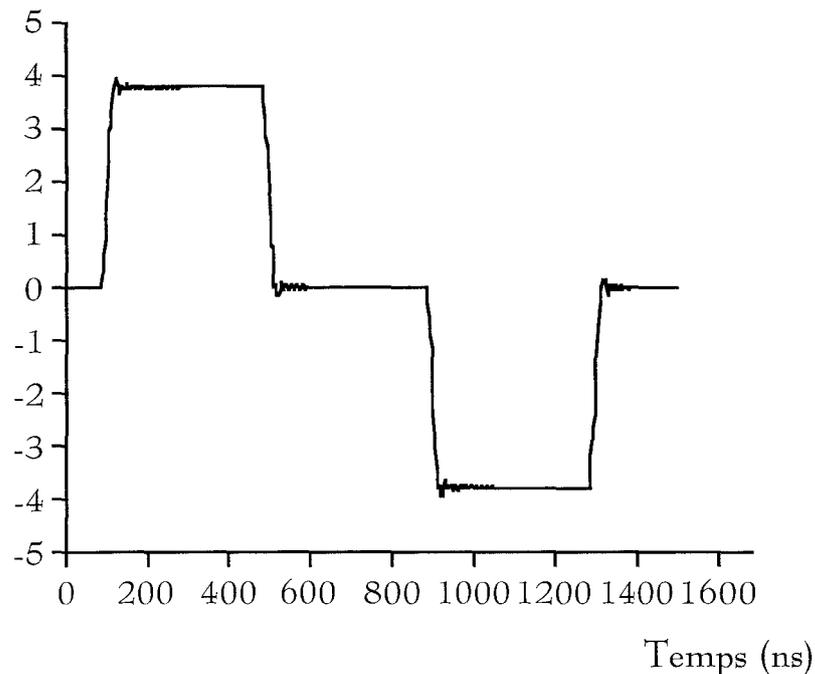


Figure 23: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

L'amplitude crête voisine de 4mV est bien sensiblement égale à celle obtenue par le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique. En effet, cette dernière définie par la relation (15), atteint la valeur crête de 5mV.

$$V_{c_{\text{crête}}} = \frac{2Z_L Z_c \cdot C_{14} \cdot L \cdot V_0_{\text{crête}}}{2(Z_L + Z_c) \cdot t_m} \quad (15).$$

Revenons à la configuration propre à notre étude où la tension V_0 appliquée en entrée de pince capacitive (décrite au paragraphe "Caractérisation temporelle et spectrale du signal impulsionnel appliqué en entrée de pince de couplage dans le cadre de l'étude"), choisie pour simuler les "Transitoires Rapides en Salves", correspond à un signal large spectre.

Même si l'énergie propre au signal V_0 demeure plus importante dans le bas du spectre comme le montre la Figure 24, les phénomènes de propagation vont néanmoins se manifester .

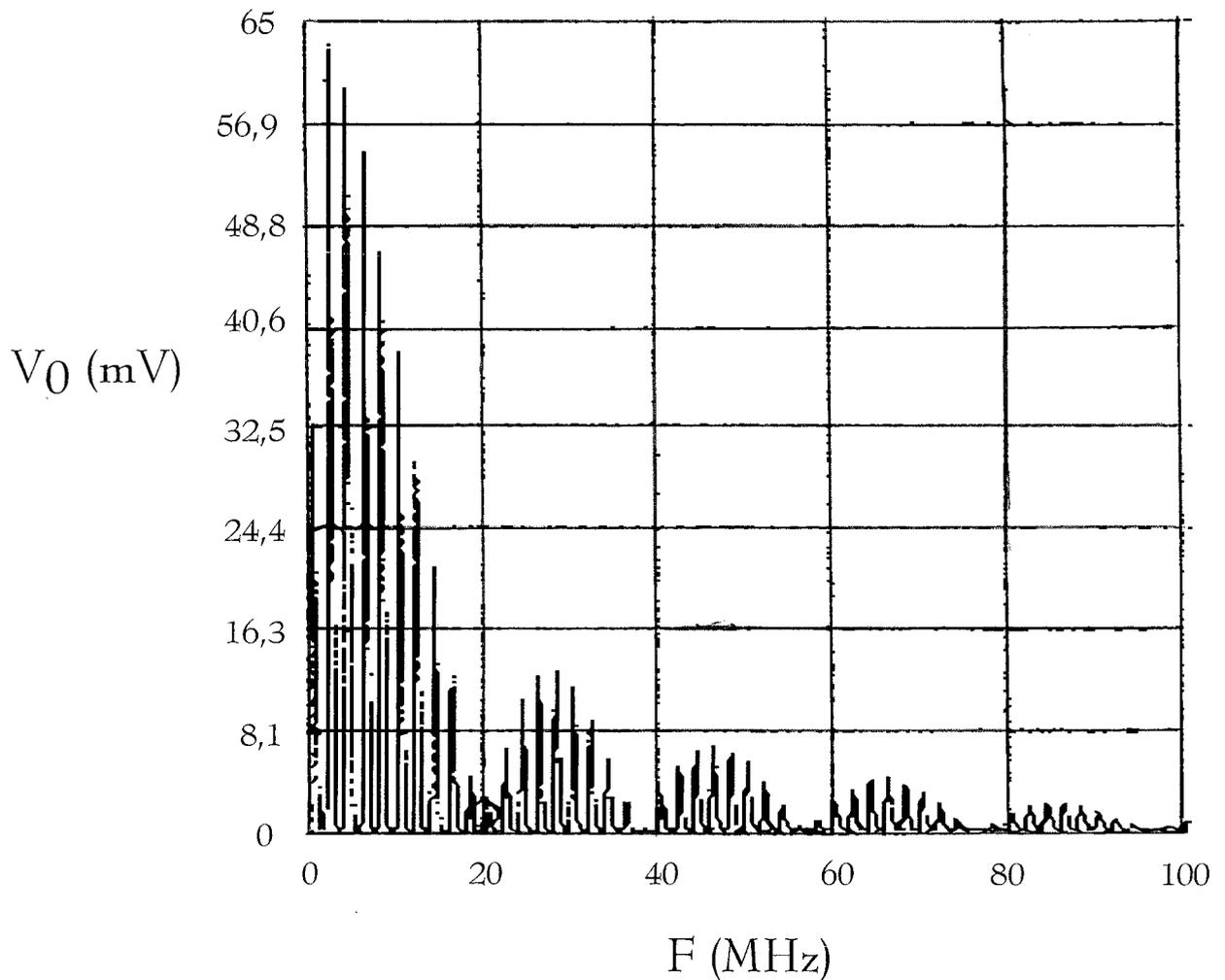


Figure 24: Spectre du signal V_0 appliqué en entrée de pince capacitive obtenu par la mesure

Pour maintenant tenir compte des phénomènes de propagation, nous procédons par simulation à l'aide du modèle utilisé au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]". Nous obtenons ainsi une tension V_c induite sur le troisième conducteur du toron, comme représentée sur la Figure 25.

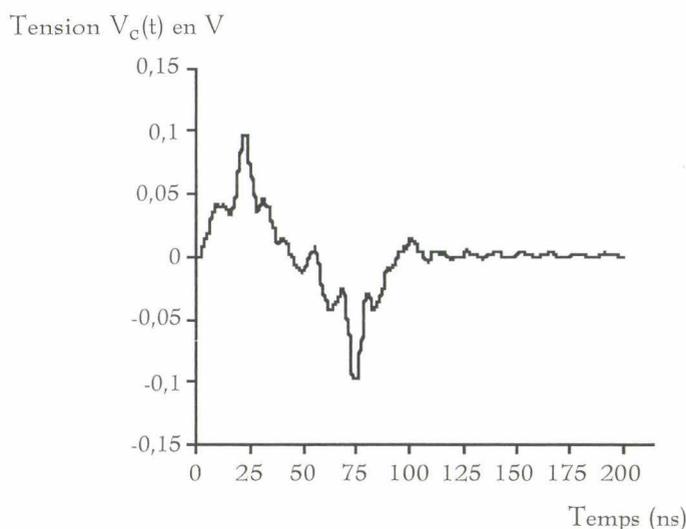


Figure 25: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

Remarquons que dans le cas présent, l'amplitude crête de la tension V_c atteint la valeur de 0,1 Volt.

Précisons aussi que les phénomènes de propagation apparaissent sous la forme d'oscillations au niveau de la tension V_c induite sur le troisième conducteur du toron. Ils se caractérisent initialement par de multiples réflexions aux extrémités de la pince capacitive, et se traduisent par une déformation de la tension V_0 appliquée en entrée de la pince capacitive, comme il est représenté sur la Figure 26.

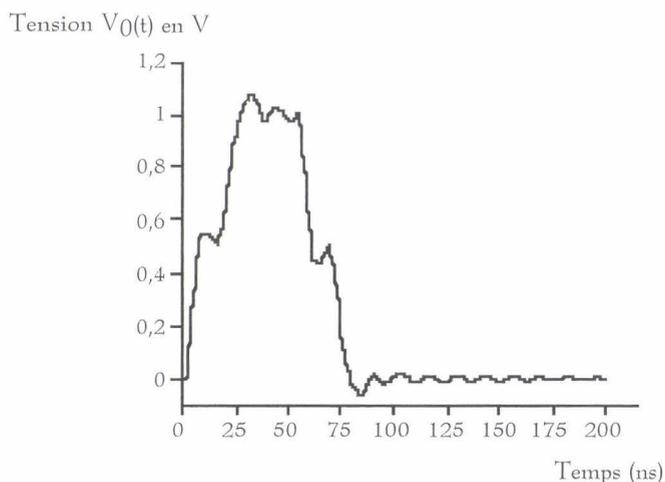


Figure 26: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_0 appliquée en entrée de pince capacitive

II.2.6.1.2 Second cas: $Z_0 = 1k\Omega$ - $Z_L = 1M\Omega$

En première approximation, nous pouvons considérer les impédances de charge Z_0 et Z_L grandes devant l'impédance caractéristique Z_c du troisième conducteur du toron voisine de la centaine d'ohms.

Le schéma équivalent de la Figure 21 peut ainsi se simplifier en un schéma équivalent représenté sur la Figure 27.

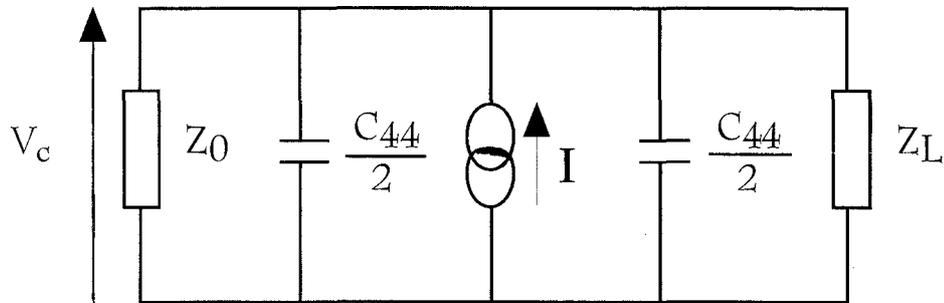


Figure 27: Schéma équivalent au troisième conducteur du toron dans le cas: $Z_0=1k\Omega$, $Z_L=1M\Omega$

Après calculs, nous obtenons une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{C_{14}}{C_{44}} \cdot V_0(\omega) \quad (16).$$

Dans ces conditions, la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron semble correspondre à l'homothétique de la tension V_0 .

La démarche par simulation à l'aide du modèle utilisé au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]" aboutit au même résultat, comme représenté sur la Figure 28.

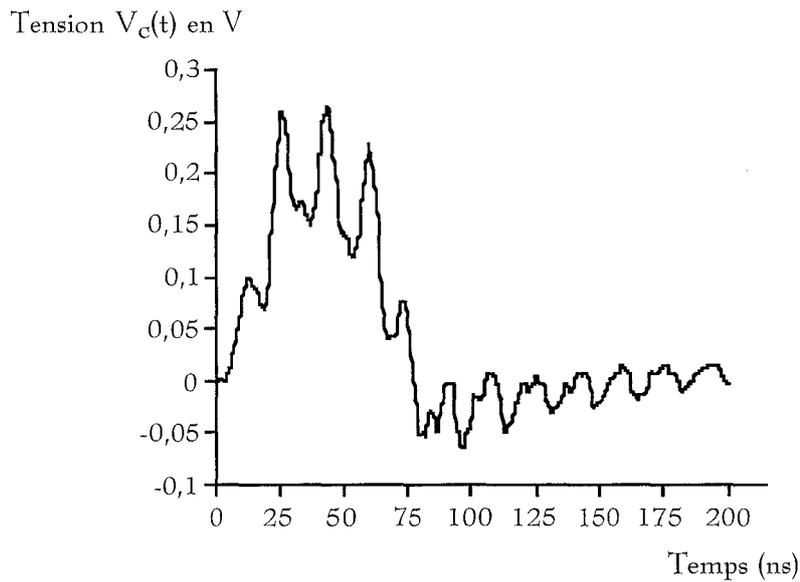


Figure 28: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

Comme dans le cas précédent les phénomènes de propagation, qui apparaissent initialement au niveau de la pince capacitive (représentés sur la Figure 26), se retrouvent au niveau du troisième conducteur du toron et se caractérisent par des oscillations de la tension V_c . Outre ces oscillations, l'amplitude crête de la tension induite V_c correspond bien au rapport des capacités C_{14} et C_{44} égal à 0,2Volt.

II.2.6.2 Cas pouvant simuler une liaison analogique

De la même manière que dans le cas précédent, ici où le troisième conducteur représente une liaison transitant des informations analogiques, nous considérons en extrémités de celui-ci des impédances Z_0 et Z_L qui représentent respectivement l'impédance de sortie d'un composant analogique et l'impédance d'entrée d'un autre; celles-ci sont prises dans un premier temps comme de faibles impédances, égales à 50Ω pour simuler le cas des composants soumis à une perturbation d'énergie insuffisante pour provoquer une dégradation de ces derniers; dans un second temps, les impédances Z_0 et Z_L sont prises égales à $100k\Omega$ pour cette fois-ci, simuler le cas

de composants analogiques dégradés par l'agression qu'ils subissent (voir le paragraphe "Cas des composants analogiques" pour plus de précisions).

II.2.6.2.1 Premier cas: $Z_0 = Z_L = 50\Omega$

Le schéma équivalent de la Figure 21 permet d'obtenir après calculs une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{1}{2}Z_0 \cdot jC_{14}\omega \cdot L \cdot V_0(\omega) \quad (17).$$

Dans ces conditions, à partir d'un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, nous aboutissons à une tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron qui s'identifie à la dérivée de la tension V_0 . Remarquons aussi que la tension induite à l'extrémité Z_L de ce conducteur évoluera de manière identique.

La démarche par simulation à l'aide du modèle utilisé au paragraphe "Modèle de simulation basé sur la théorie des lignes couplées [2]" aboutit au même résultat, comme représenté sur la Figure 29.

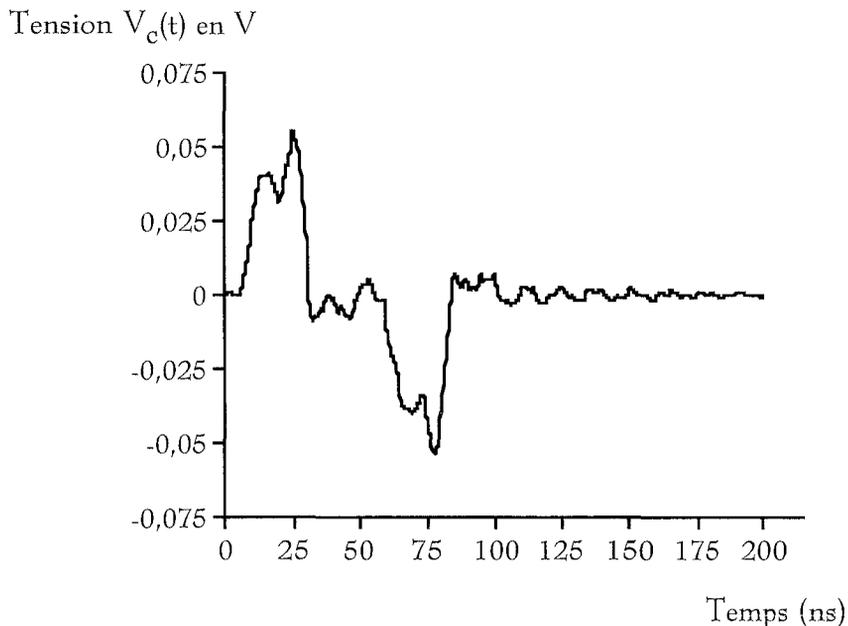


Figure 29: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

Comme précédemment, contrairement au raisonnement mené à partir du schéma équivalent au troisième conducteur du toron, la démarche par simulation met en évidence les phénomènes de propagation qui se caractérisent par des oscillations de la tension V_c . Remarquons enfin que l'amplitude crête de la tension induite V_c n'atteint ici qu'une valeur voisine de 50mV.

II.2.6.2.2 Second cas: $Z_0 = Z_L = 100k\Omega$

En première approximation, nous considérons les impédances de charge Z_0 et Z_L grandes devant l'impédance caractéristique Z_c du troisième conducteur du toron.

Le schéma équivalent de la Figure 21 devient alors celui de la Figure 27 et la tension induite V_c s'exprime à partir de la relation (16).

Dans ces conditions, la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron semble correspondre à l'homothétique de la tension V_0 . La tension induite à l'extrémité Z_L du conducteur évoluera de manière identique.

La démarche par simulation aboutit au même résultat, comme représenté sur la Figure 30.

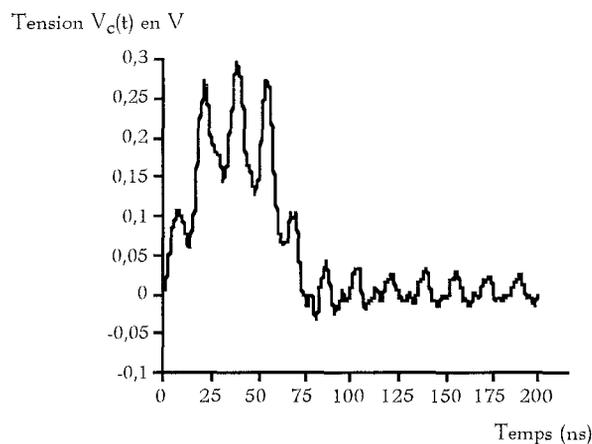


Figure 30: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

Outre les oscillations caractéristiques des phénomènes de propagation, l'amplitude crête de la tension induite V_c correspond bien au rapport des capacités C_{14} et C_{44} égal à 0,2Volt.

II.2.6.3 Cas pouvant simuler un câble d'énergie

Dans le cas où le troisième conducteur représente un câble d'énergie, nous considérons en première approximation, en extrémité de celui-ci les impédances Z_0 simulant l'impédance du réseau électrique et Z_L simulant la charge comme voisines de 200Ω (voir le paragraphe "En extrémité d'un câble d'énergie" pour plus de précisions).

Le schéma équivalent de la Figure 21 permet d'obtenir après calculs une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{1}{2}Z_0 \cdot jC_{14}\omega \cdot L \cdot V_0(\omega) \quad (18).$$

Dans ces conditions, à partir d'un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, nous aboutissons à une tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron qui semble s'identifier à la dérivée de la tension V_0 . Remarquons aussi que la tension induite à l'extrémité Z_L de ce conducteur évoluera de manière identique.

La démarche par simulation aboutit au même résultat, comme représenté sur la Figure 31.

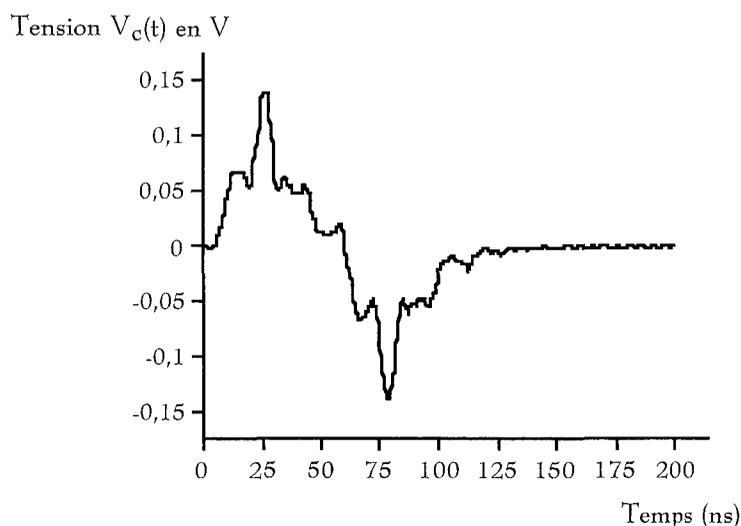


Figure 31: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du troisième conducteur du toron

Comme précédemment, contrairement au raisonnement mené à partir du schéma équivalent au troisième conducteur du toron, la démarche par simulation met en évidence les phénomènes de propagation qui se caractérisent par des oscillations de la tension V_c . Remarquons enfin que l'amplitude crête de la tension induite V_c atteint une valeur voisine de 0,14Volt.

II.2.7 Conclusion

En résumé, la configuration qui apparaît la plus pénalisante pour un appareil dont les liaisons d'interconnexion avec ses auxiliaires seraient soumises au test normalisé CEI 1000-4-4, est celle où les impédances de charge présentes en extrémité sont toutes grandes devant l'impédance présentée par la capacité de chaque conducteur du toron référencé à la masse.

Nous obtenons dans ce cas une tension $V_c(t)$ induite voisine de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage.

Dans les conditions du test normalisé CEI 1000-4-4 où un conducteur du toron, placé dans la pince capacitive, est chargé aux deux extrémités par une impédance grande devant celle présentée par la capacité du conducteur référencé à la masse, la démarche expérimentale ainsi que celle menée par simulation aboutissent à une tension, induite en extrémité de ce conducteur, décroissante avec la présence dans ce même toron de conducteurs reliés à la masse. Cet effet réducteur de perturbation passe d'un facteur 3 pour un seul conducteur relié à la masse aux deux extrémités, à un facteur 5 lorsque deux des conducteurs du toron sont reliés à la masse aux deux extrémités.

II.3 ORDRES DE GRANDEUR DES IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE D'UN ÉQUIPEMENT ÉLECTRONIQUE

Nous pouvons déterminer, grâce à la démarche décrite précédemment, le niveau des parasites obtenus en entrée ou en sortie d'un équipement soumis au test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves", en fonction de l'impédance d'entrée ou de sortie présentée par celui-ci.

Dans le but de prédire le niveau de susceptibilité intrinsèque d'un équipement aux "Transitoires Rapides en Salves" sans pour autant devoir faire le test dans l'immédiat, il s'agit maintenant de connaître quelques paramètres essentiels caractérisant cet équipement tels que les impédances d'entrée et de sortie susceptibles d'être rencontrées ou la susceptibilité des composants par exemple.

Les paragraphes suivants présentent alors quelques ordres de grandeur des impédances pouvant être rencontrées en extrémité des lignes signaux en fonction de la nature des composants, qu'ils soient numériques ou analogiques, ainsi qu'un ordre de grandeur des impédances présentes en extrémité des câbles d'énergie.

II.3.1 En extrémité des lignes signaux en fonction de la nature des composants

II.3.1.1 Cas des composants logiques

Dans le cas des portes logiques, l'impédance de sortie est globalement beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée. Comme il est précisé dans la référence [5], l'impédance d'entrée, pour la plupart des fonctions réalisées en technologie CMOS par exemple, présente une résistance très élevée de l'ordre de plusieurs MégaOhms. Dans ce cas, nous pouvons par conséquent admettre l'hypothèse de grande impédance d'entrée pour des fréquences allant du continu à plusieurs centaines de MégaHertz.

En revanche, l'impédance de sortie d'une porte logique présente une résistance beaucoup plus faible; cette dernière varie avec l'état de la porte qui peut se trouver

dans un état stable ou en phase de commutation. Le schéma équivalent de l'impédance de sortie d'un circuit en technologie CMOS présenté dans la référence [6], se caractérise alors par une résistance dynamique.

Au cours d'un changement d'état logique (phase de commutation), cette résistance dynamique de sortie atteint son maximum voisin de 500Ω contre une valeur voisine de 50Ω pour un état stable. Les résultats expérimentaux et les résultats de simulation numérique obtenus respectivement par B.Y.D. COUDORO [5] et B.HEDDEBAUT [7], pour un inverseur 74HCU04 lorsque l'entrée varie entre le niveau logique bas et le niveau logique haut, sont représentés sur la Figure 32.

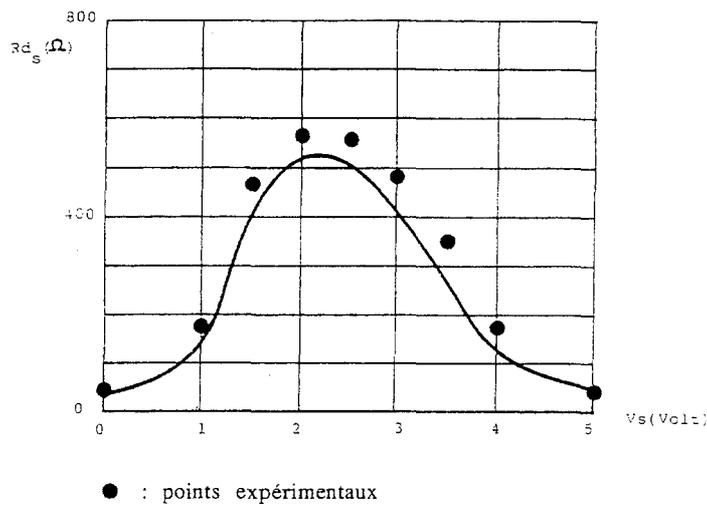


Figure 32 : Evolution de la résistance dynamique de sortie d'une logique CMOS

Précisons que pour d'autres familles de composants logiques CMOS ou pour des composants logiques CMOS issus d'une même famille mais de constructeurs différents, la résistance dynamique de sortie reste globalement du même ordre de grandeur, à savoir quelques centaines d'ohms à $1k\Omega$ environ lors de la phase de commutation, et de l'ordre de quelques dizaines d'ohms dans un état stable. [7]

II.3.1.2 Cas des composants analogiques

Dans le cas des composants analogiques, les impédances d'entrée et de sortie vont se comporter différemment selon la broche agressée, selon la polarité du signal perturbateur, ou encore selon que la tension appliquée à une des broches soit inférieure ou supérieure à la tension d'alimentation.

Prenons le cas de l'amplificateur opérationnel pour représenter ces composants analogiques, et intéressons nous plus particulièrement à l'amplificateur opérationnel LF356 soumis à un signal perturbateur impulsionnel de fort niveau de tension devant la tension d'alimentation du composant. Ce choix va nous permettre de nous approcher du cas où l'équipement serait exposé à une perturbation de type "Transitoires Rapides en Salves". L'amplificateur opérationnel LF356, utilisé dans certaines industries stratégiques, est bien évidemment pris comme exemple; pour d'autres types d'amplificateur opérationnel, les impédances d'entrée et de sortie risquent d'être sensiblement différentes; néanmoins ce choix a été motivé par le fait que nous connaissons bien le comportement de ce composant vis-à-vis de perturbations impulsionnelles de forte amplitude de tension devant sa tension d'alimentation, et ce grâce aux quelques études menées au sein du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique. [8],[9],[10],[11]

L'étude [8], menée sur la sensibilité de l'amplificateur opérationnel LF356 soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau, qui a fait l'objet de la communication [9], et l'étude menée sur la perturbation des amplificateurs opérationnels par des signaux de fréquences supérieures à leur bande passante [10], sont les références sur lesquelles nous nous appuyerons pour fournir quelques ordres de grandeurs propres aux impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur opérationnel LF356.

II.3.1.2.1 Impulsion perturbatrice d'énergie insuffisante pour provoquer une dégradation du composant

Dans un premier temps, nous nous proposons d'étudier le cas où le perturbateur reste d'énergie insuffisante pour provoquer une dégradation du composant.

D'une part, si une impulsion de polarité négative par exemple, et de fort niveau de tension par rapport à la tension d'alimentation du composant (c'est-à-dire inférieure au potentiel d'alimentation V_a), est appliquée sur l'entrée, cette dernière se comporte comme une faible impédance; en effet, comme le précisent la référence [9] et la Figure 33, un examen de l'étage d'entrée de l'amplificateur montre qu'il y a mise en conduction de la jonction grille-source; l'impédance d'entrée peut alors être estimée à quelques dizaines d'ohms au maximum.

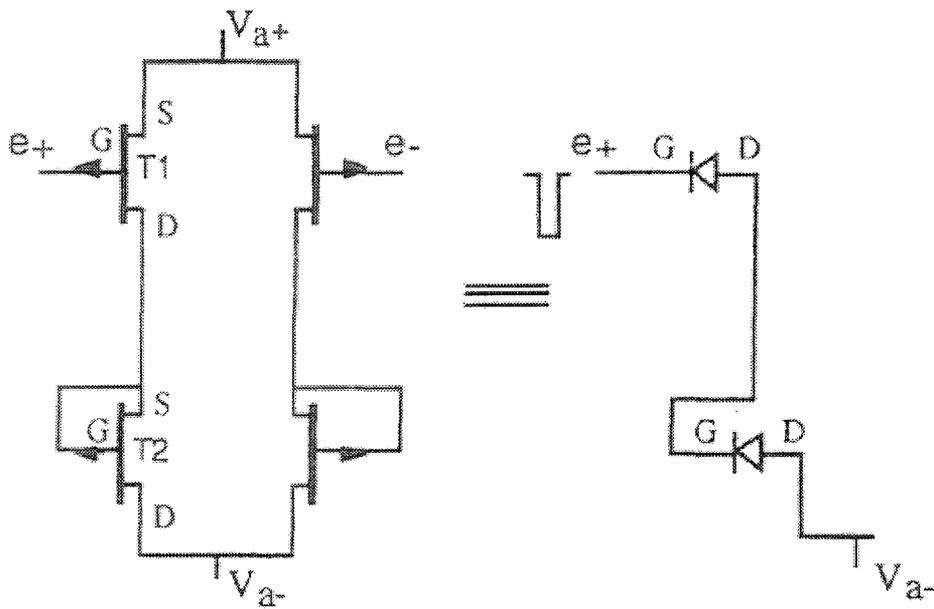


Figure 33: Effet d'une agression négative sur l'étage d'entrée

D'autre part, le comportement de l'étage de sortie de l'amplificateur opérationnel LF356 reste bien connue lorsque l'amplitude de la tension qui lui est appliquée demeure inférieure à la tension d'alimentation; dans le cas contraire, il l'est beaucoup moins; nous nous contenterons donc en première approximation du

comportement de l'impédance de sortie dans les conditions où l'amplificateur continue de fonctionner normalement.

Si une perturbation de plus faible niveau que la tension d'alimentation de l'amplificateur est appliquée sur la sortie du composant, cette dernière présente alors une impédance faible. Globalement, l'impédance de sortie d'un amplificateur opérationnel présente une valeur voisine de quelques ohms à la centaine d'ohms entre 300kHz et 1GHz. [10]

La mesure de l'impédance de sortie est représentée sur la Figure 34.

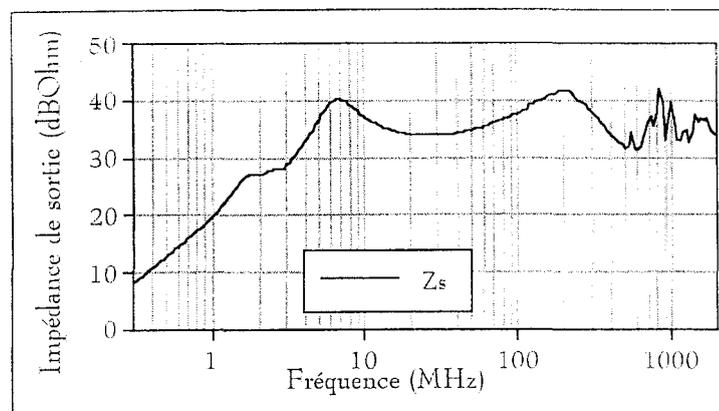


Figure 34: Impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel

Enfin, compte-tenu de la valeur des composants présents dans l'environnement de l'amplificateur, tels que les capacités de découplage ou les selfs présentées par les pistes des circuits imprimés par exemple, la phase de l'impédance d'entrée ou de sortie sera globalement considérée comme intervenant peu dans le comportement de ces impédances respectives; les impédances d'entrée et de sortie, de valeurs faibles, seront donc en première approximation considérées dans le cadre de notre étude comme purement résistives.

II.3.1.2.2 Impulsion perturbatrice d'énergie suffisante pour provoquer une dégradation du composant

Dans un second temps, nous nous proposons d'aborder le cas où l'impulsion perturbatrice risque d'être d'énergie susceptible de générer une dégradation de l'amplificateur opérationnel LF356, sans toutefois atteindre la destruction du composant.

Pour la version en boîtier plastique de l'amplificateur opérationnel LF356, les références [8] et [11] précisent que lorsque l'amplificateur est soumis à un impulsion unique de forte énergie (typiquement des courants de plusieurs ampères et des tensions de plusieurs centaines de volts pendant des durées inférieures à la quarantaine de micro-secondes) sur ses broches d'entrée ou de sortie, l'amplificateur peut voir sa résistance, entre la broche agressée (l'entrée ou la sortie) et la borne effective proprement dit, augmenter fortement, ce qui a pour effet d'autoprotéger le circuit d'autres perturbations tant que les énergies ne deviennent bien évidemment pas prohibitives. Le schéma électrique d'entrée après l'agression est représenté sur la Figure 35.

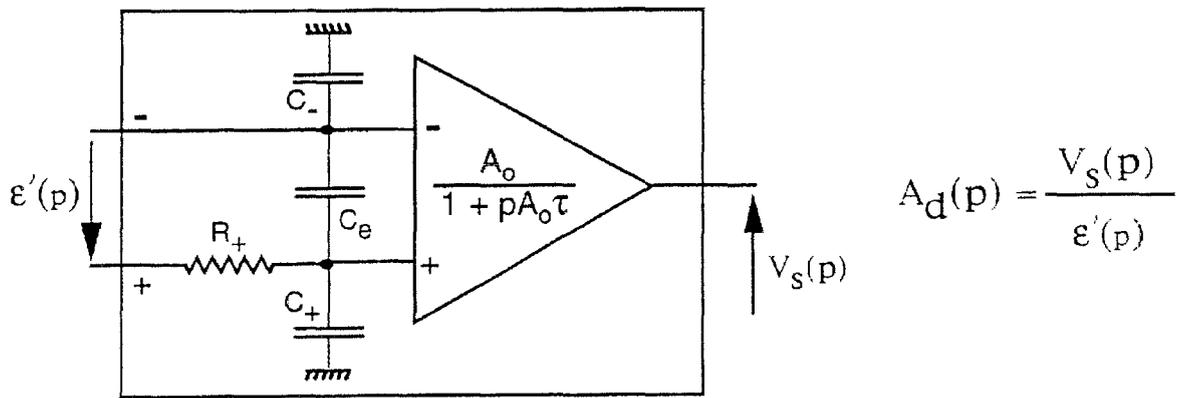


Figure 35: Schéma équivalent d'un amplificateur opérationnel LF356 dont l'entrée est dégradée

La résistance série R_+ (variable) peut être de quelques centaines de kiloOhms aussi bien en entrée qu'en sortie.

Notons que ce type de dégradation n'a jamais été observé pour des amplificateurs opérationnels LF356 en boîtier métallique.

En résumé, nous considérerons en première approximation les impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs opérationnels ayant subi une dégradation, comme purement résistives, de l'ordre de quelques centaines de kiloOhms.

II.3.2 En extrémité d'un câble d'énergie

Il s'agit maintenant d'estimer les impédances en mode commun du réseau électrique d'une part et d'une charge d'autre part, susceptibles d'être rencontrées en extrémité des câbles d'énergie.

L'impédance d'un réseau électrique peut être l'impédance vue entre la phase et le neutre, l'impédance vue entre la phase ou le neutre et le conducteur de terre et enfin, l'impédance vue entre la phase ou le neutre ou le conducteur de terre et le sol lui-même. Intéressons-nous plus particulièrement aux impédances en mode commun du réseau électrique, les plus pénalisantes en compatibilité électromagnétique; par analogie aux courants parasites de mode commun, celles-ci peuvent également être classées en deux catégories:

- les impédances de "mode commun filaire" représentant les impédances entre les fils de phase ou de neutre et le conducteur de terre (en effet, lorsque nous parlons de courant parasite de "mode commun filaire", c'est le courant qui circule dans le même sens sur les fils de phase et de neutre, et qui se reboucle par le conducteur de terre),
- les impédances de "vrai mode commun" propres aux impédances entre les trois conducteurs du réseau (phase, neutre et terre) et le sol ;le courant parasite de "vrai mode commun" est celui qui se propage dans le même sens sur les trois fils: phase, neutre et conducteur de terre, et qui se referme via le sol par l'intermédiaire des capacités parasites existant entre l'équipement et le sol, ou entre l'équipement et les masses.

L'impédance de mode commun d'un réseau électrique varie avec la fréquence, varie dans le temps suivant les conditions de charge en extrémités et selon le point considéré. Donnons tout de même une fourchette typique de cette impédance pour des fréquences supérieures à 50kHz, fourchette allant de quelques dizaines d'ohms à $1k\Omega$ pour l'impédance de "mode commun filaire", avec une valeur voisine de 200Ω en "vrai mode commun" pour les fréquences supérieures au MHz. [12]

L'impédance en mode commun d'une charge est supérieure à 100Ω jusqu'à plusieurs MHz; ceci peut notamment se justifier par l'isolation galvanique des alimentations ($C < 1nF$). [13]

II.3.3 Conclusion

De manière générale, le niveau de susceptibilité d'un équipement électronique est fonction des effets auxquels on s'intéresse comme les simples dysfonctionnements, les effets prédestructeurs ou encore ceux occasionnant la destruction. Si nous nous intéressons au "premier niveau de susceptibilité" à savoir le seuil de dysfonctionnement de l'équipement, nous pouvons chercher dans un premier temps à connaître la sensibilité des composants constituant l'équipement en fonction de leur caractéristiques propres.

A ce sujet, la littérature peut notamment nous apporter des éléments d'analyse concernant les circuits logiques élémentaires et les circuits analogiques tels les amplificateurs opérationnels. [5], [7], [10]

Notons que ces informations ne permettent malheureusement de classer les composants que suivant leur susceptibilité intrinsèque, et non de déduire leur susceptibilité en tant qu'entité d'un système. En outre, un composant individuellement sensible, une fois intégré dans un équipement, n'accroît pas forcément le risque de dysfonctionnement de ce dernier. L'étape consistant à caractériser la susceptibilité intrinsèque des composants reste toutefois importante

car le choix judicieux des composants permettra d'optimiser l'immunité globale de l'équipement.

Cherchons justement à raisonner plus globalement dans le but d'évaluer dans un second temps la susceptibilité de fonctions plus complexes. A ce niveau, notons que la littérature traite aussi de la susceptibilité de circuits logiques plus évolués tels que les microprocesseurs par exemple. Pour exemple, la démarche menée par K.E.DOGBE [14], a consisté à étudier la susceptibilité d'un microprocesseur durant le dialogue avec une mémoire externe.

Une démarche un peu plus globale encore consisterait à apprécier la susceptibilité d'un équipement électronique type comportant des capteurs, des unités de traitement d'informations analogiques, une conversion de ces informations en données numériques, un traitement des données numériques et un stockage de ces informations dans une mémoire de masse.

Cette approche décrite en référence [15], peut en outre permettre d'apprécier l'impact d'un dysfonctionnement sur la gestion de l'équipement électronique global en estimant en particulier le risque d'erreur d'adressage ou d'erreur de donnée par exemple.

III. PARASITES EN ENTREE D'UN EQUIPEMENT SUIVANT LE COURANT TRANSITOIRE CIRCULANT DANS LA LIGNE DE MASSE

Le scénario reproduit par le test d'immunité sous salves rapides peut être stimulé en pratique par des parasites générés par l'impédance commune du réseau de terre comme le montre l'illustration de la Figure 36.

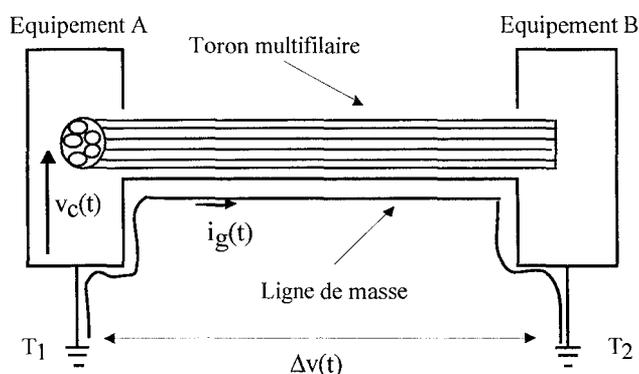


Figure 36 : Schéma représentatif de la réalité d'une installation

où T_1 et T_2 représentent les terres propres à chaque équipement d'extrémité. La ligne de masse peut être matérialisée par un conducteur banalisé ou un support métallique.

C'est la différence de potentiel $\Delta v(t)$ engendrée entre les prises de terre T_1 et T_2 ou un champ transitoire ambiant qui provoque un courant transitoire $i_G(t)$ dans la ligne de masse. Le couplage par impédance commune induit alors une tension de mode commun $v_c(t)$ qui peut mettre en défaut l'équipement A.

Le but de cette partie est de chiffrer l'amplitude du courant $i_G(t)$ pour que se produise sur l'équipement A un parasite d'amplitude ou d'énergie comparable à celui généré durant le test sous salves rapides.

Le développement d'outils prédictifs ainsi qu'une approche expérimentale nous permettront dans des conditions voisines de celles rencontrées lors du test

normalisé CEI-1000-4-4, d'estimer l'influence de la proximité de la ligne de masse, comme celle de la longueur des conducteurs et de la ligne de masse.

Nous choisissons un toron toujours constitué de trois conducteurs placé au voisinage d'une ligne de masse, tous deux de longueur L (voisine du mètre), représentés sur la Figure 37. Notons que les impédances de charge en extrémité des conducteurs du toron sont conservées grandes devant l'impédance présentée par la capacité du toron référencé à la masse afin de se placer dans le cas pire identifié ci-avant; le signal utilisé pour générer le courant transitoire dans la ligne de masse reste le même que celui utilisé précédemment.

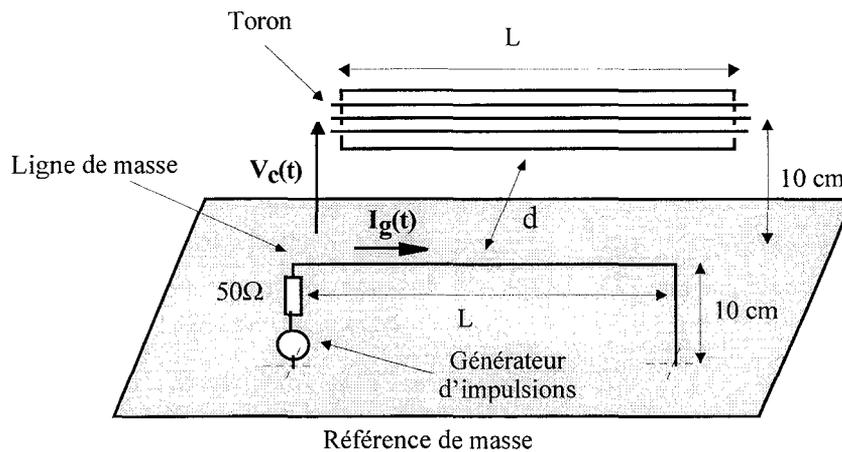


Figure 37 :Dispositif utilisé

Les conditions du dispositif utilisé restent voisines de celles rencontrées lors du test normalisé CEI 1000-4-4. Ce choix nous permet ainsi de raisonner de la même manière qu'en partie II de ce chapitre, et de simuler les différents cas traités au moyen du même modèle.

Le schéma équivalent à cette configuration, représenté sur la Figure 38, permet d'estimer la tension V_c induite en extrémité du troisième conducteur du toron par exemple, à partir de la relation (19).

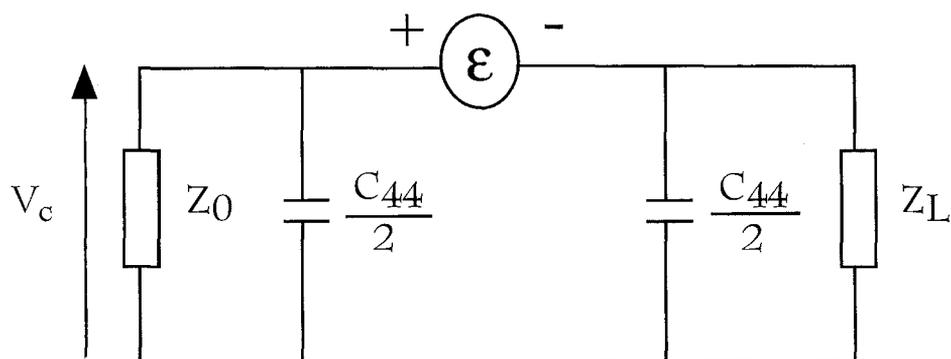


Figure 38 :Schéma équivalent au dispositif ci-dessus

Où $\varepsilon = jL_{14}\omega.I_0.L$ est la source équivalente de tension sur le troisième conducteur du toron,

L_{14} est la mutuelle-inductance entre la ligne de masse et le troisième conducteur du toron,

I_0 le courant en entrée de ligne de masse,

L est la longueur de ce conducteur,

C_{44} est la capacité propre du troisième conducteur du toron par rapport à la référence de masse.

$$V_c(\omega) = \frac{1}{2}jL_{14}\omega.I_0(\omega).L \quad (19).$$

La tension V_c induite en extrémité du troisième conducteur du toron semble donc correspondre à la dérivée du courant I_0 et croître linéairement avec la longueur des câbles.

L'éloignement (distance d) de la ligne de masse vis-à-vis du troisième conducteur du toron, caractérisé par la mutuelle-inductance L_{14} entre la ligne de masse et ce conducteur, va aussi influencer sur la tension V_c induite en extrémité du troisième conducteur du toron. Lorsque la distance d augmentera, la mutuelle-inductance L_{14} diminuera; la tension V_c induite diminuera alors également.

III.1 INFLUENCE DE LA PROXIMITE DE LA LIGNE DE MASSE SUR LA TENSION INDUITE EN EXTREMITÉ DE TORON

La longueur L est prise égale à un mètre.

La Figure 39 et la Figure 40 représentent respectivement la tension induite $V_c(t)$ obtenue par simulation et par la mesure, lorsqu'un courant transitoire $I_g(t)$ circule dans la ligne de masse, et ce suivant la proximité de celle-ci par rapport au toron caractérisée par la distance d . Le courant $I_g(t)$ circulant dans la ligne de masse est représenté sur la Figure 41.

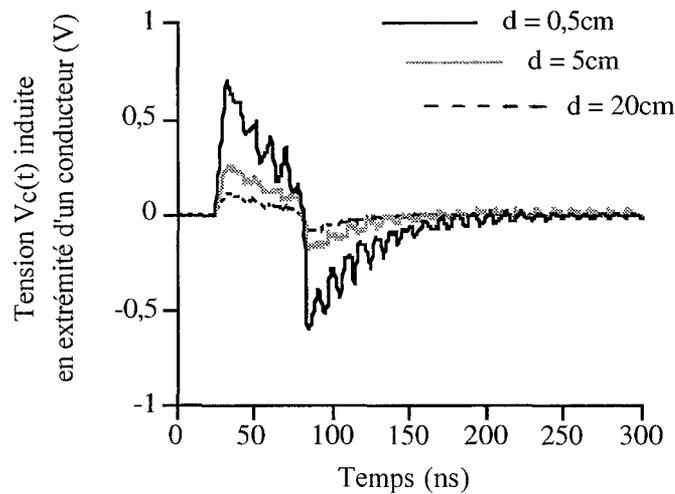


Figure 39 : Tension $V_c(t)$ simulée en fonction de la distance d

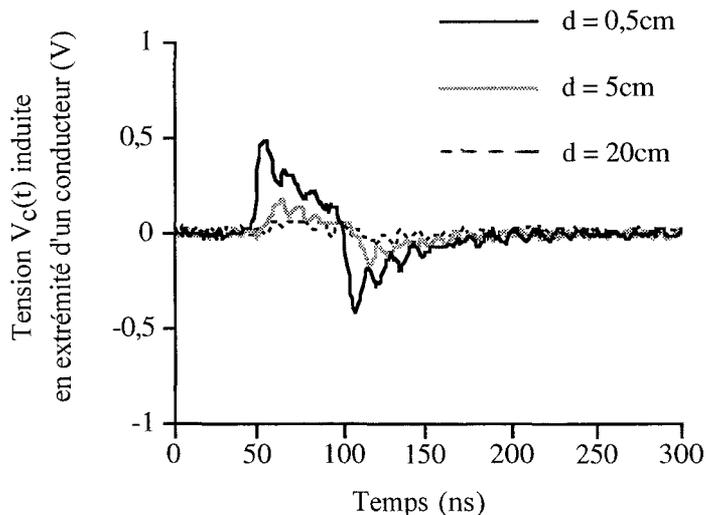


Figure 40 : Tension $V_c(t)$ mesurée en fonction de la distance d

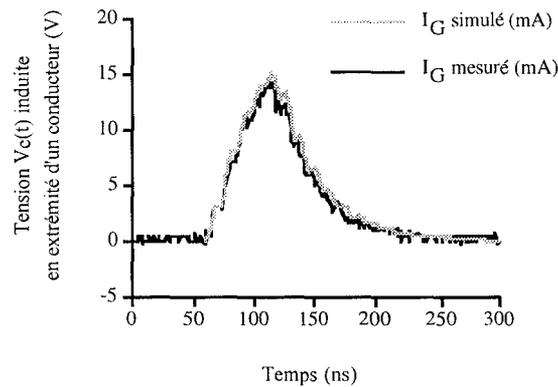


Figure 41 : Courant $I_G(t)$ circulant dans la ligne de masse

La simulation comme l'approche expérimentale confirment le résultat obtenu par le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique. Elles montrent également qu'une ligne de masse proche d'un toron et parcourue par un courant transitoire risque d'induire, pour un courant d'amplitude crête encore réaliste, une tension d'amplitude crête comparable à celle obtenue lors du test d'immunité sous salves rapides; en effet dans le cas où la ligne de masse se trouve à 5mm du toron, le courant nécessaire pour atteindre une tension induite d'un kilovolt doit être de 30A crête environ. Cette situation pourrait notamment se produire lors de manoeuvres d'organes de coupure tels que sectionneurs ou disjoncteurs.

En effet, notons que l'origine d'une perturbation de type "Transitoires Rapides en Salves" est la conséquence de l'ouverture ou de la fermeture d'un circuit électrique comportant une charge inductive. Cette charge peut par exemple être une bobine de relais, un moteur ou de manière générale une protection. [référence 7 du chapitre I]

Pour une ligne de masse distante de 5cm du toron, le courant nécessaire pour induire une tension d'amplitude crête d'un kilovolt devra être d'environ 85A crête.

Dans le cas où la ligne de masse est encore plus éloignée du toron, à 20cm par exemple, l'amplitude crête du courant devra alors être voisine de 230A.

Cette évolution de la tension V_c induite en extrémité du troisième conducteur du toron obtenue par la simulation et par la mesure en fonction de la proximité de la

ligne de masse confirme aussi le résultat obtenu par le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique.

Notre raisonnement s'est porté sur l'amplitude crête de la tension induite mais notons que l'énergie relative à cette dernière, que nous pourrions obtenir par intégration de la tension induite sur une fenêtre temporelle donnée, évolue de manière semblable; un équipement placé en extrémité du toron verrait alors une énergie croissante avec une ligne de masse de plus en plus proche.

III.2 INFLUENCE DE LA LONGUEUR L DES CONDUCTEURS ET DE LA LIGNE DE MASSE SUR LE NIVEAU DE TENSION INDUITE EN EXTREMITÉ DE TORON

Lors du test normalisé d'immunité sous salves rapides, il est demandé de se placer dans les conditions les plus représentatives de la réalité; notons que la norme CEI 1000-4-4 ne précise en aucune manière les longueurs de câbles à respecter lors du test; il est simplement indiqué de mettre rigoureusement en oeuvre l'équipement comme il le sera dans son environnement de destination. Cependant les longueurs de câbles utilisées lors de l'installation définitive n'étant malheureusement pas toujours connues, la conformité de l'équipement au test CEI 1000-4-4 reste relative à une configuration d'essai bien particulière et de toute manière propre à la longueur de câbles choisie.

Que risque alors de voir l'équipement, dans les conditions réelles d'installation, où les longueurs de câbles pourraient être bien plus importantes?

Nous proposons d'aborder le problème à l'aide de l'outil prédictif utilisé jusqu'à maintenant. Cette démarche nous permet d'évaluer la tension induite en extrémité de toron pour quelques longueurs L . La distance d entre la ligne de masse et le toron est choisie égale à 5mm afin de provoquer le couplage maximum.

La Figure 42 et la Figure 43 montrent ainsi que l'amplitude crête du courant $I_g(t)$ nécessaire pour induire une tension $V_c(t)$ d'amplitude crête comparable à celle obtenue lors du test normalisé chute avec les grandes longueurs de câbles.

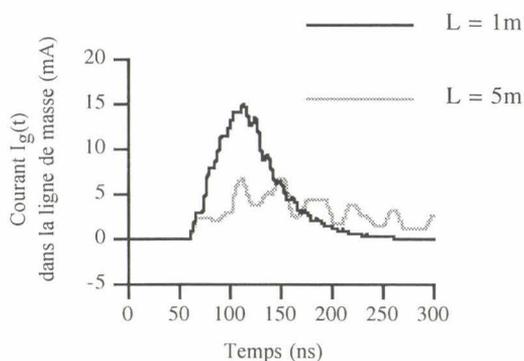


Figure 42 : Courant $I_g(t)$ simulé en fonction de la longueur L des câbles

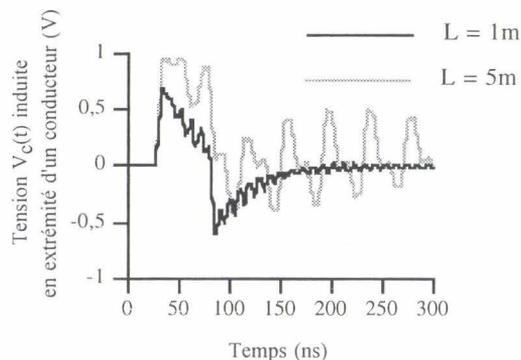


Figure 43 : Tension $V_c(t)$ simulée en fonction de la longueur L des câbles

De manière quantitative, notons qu'un courant d'amplitude crête égale à 7A suffit dans le cas d'une longueur L voisine de 5m; dans le cas d'une longueur L égale à 10m, 3A d'amplitude crête pourraient être suffisants pour induire une tension d'un kilovolt en extrémité de toron. A ce niveau, il peut être intéressant de se rendre compte que multiplier la longueur des câbles par un facteur dix équivaut en première approximation à induire, pour un courant équivalent dans la ligne de masse, une

tension d'amplitude crête dix fois supérieure. Ce raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique ne tient néanmoins pas compte des phénomènes de propagation.

Remarquons également que l'effet des grandes longueurs de câbles sur l'énergie que pourrait voir un équipement à ses entrées, une fois connecté au toron, semble encore plus conséquent; la destruction d'un composant en entrée ne serait donc pas à exclure.

Enfin, il nous semble intéressant de préciser que notre modèle de simulation fait apparaître, sur le courant $I_g(t)$ circulant dans la ligne de masse (Figure 42), et de manière encore plus significative sur la tension $V_c(t)$ (Figure 43), les phénomènes de propagation croissants avec la longueur des câbles; ceux-ci se caractérisent alors par des oscillations d'amplitudes croissantes avec la longueur des câbles. Précisons tout de même que le cas étudié ici peut être à ce propos considéré comme un cas très défavorable puisque les impédances de charge Z_0 et Z_L des trois conducteurs du toron ont été prises grandes (égales à $1M\Omega$) devant leur impédance caractéristique. Il n'y a par conséquent plus d'absorption des signaux arrivant aux différentes extrémités; en d'autres termes, "tout est réfléchi". Notons enfin que les oscillations caractéristiques des phénomènes de propagation s'atténuent tout de même dans le temps, ce qui n'apparaît pas sur la Figure 42 et sur la Figure 43 car la fenêtre explorée n'est que de 300ns.

IV. CONCLUSION

Il nous a paru important, notamment dans le cadre d'une démarche de conception d'un équipement électronique, de nous intéresser aux effets d'une exposition de l'équipement à des perturbations de type "Transitoires Rapides en Salves".

En outre, nous nous sommes attachés dans un premier temps à déterminer le niveau de tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un toron placé dans les conditions du test normalisé CEI 1000-4-4. Cette approche a été menée en fonction des impédances de charge simulant les impédances d'entrée et de sortie de deux équipements interconnectés. Menée simultanément à l'aide d'outils prédictifs basés sur la théorie des lignes couplées et par la mesure, la démarche a permis de mettre en évidence une configuration pénalisante pour un appareil électronique. Celle-ci correspond à une situation où les impédances de charge présentes en extrémité du toron sont grandes devant l'impédance présentée par la capacité du toron référencé à la masse. En effet, dans ce cas nous obtenons une tension $V_c(t)$ induite voisine de la tension $V_0(t)$ appliquée en entrée de pince de couplage qui est de l'ordre du kiloVolt.

Identifier la tension de mode commun $V_c(t)$ induite en extrémité d'un toron en fonction des impédances de charge ne serait en soi pas très utile sans connaître quelques paramètres essentiels caractérisant les équipements susceptibles d'être rencontrés en extrémité de toron.

Nous nous sommes donc attachés dans un second temps à caractériser les impédances d'entrée et de sortie d'un équipement en fonction de la nature des composants électroniques qui le composent. Pour exemple, citons l'impédance d'entrée de la plupart des fonctions logiques réalisées en technologie CMOS

présentant une résistance très élevée de l'ordre de plusieurs MégaOhms jusqu'à des fréquences de plusieurs centaines de MégaHertz.

La susceptibilité intrinsèque des composants utilisés est de la même manière un paramètre à prendre en compte. Ainsi, il devient possible d'évaluer la marge autorisée pour la perturbation avant de générer un dysfonctionnement, voire une destruction.

Précisons également que la conformité réglementaire d'un matériel au test normalisé CEI 1000-4-4 reste relative à la configuration d'essai mise en oeuvre, et de ce fait relative à la longueur des câbles utilisés.

Dans les conditions réelles d'installation, le produit testé risque alors de supporter différemment les perturbations électromagnétiques suivant les caractéristiques des matériels auxiliaires avec lesquels il sera interconnecté, suivant la proximité ou pas d'une ligne de masse et suivant la longueur des câbles. Dans la configuration du test sous salves rapides, les résultats présentés précédemment ont été obtenus pour une longueur de câbles égale à un mètre.

Dans un troisième temps, nous nous sommes alors attachés à étudier le cas où les longueurs de câbles mises en jeu sont plus grandes.

Il faut s'attendre à ce que pour une longueur de câbles de dix mètres, le courant devant circuler dans la ligne de masse voisine des liaisons d'interconnexion de l'équipement et nécessaire pour induire une tension d'un kilovolt en entrée d'équipement, soit divisé par dix.

Nous pourrions également envisager, grâce au même modèle, d'évaluer l'influence que pourraient avoir des discontinuités inductives en extrémité de la liaison de masse et ce sur le niveau de tension induite en extrémité de toron; en effet cette approche permettrait de simuler des conditions réalistes dans lesquelles nous risquons de rencontrer des liaisons à la masse, de blindage de câbles ou de goulottes métalliques par exemple, via des discontinuités inductives.

Notons enfin que dans ce chapitre, les conditions d'étude sont restées voisines de celles rencontrées lors du test normalisé CEI-1000-4-4, à savoir une référence prise par rapport à un plan métallique, alors que dans la réalité, la référence est le plus souvent assurée par le réseau de terre. Pour la suite de l'étude, la référence assurée par la ligne de masse sera par conséquent directement reliée au réseau de terre; cette configuration sera ainsi plus représentative d'une ligne de masse typique de site industriel.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] B.DEMOULIN, "Les moyens d'essai", Journées de conférences plénières, 8^{ème} Colloque international sur la CEM, LILLE, 2 au 5 Septembre 1996, Actes des journées de conférences plénières, pp.12-20.
- [2] L.KONE, "Conception d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Octobre 1989, pp.173-174.
- [3] M.KUNT, "Traitement numériques des signaux", DUNOD, 1981.
- [4] B.DEMOULIN, L.KONE, M.ROCHDI, P.DEGAUQUE, "Techniques de calibration et de traitement des signaux pour la mesure de l'efficacité de blindage des câbles au moyen des méthodes temporelles", Annale des Télécommunications, 43, N°11-12, 1988.
- [5] B.Y.D.COUDORO, "Etude phénoménologique de la sensibilité des circuits logiques fonctionnant en régime dynamique soumis aux effets induits par des champs électromagnétiques", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Octobre 1993, pp.55-56.
- [6] NATIONAL SEMICONDUCTOR DataBook - "FACTTM - Advanced - CMOS Logic", Printed in USA, 1989.
- [7] B.HEDDEBAUT, "Etude phénoménologique et modélisation du comportement des fonctions logiques élémentaires TTL et CMOS soumises à des perturbations induites par couplages électromagnétiques", Thèse de doctorat en Electronique, Université de LILLE, Septembre 1992.
- [8] H.LESTIENNE, Ph.CAU, J.BAUDET, B.DEMOULIN, "Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des impulsions de fort niveau", Rapport de contrat n° U3 3007048 IL, 30 Septembre 1994.

[9] H.LESTIENNE, J.BAUDET, O.DRUANT, B.DEMOULIN, "Etude des processus de destruction des amplificateurs opérationnels soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau ", 8^{ème} Colloque international sur la CEM, LILLE, 2 au 5 Septembre 1996, E2.6, pp.413-418.

[10] O.DRUANT, "Etude des amplificateurs opérationnels perturbés par des signaux de fréquences très supérieures à leur bande passante", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Juin 1998, pp.63-64 et pp.79-80.

[11] B.DEMOULIN, J.BAUDET, L.KONE, H.LESTIENNE, Ph.CAU, F.DUCHEMIN, "Rapport intermédiaire sur la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau", Rapport intermédiaire de contrat n° U3 3007048 IL, Mars 1994.

[12] P.DUMON, "Parasites secteur de "vrai" mode commun: mesure et réseau de simulation", 5^{ème} Colloque sur la CEM, EVIAN, Septembre 1989, Article additionnel.

[13] A.CHAROY, "Parasites et perturbations des électroniques", Tome 3, DUNOD, pp.80-81.

[14] K.E.DOGBE, "Etude des anomalies introduites par des perturbations électromagnétiques parvenant sur les bus d'informations reliant un microprocesseur à une mémoire externe", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Septembre 1994.

[15] J.BAUDET, H.LESTIENNE, O.DRUANT, B.DEMOULIN, "Sensibilité des composants électroniques intégrés soumis à des champs perturbateurs", Revue des électriciens et électroniciens REE, Janvier 1998, pp.74-79 n°1.

CHAPITRE III

*CONTRAINTES DE PERTURBATIONS DE TYPE
"TRANSITOIRES RAPIDES EN SALVES"
IMPOSEES A DES EQUIPEMENTS
ELECTRONIQUES PLACES DANS DES
CONDITIONS REALISTES D'INSTALLATION :
RAISONNEMENT MENE AU MOYEN DU
CONCEPT D'IMPEDANCE DE TRANSFERT*

I. INTRODUCTION.....	118
II. DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE.....	121
II.1 LE CONCEPT D'IMPEDANCE DE TRANSFERT ADAPTE AU CAS D'UN EQUIPEMENT ELECTRONIQUE RAPPORTE AU RESEAU DE TERRE.....	121
II.1.1 Détermination de la tension de mode commun induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle.....	121
II.1.2 Limite de validité du concept d'impédance de transfert.....	124
II.2 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE TRESSE DE CUIVRE.....	125
II.2.1 Approche expérimentale.....	126
II.2.1.1 Conditions expérimentales.....	126
II.2.1.2 Détermination de l'impédance de transfert par la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle (première approche expérimentale).....	128
II.2.1.2.1 Mesure sur une impédance de charge égale à 50Ω de la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle.....	128
II.2.1.2.2 Evolution de l'impédance de transfert avec la fréquence.....	129
II.2.1.3 Détermination de l'impédance de transfert à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la liaison de masse (seconde approche expérimentale).....	130
II.2.1.3.1 Schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse.....	131
II.2.1.3.2 Confrontation des deux démarches expérimentales.....	133
II.2.1.3.3 Démarche expérimentale menée à partir de la mesure de la tension V_c sur une impédance de charge égale à $1M\Omega$	135
II.2.2 Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3].....	140
II.2.3 Influence de la proximité de la ligne de masse.....	143
II.3 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE GOULOTTE METALLIQUE EN "U".....	146
II.3.1 Conditions expérimentales.....	146
II.3.2 Confrontation des résultats obtenus par les approches expérimentales et par le calcul estimatif.....	147
II.3.3 Confrontation au cas d'une liaison de masse assurée par une tresse de cuivre.....	150
II.3.4 Evolution de l'impédance de transfert suivant que le conducteur de contrôle se trouve à l'intérieur ou à l'extérieur de la goulotte métallique en "U".....	151

II.4 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT POUR DES CAS SUSCEPTIBLES D'ETRE RENCONTRES SUR SITE INDUSTRIEL	152
II.5 CONCLUSION.....	155
III. DETERMINATION DE LA TENSION DE MODE COMMUN INDUITE AUX EXTREMITES D'UN CONDUCTEUR DE CONTRÔLE SUIVANT LE COURANT VEHICULE PAR LA LIGNE DE MASSE.....	157
III.1 Modèle de simulation utilisé	158
III.2 Evolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction des conditions de charge du conducteur de contrôle	160
III.2.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω	161
III.2.1.1 Validation du modèle de simulation: Cas du courant impulsionnel I_G à fronts larges....	162
III.2.1.2 Exploitation du modèle pour simuler le cas du courant impulsionnel I_G à fronts raides	164
III.2.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$	165
III.2.3 Cas des impédances de charge Z_0 égale à 50Ω et Z_L égale à $1M\Omega$	167
III.3 Évolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction de la longueur du conducteur de contrôle	169
III.3.1 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts larges.....	169
III.3.2 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts raides	170
III.4 Corrélation entre l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ véhiculé par la ligne de masse et l'amplitude de la tension $V_c(t)$ obtenue en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4.....	171
III.4.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω	173
III.4.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$	174
III.4.3 Cas des impédances de charge: $Z_0=50\Omega$ - $Z_L=1M\Omega$	175
IV. CONCLUSION	176

I.INTRODUCTION

Le scénario reproduit par le test normalisé CEI 1000-4-4 soumettant un équipement électronique à des perturbations de type "Transitoires Rapides en Salves", présenté au chapitre II, peut être stimulé dans la réalité par des parasites générés par l'impédance commune du réseau de terre d'une installation.

En d'autres termes, un courant parasite I_T s'écoulant dans le réseau de terre, dû à un coup de foudre ou des défauts sur le réseau électrique par exemple, risque d'engendrer une différence de potentiel $\Delta V(t)$ entre les deux prises de terre T_1 et T_2 propres à deux équipements A et B qui échangent des informations, comme l'illustre la Figure 1.

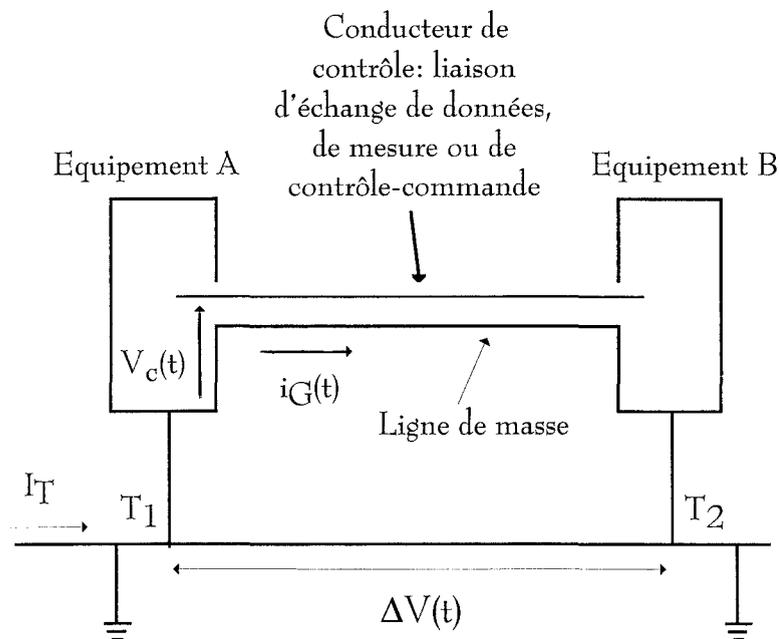


Figure 1 : Schéma représentatif de la réalité d'une installation

La différence de potentiel $\Delta V(t)$ va elle-même provoquer l'apparition d'un courant transitoire de mode commun $i_G(t)$ dans la ligne de masse. La ligne de masse peut être matérialisée par un conducteur banalisé, un blindage de câble ou une goulotte

métallique par exemple. Notons en outre que l'apparition de ce courant $i_G(t)$ pourrait également être causée par la présence d'un champ transitoire ambiant.

La répartition du courant $i_G(t)$ va ensuite dépendre de l'impédance présentée par la "boucle entre masses" formée par la ligne de masse et le réseau de masse général. Si des discontinuités inductives venaient à exister entre la ligne de masse et le réseau de masse général, le courant $i_G(t)$ risquerait non plus de s'écouler en quasi-totalité dans le réseau de masse général mais vers la ligne de masse voisine des circuits électroniques via les impédances de mode commun. Dans ces conditions, le courant $i_G(t)$ induira une tension de mode commun $V_c(t)$ qui pourrait mettre en défaut l'équipement A par exemple.

Le but de ce chapitre est donc de chiffrer l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ dans la ligne de masse pour que se produise sur l'équipement A un parasite d'amplitude ou d'énergie comparable à celui généré durant le test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves".

Dans une configuration représentative d'une ligne de masse typique de site industriel où cette dernière est interconnectée au réseau de terre, nous étudierons au moyen du concept d'impédance de transfert quelques variantes physiques d'une ligne de masse par rapport à un conducteur de contrôle. Ce dernier simulera une liaison d'échange de données, de mesure ou de contrôle-commande.

La notion d'impédance de transfert est fondée sur le principe de frontière topologique d'une structure pouvant véhiculer un parasite électromagnétique sans que celui-ci soit intégralement retrouvé à l'intérieur de la structure; en d'autres termes, une faible partie de l'énergie risque de pénétrer à l'intérieur de la structure. Dans le cas d'un câble coaxial par exemple, le couplage de mode commun, à la base des problèmes de compatibilité électromagnétique, est souvent plus important via l'impédance de transfert entre l'âme centrale et son blindage que par une induction directe de champs perturbateurs dans la petite boucle de mode différentiel.

Précisons tout de même que dans le cas d'une illumination, le conducteur de contrôle serait exposé au champ électromagnétique de la même manière que la ligne de masse; dans ces conditions, l'utilisation du concept de frontière topologique ne serait plus justifiée. Dans le cadre de notre étude, seuls les problèmes exclusivement conduits seront donc traités. De toute manière, quelque que soit le type de source de perturbation électromagnétique, le résultat final restera un courant parasite véhiculé par les réseaux de câbles, de masse et de terre.

Nous nous attacherons tout d'abord, par voie expérimentale ainsi que par l'"approximation des fils fins", à déterminer l'impédance de transfert d'une ligne de masse assurée par une tresse de cuivre en montrant notamment l'influence de la proximité de celle-ci par rapport au conducteur de contrôle.

De la même manière nous évaluerons dans un second temps, l'impédance de transfert d'une ligne de masse assurée par une goulotte métallique en "U".

Il s'agira dans un troisième temps d'estimer, pour quelques cas réalistes de site industriel, l'impédance de transfert entre une ligne de masse et un conducteur de contrôle.

Toute cette démarche nous permettra en outre d'apprécier le rôle de blindage que peut tenir la ligne de masse par rapport au conducteur de contrôle, et ce vis à vis d'une perturbation électromagnétique véhiculée par les réseaux de masse et de terre.

Enfin, une approche par simulation intégrant le paramètre impédance de transfert nous permettra de déterminer, en fonction du courant perturbateur $i_G(t)$, la tension de mode commun $V_c(t)$ induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle suivant ses conditions de charge et sa longueur.

La corrélation entre l'amplitude du courant transitoire dans la ligne de masse et l'amplitude de la tension obtenue en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4 pourra alors être possible.

II. DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE

Comme nous l'avons précisé en introduction, nous allons utiliser le concept d'impédance de transfert dans le but d'exprimer le couplage de mode commun se produisant entre une ligne de masse et un conducteur de contrôle voisin.

Voyons tout d'abord quel raisonnement nous allons mener pour déterminer la tension de mode commun induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle en fonction du courant parasite qui circule dans une ligne de masse voisine et dans quelle mesure le concept d'impédance de transfert reste applicable.

II.1 LE CONCEPT D'IMPEDANCE DE TRANSFERT ADAPTE AU CAS D'UN EQUIPEMENT ELECTRONIQUE RAPPORTE AU RESEAU DE TERRE

II.1.1 Détermination de la tension de mode commun induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle

Le concept d'impédance de transfert représente dans le cas présent l'effet d'un courant parasite véhiculé par une boucle de masse qui se caractérise par l'induction d'une tension en extrémité d'un conducteur de contrôle voisin.

L'estimation de la tension de mode commun, qui apparaît en entrée d'un équipement électronique lorsqu'un courant transitoire I_G circule dans une ligne de masse, pourra alors se faire au moyen du concept d'impédance de transfert. L'impédance de transfert Z_{tG} est mesurée à l'aide d'un dispositif inspiré du schéma de la Figure 2.

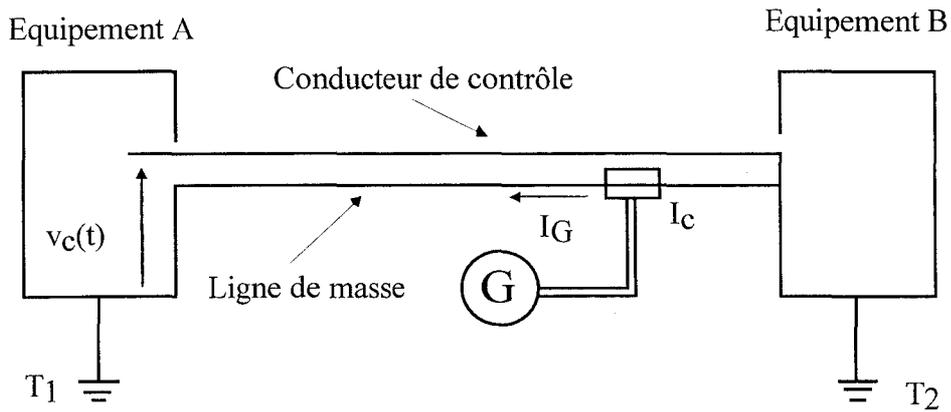


Figure 2 : Principe de la mesure d'impédance de transfert

Le principe consiste, au moyen d'un transformateur torique I_C connecté à une source G de signaux radio-fréquence, à injecter un courant I_G dans la ligne de masse.

Un conducteur de contrôle parallèle à la ligne masse est court-circuité côté B et ouvert côté A. On mesure alors la tension V_c qui apparaît entre cette extrémité et la masse. L'impédance de transfert Z_{tG} de la ligne de masse est alors donnée par le rapport suivant:

$$Z_{tG} = \frac{V_c}{I_G} \quad (1).$$

L'impédance de transfert Z_{tG} pouvant varier en fonction de la position du conducteur de contrôle par rapport à la ligne de masse, en fonction du type du conducteur de contrôle utilisé comme celui de la ligne de masse, plusieurs configurations sont testées.

L'impédance de transfert Z_{tG} connue, nous pouvons estimer l'amplitude de la tension $V_c(t)$ qui apparaît en extrémité du conducteur de contrôle. Le schéma équivalent basse fréquence au scénario de la Figure 1 est représenté sur la Figure 3.

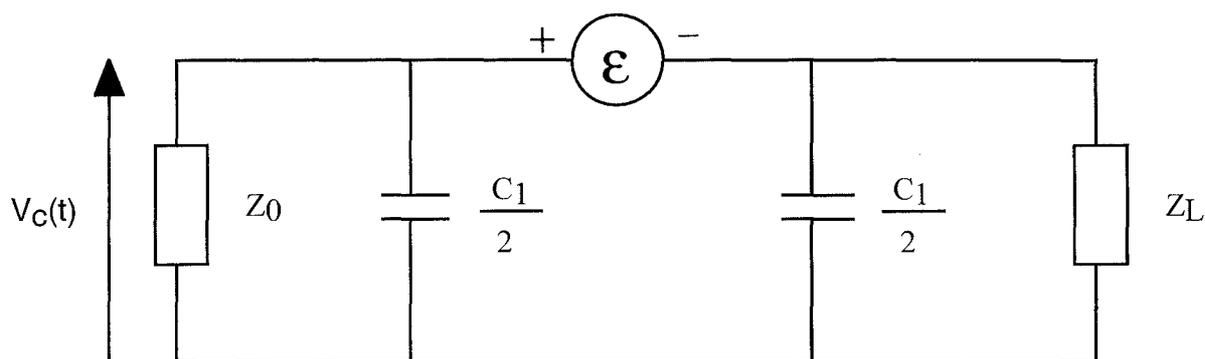


Figure 3 : Schéma équivalent au scénario de la Figure 1

où Z_0 et Z_L sont les impédances équivalentes de charge (grandes devant l'impédance caractéristique Z_{c1} présentée par le conducteur de contrôle), C_1 la capacité du conducteur de contrôle par rapport à la ligne de masse qui constitue la référence de notre système (l'inductance L_1 du conducteur de contrôle n'est pas prise en compte dans ce schéma équivalent, car en basse fréquence, l'impédance qu'elle présente reste petite devant les impédances de charge Z_0 et Z_L du conducteur de contrôle), et $\varepsilon(\omega)$ une source de force électromotrice qu'on exprime de la manière suivante:

$$\varepsilon(\omega) = Z_{tG}(\omega) I_G(\omega) \quad (2).$$

Notons que la source de tension $\varepsilon(\omega)$ est naturellement fonction de la longueur des conducteur de contrôle et ligne de masse mis en jeu; en effet si l'impédance de transfert Z_{tG} devait être exprimée en ohms par mètre alors l'expression (2) serait à multiplier par la longueur des câbles.

Le spectre du courant perturbateur transitoire connu $I_G(\omega)$, on peut ensuite calculer $V_c(\omega)$ et par transformée de Fourier inverse, en déduire $V_c(t)$:

$$V_c(t) = \text{TF}^{-1}[V_c(\omega)] \quad (3).$$

II.1.2 Limite de validité du concept d'impédance de transfert

L'impédance de transfert Z_{tG} apparaît comme un paramètre quasiment intrinsèque d'une ligne de masse.

Son évaluation peut se révéler fort utile pour intégrer dans la théorie des lignes le couplage de mode commun dû à la circulation d'un courant parasite I_G dans cette même ligne de masse. Il suffit alors sur site de mesurer le courant I_G puis, connaissant Z_{tG} , de déduire la source de tension $\varepsilon(\omega)$ à intégrer dans le formalisme des lignes couplées. Néanmoins cette méthode possède l'inconvénient d'être relative à une configuration donnée; en effet, nous ne pouvons pas en toute rigueur parler d'impédance de transfert d'une ligne de masse en général puisqu'elle va dépendre de plusieurs paramètres comme la présence de discontinuités inductives, notamment lors de raccordements mécaniques par exemple, avec le réseau de masse général. Dans certaines conditions, la tension aux bornes de ces discontinuités risquerait d'atteindre une amplitude bien supérieure à la source de tension apportée par l'impédance de transfert propre à la ligne de masse.

Dans certains cas, il peut alors être préférable de mesurer directement la tension $\varepsilon(\omega)$ sur site.

Notons que par définition, le concept d'impédance de transfert reste général, et peut par conséquent s'appliquer à des lignes de masse usuelles comme les goulottes métalliques mais aussi à un simple conducteur de terre. Cette extension reste possible tant que la condition suivante est vérifiée: l'amplitude du courant induit I sur le conducteur de contrôle doit conserver une amplitude bien plus faible que l'amplitude du courant transitoire I_G véhiculé par la ligne de masse.

Dans le cas d'une installation bien réalisée sur le plan de la compatibilité électromagnétique, les courants dérivés dans le conducteur de contrôle prendront bien une valeur plus petite que les courants à la base des couplages par impédance commune.

Dans le cas contraire, une révision du modèle usuel à lignes couplées serait nécessaire. [1]

Revenons à un des principaux soucis des industriels qui est de maintenir la fiabilité de leurs outils de production. Dans ce but, les actions menées en compatibilité électromagnétique sur les installations doivent permettre d'assurer une bonne cohabitation entre les sources de perturbations et les matériels sensibles; un moyen pour y arriver peut être la réduction des couplages. Dans le cas présent, ceci va consister à réduire au minimum l'impédance de transfert entre la ligne de masse et le conducteur de contrôle, paramètre que nous évaluerons par une approche expérimentale dans le paragraphe "Détermination de l'impédance de transfert dans le cas d'une ligne de masse assurée par une tresse de cuivre" et le paragraphe "Détermination de l'impédance de transfert dans le cas d'une ligne de masse assurée par une goulotte métallique en "U"".

II.2 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE TRESSE DE CUIVRE

Nous avons choisi de traiter le problème par la voie expérimentale, mais l'évaluation de l'impédance de transfert peut aussi être menée par modélisation théorique comme l'ont proposé plusieurs auteurs. [Référence 9 du chapitre 1] et [2]

Dans ce premier cas étudié, la ligne de masse est assurée par une tresse plate de cuivre, le conducteur de contrôle est un simple fil de cuivre. Cette configuration simple sans câble blindé, ni goulotte métallique avec discontinuités, ne correspond peut-être pas idéalement à la réalité d'un site, mais va dans un premier temps nous permettre de valider notre démarche expérimentale.

II.2.1 Approche expérimentale

La première étape va consister à déterminer en fonction de la fréquence l'impédance de transfert Z_{t_G} de la ligne de masse, à partir d'une mesure sur 50Ω de la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle. Par un raisonnement mené à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse, nous tenterons dans une seconde étape, de confirmer le résultat obtenu par la première approche.

II.2.1.1 Conditions expérimentales

Pour mener à bien cette démarche expérimentale, nous choisissons un dispositif inspiré du schéma de la Figure 4, où le conducteur de contrôle est court-circuité à la ligne de masse côté prise de terre T_1 .

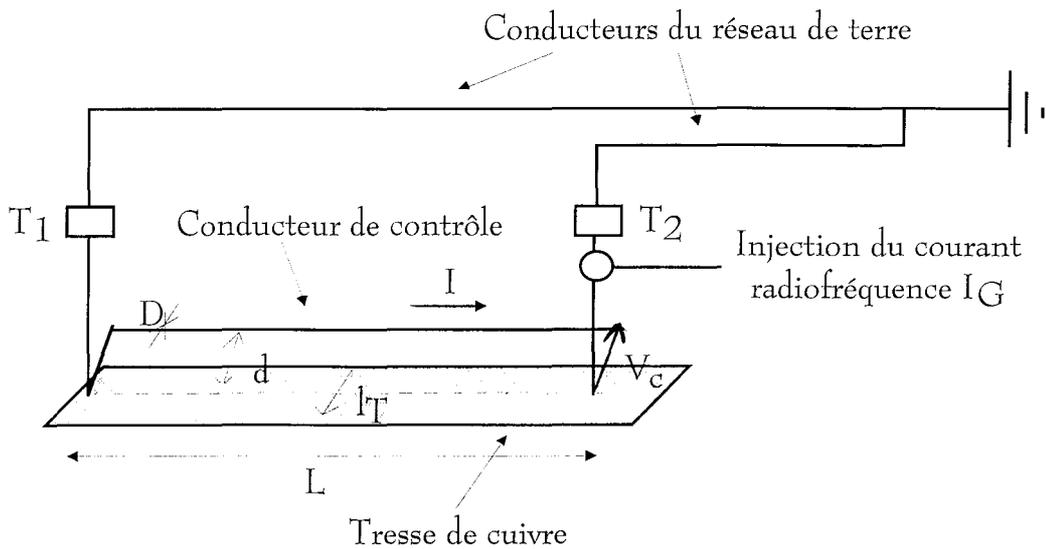


Figure 4: Dispositif utilisé pour la mesure d'impédance de transfert

Les paramètres essentiels de cette figure sont les suivants:

- ◆ Longueur du conducteur de contrôle et de la ligne de masse: $L = 1\text{m}$,
- ◆ Largeur de la ligne de masse (tresse plate de cuivre): $l_T = 17\text{mm}$,
- ◆ Diamètre du conducteur de contrôle (simple fil de cuivre): $D = 1\text{mm}$.

La réalité du dispositif d'injection du courant parasite dans le réseau de terre et de la mesure de tension induite en extrémité du conducteur de contrôle apparaît sur les figures 5 et 6. On y distingue les pinces grise et noire permettant respectivement l'injection et le contrôle du courant véhiculé par la ligne de masse, ainsi qu'un conducteur de cuivre (fil rouge) assurant le rôle du conducteur de contrôle qui est placé tout contre la tresse de masse.

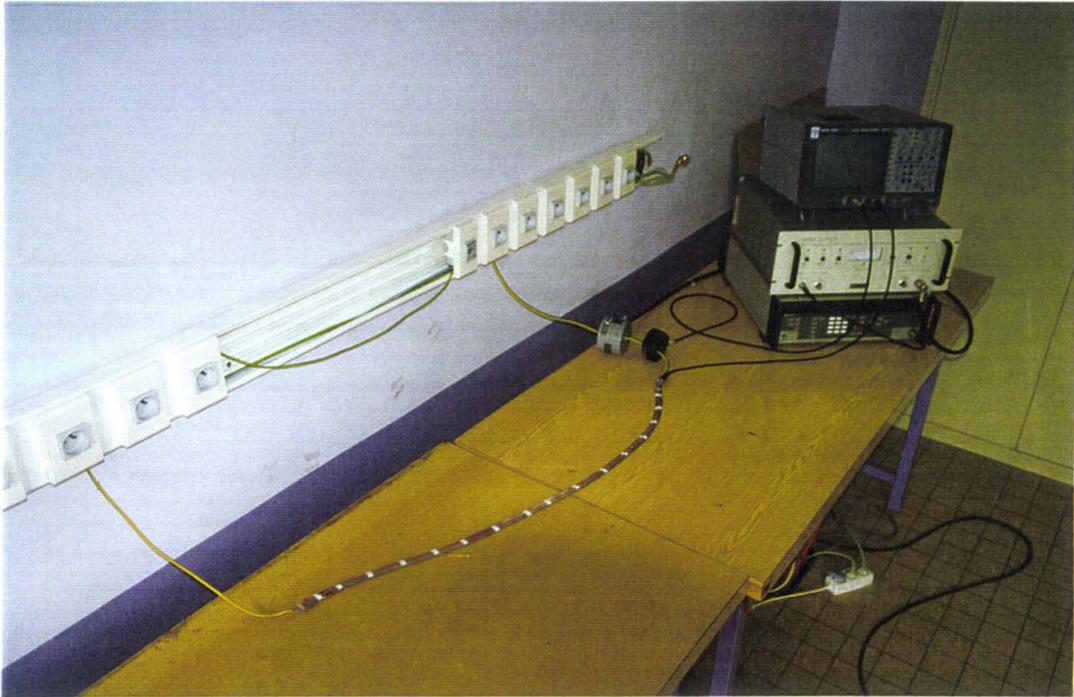
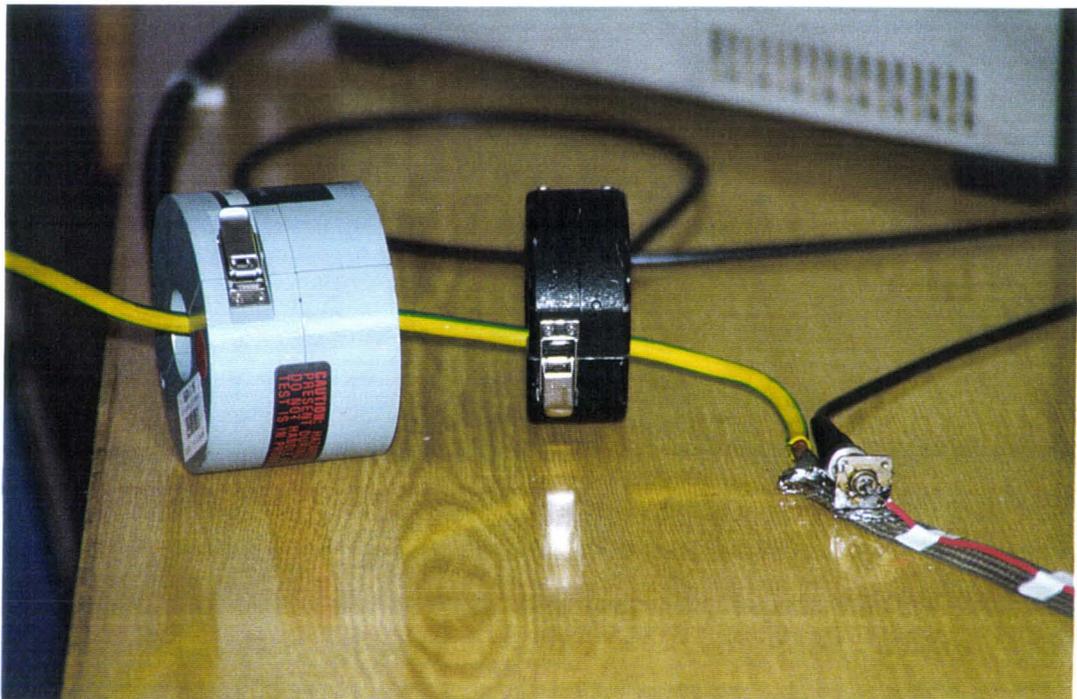


Figure 5 et Figure 6: Dispositif utilisé pour la mesure d'impédance de transfert



La longueur du conducteur de contrôle et de la ligne de masse étant choisie égale à un mètre, l'impédance de transfert Z_{tG} sera exprimée en ohm par mètre. Précisons également que la proximité entre le conducteur de contrôle et la ligne de masse est caractérisée par la distance d , sensiblement nulle dans un premier temps puisque le conducteur de contrôle est placé tout contre la ligne de masse ($d \neq 0$).

Afin d'éviter d'introduire involontairement des perturbations dans le réseau de terre voisin au banc de mesure, tout appareil utilisé pour l'injection ou pour la mesure n'est pas relié aux prises de terre T_1 et T_2 . Cette précaution est prise pour éviter également d'introduire dans ce même réseau de terre, des impédances non connues, des "boucles entre masses" non maîtrisées comme celle qui pourrait apparaître lors du rebouclage de la terre par le câble d'alimentation de l'oscilloscope, sa masse, le blindage du câble de mesure de la tension V_c et la ligne de masse.

II.2.1.2 Détermination de l'impédance de transfert par la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle (première approche expérimentale)

II.2.1.2.1 Mesure sur une impédance de charge égale à 50Ω de la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle

La mesure de la tension de mode commun V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle, référencée à la ligne de masse, est faite en fonction de la fréquence sur une impédance de 50Ω .

D'une part, l'impédance de charge pour la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle est choisie égale à 50Ω après une démarche infructueuse menée avec une impédance de charge égale à $1M\Omega$, et ce pour les raisons qui seront présentées au paragraphe "Démarche expérimentale menée à partir de la mesure de la tension V_c sur une impédance de charge égale à $1M\Omega$ ".

D'autre part, la bande de fréquences explorée couvre la gamme 20kHz-10MHz. Nous nous limitons à une fréquence supérieure, égale à 10MHz puisqu'au delà le courant I_G n'est plus uniformément réparti. La mesure du courant I_G ne serait alors plus réaliste.

Précisons néanmoins que lors de la phase de simulation, dans le but de déterminer la tension de mode commun V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle suivant ses conditions de charge (paragraphe III.2), il nous sera nécessaire de connaître l'impédance de transfert sur une bande de fréquences beaucoup plus large; ceci s'explique par le fait que le courant transitoire injecté dans la ligne de masse, aura à ce moment-là un spectre qui s'étend jusqu'à environ 200MHz. Dans ces conditions nous tenterons, comme nous le verrons plus loin, d'estimer l'impédance de transfert pour les fréquences supérieures à 10MHz.

II.2.1.2.2 Evolution de l'impédance de transfert avec la fréquence

Dans le cas où la distance d entre le conducteur de contrôle et la tresse de cuivre est sensiblement nulle, l'impédance de transfert Z_{tG} , déduite de la mesure sur 50Ω de la tension V_c , semble croître linéairement avec la fréquence comme le montre la Figure 7.

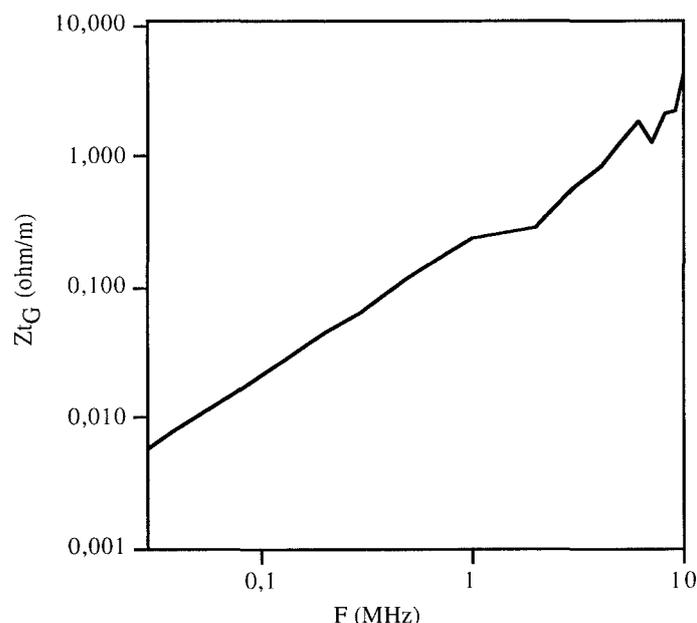


Figure 7: Evolution avec la fréquence de l'impédance de transfert (déduite de la mesure sur 50Ω de la tension V_c)

Elle est dans le cas présent de l'ordre de quelques dizaines de milli-ohms par mètre aux fréquences voisines de 100kHz.

Compte-tenu des longueurs faibles devant la longueur d'onde du courant circulant dans la ligne de masse, cherchons par la notion de flux à expliquer l'évolution de la tension V_c .

Par la variation de flux magnétique à travers la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse, nous obtenons une tension V_c variable avec la fréquence; ceci s'explique en examinant la relation (4) donnant la force électromotrice induite $e(t)$.

$$e(t) = - \frac{d\Phi(t)}{dt} \text{ avec } H(t) = H_x \cdot \cos(\omega t) \quad (4).$$

$$\text{Ainsi } |e| = \omega \cdot \mu_0 \cdot H_x \cdot S \quad (5).$$

Or pour un courant constant avec la fréquence dans la ligne de masse, le champ magnétique l'est également, et par conséquent, la force électromotrice induite dans le conducteur de contrôle croît linéairement avec la fréquence.

Cette caractéristique nous permettra aussi d'estimer l'impédance de transfert pour les fréquences supérieures à 10MHz.

Par un raisonnement mené à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse, tentons maintenant de valider la première approche expérimentale.

II.2.1.3 Détermination de l'impédance de transfert à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la liaison de masse (seconde approche expérimentale)

En conservant la configuration où le conducteur de contrôle est plaqué contre la tresse de cuivre ($d \neq 0$), cette étape va consister à valider l'approche expérimentale précédente basée sur la mesure sur 50Ω de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle.

II.2.1.3.1 Schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse

Faisons l'hypothèse que la boucle formée par la ligne de masse et le conducteur de contrôle relié à celle-ci du côté de la prise de terre T_1 (comme représentée sur la Figure 4), se comporte comme une source de courant I débitant sur une impédance Z_{boucle} .

Par analogie, le schéma équivalent de la boucle (schéma de NORTON), a pour dual le schéma de THEVENIN apparaissant sur la Figure 8.

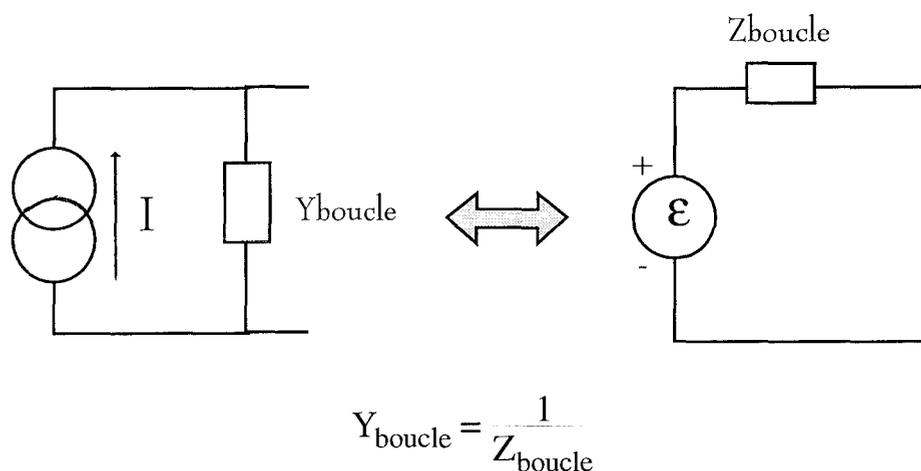


Figure 8: Schémas équivalents de NORTON-THEVENIN

où la source de tension ϵ peut être obtenue de la manière suivante:

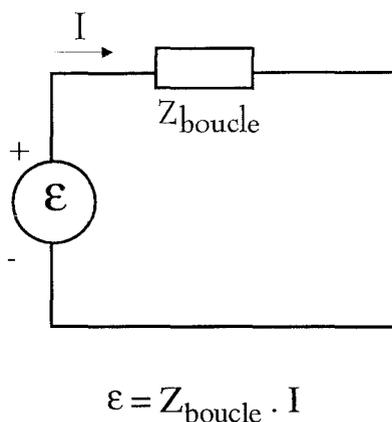


Figure 9: Détermination de la source de tension ϵ

En effet, la source de tension équivalente ϵ est la tension aux bornes de son impédance interne Z_{boucle} parcourue par un courant I .

L'idée est de comparer la tension induite V_c mesurée sur 50Ω au paragraphe "Détermination de l'impédance de transfert par la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle" à la tension V_c déduite du schéma équivalent suivant:

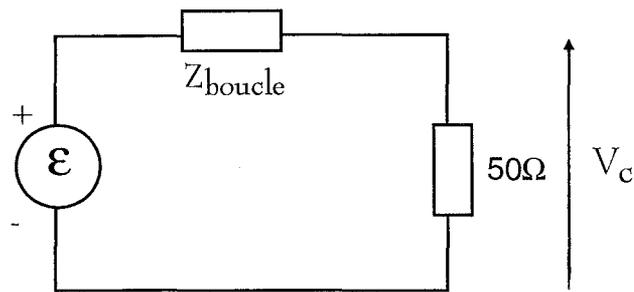


Figure 10: Schéma équivalent à la configuration de mesure sur 50Ω de la tension V_c

Nous pouvons doré et déjà envisager que Z_{boucle} sera très inférieure à 50Ω tout du moins en basse fréquence; nous devrions alors obtenir $V_c \approx \epsilon$.

Si le conducteur de contrôle est court-circuité aux deux extrémités à la masse, le courant I peut être déterminé par la mesure suivante:

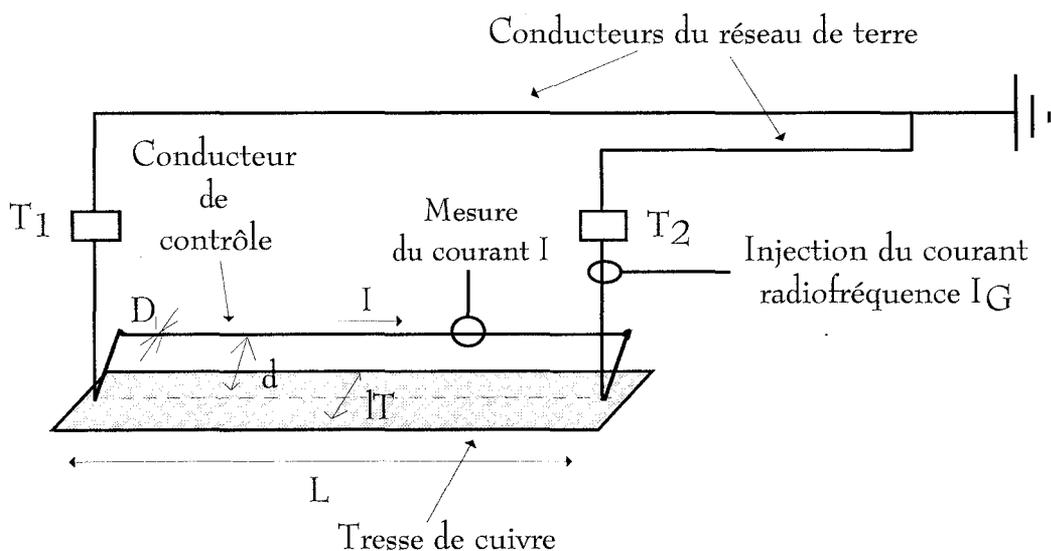
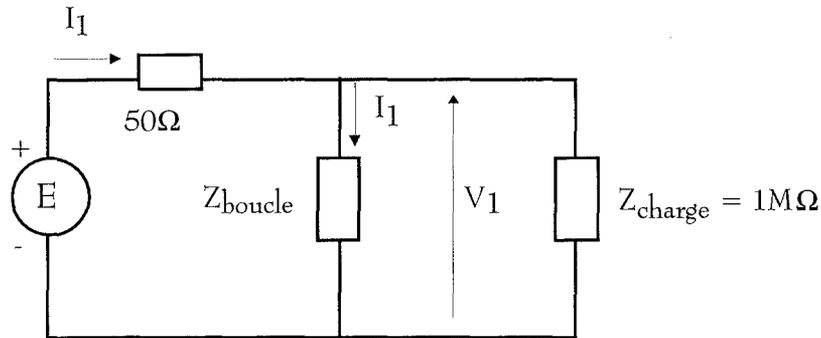


Figure 11: Dispositif utilisé pour la mesure du courant I

En isolant la boucle constituée du conducteur de contrôle et de la ligne de masse du reste du réseau de terre, il faut ensuite mesurer l'impédance Z_{boucle} ; nous procédons par la "Méthode des courants-tensions" bien connue, dont le principe est présenté sur la Figure 12.



où $Z_{\text{boucle}} = V_1 / I_1$

Figure 12: Mesure de l'impédance Z_{boucle} par la "Méthode des courants-tensions"

La mesure de Z_{boucle} confirme qu'elle est bien très inférieure à 50Ω en basse fréquence; nous obtenons par conséquent $V_c \neq \varepsilon$.

II.2.1.3.2 Confrontation des deux démarches expérimentales

Afin de synthétiser toute cette démarche, nous nous proposons de regrouper dans un même tableau (Tableau 1) les différents paramètres nécessaires à l'étude qui sont soit mesurés, soit déduits de mesures par calculs.

$F_{\text{fixée}}$ (MHz)	V_c mesurée sur 50Ω (mV)	I_G mesuré (mA)	$Z_{tG \text{ mesurée}} = V_c \text{ mesurée sur } 50\Omega / I_G$ (Ω/m)
0,03	6,3	1077	0,006
0,05	11,6	1166	0,010
0,1	25,0	1188	0,021
0,5	78,4	680	0,115
1	97,6	406	0,241
5	241,0	188	1,282
10	261,0	63	4,145

Tableau 1: Synthèse de la démarche expérimentale menée pour évaluer l'impédance de transfert Z_{tG} (première approche expérimentale: $Z_{tG \text{ mesurée}}$)

$F_{\text{fixée}}$ (MHz)	$I_{\text{mesuré}}$ (mA)	$V_{\text{l mesurée}}$ (mV)	$I_{\text{l mesuré}}$ (mA)	Z_{boucle} (Ω/m)	$V_{\text{e calculée}}$ (mV)	$I_{\text{G mesuré}}$ (mA)	$Z_{\text{tG calculée}} = V_{\text{e calculée}} / I_{\text{G}}$ (Ω/m)
0,03	7,7	106	530	0,20	1,5	211	0,007
0,05	12,6	171	726	0,24	3,0	273	0,011
0,1	19,0	383	944	0,41	7,7	346	0,022
0,5	15,2	1650	968	1,70	25,9	225	0,115
1	10,1	2830	872	3,25	32,8	139	0,236
5	5,1	6300	412	15,29	78,6	68	1,152
10	2,5	8680	265	32,75	80,6	29	2,789

Suite du Tableau 1 (seconde approche expérimentale: $Z_{\text{tG calculée}}$)

L'impédance de transfert obtenue à partir du schéma équivalent de la boucle formée du conducteur de contrôle et de la ligne de masse est en accord avec l'impédance de transfert obtenue par une mesure directe de la tension V_c sur 50Ω , comme le montre la Figure 13.

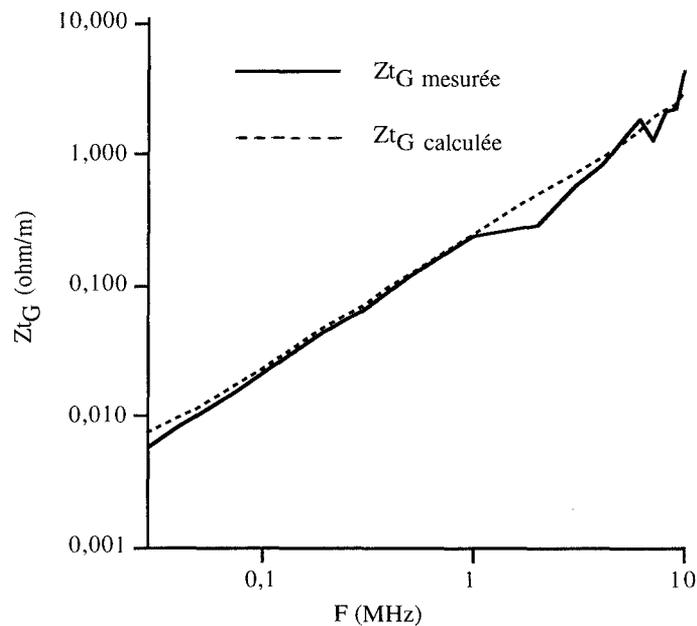


Figure 13: Détermination de l'impédance de transfert par les deux démarches expérimentales

La méthode d'évaluation de l'impédance de transfert par la mesure sur 50Ω de la tension V_c nous semble donc possible et nous l'utiliserons pour la suite de l'étude;

notons aussi que par souci de vérification, les impédances de transfert obtenues par ces deux démarches expérimentales seront, au paragraphe "Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3]", comparées à celle obtenue par l'estimation à partir de l'"approximation des fils fins", qui elle ne prend en considération que le comportement inductif.

II.2.1.3.3 Démarche expérimentale menée à partir de la mesure de la tension V_c sur une impédance de charge égale à $1M\Omega$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, une autre démarche expérimentale infructueuse, basée sur la mesure sur $1M\Omega$ de la tension V_c , avait initialement été menée.

En effet, l'impédance de transfert obtenue par cette méthode ne concorde pas avec celle acquise par la mesure de la tension V_c sur 50Ω , ni avec l'impédance de transfert obtenue à partir du schéma équivalent de la boucle de mode différentiel.

Toujours dans le cas du conducteur de contrôle plaqué contre la tresse de cuivre ($d \neq 0$), par cette autre méthode nous obtenions déjà en basse fréquence, pour des fréquences de quelques dizaines de kiloHertz, une impédance de transfert Z_{tG} de l'ordre d'un ohm alors que l'on pouvait s'attendre à obtenir l'impédance de surface propre à la tresse.

En ne considérant que le comportement inductif, cette dernière déduite de l'inductance mesurée de la tresse de cuivre ($\approx 0,5\mu H/m$ à $20kHz$), est voisine de $60m\Omega/m$ à $20kHz$. Cette valeur apparaît tout de même beaucoup plus proche de celle obtenue par les deux approches expérimentales validées jusqu'ici.

Il semblerait alors que la valeur de l'impédance de charge (50Ω ou $1M\Omega$), utilisée pour la mesure de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle, influe sur le résultat. Pour tenter d'expliquer ce phénomène, nous nous proposons de raisonner à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse apparaissant sur la Figure 14.

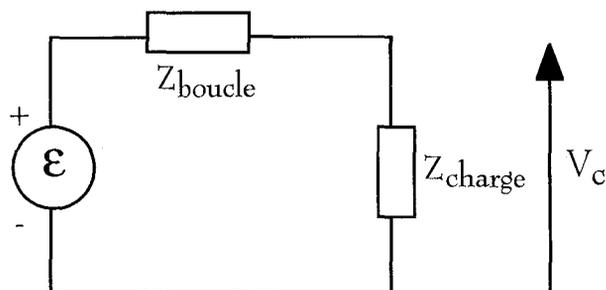


Figure 14: Schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse

Que l'on ait une impédance de charge égale à 50Ω ou à $1M\Omega$, nous aurons toujours l'impédance Z_{charge} grande devant l'impédance Z_{boucle} et par conséquent, nous devrions toujours avoir $V_c \approx \epsilon$, ce qui n'est malheureusement pas vérifié.

Compte-tenu de la différence de tension V_c mesurée sur 50Ω par rapport à une mesure faite sur $1M\Omega$, nous pourrions émettre comme première hypothèse que les courants, I_G dans la tresse de masse et I dans le conducteur de contrôle, se répartissent différemment suivant que nous sommes chargés sur 50Ω ou sur $1M\Omega$. Or une mesure de ces courants I_G , I et I_{total} dans la configuration apparaissant sur la Figure 15, montre que la répartition des courants reste sensiblement la même dans les deux configurations. Ceci ne nous permet alors pas de corrélérer la différence d'impédance de transfert obtenue à la différence de configuration de mesure de la tension V_c .

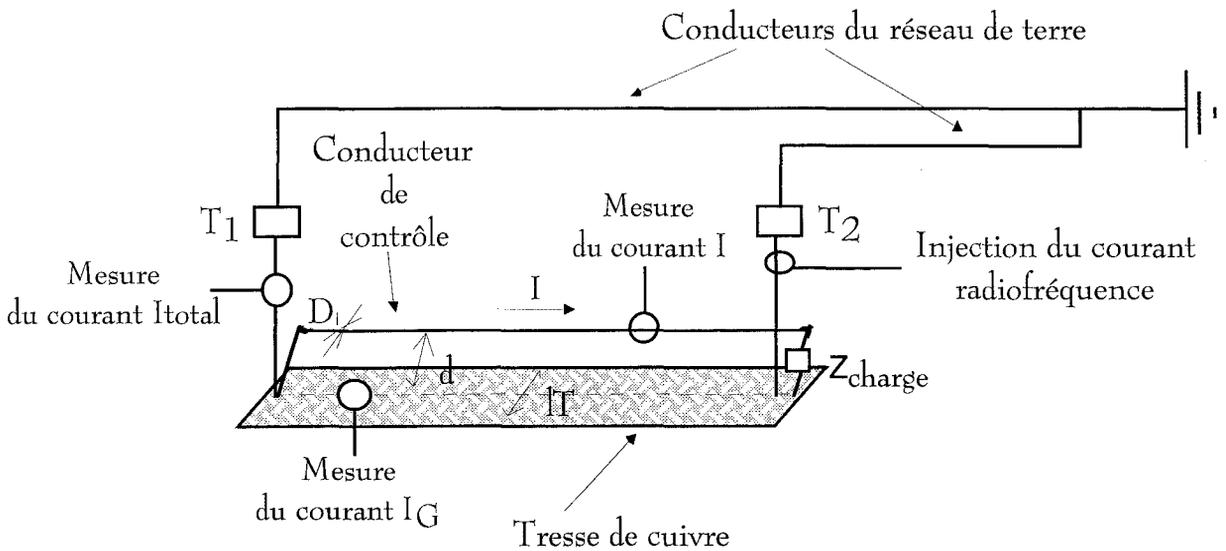


Figure 15: Dispositif utilisé pour la mesure des courants I , I_G et I_{total}

Pour exemple, les mesures des courants I_G , I et I_{total} à la fréquence de 5MHz apparaissent dans le Tableau 2.

	Boucle chargée par 50Ω	Boucle chargée par 1MΩ
Courant I (mA)	2,16	0,81
Courant I_G (mA)	21,12	22,32
Courant I_{total} (mA)	23,9	23,9

Tableau 2: Mesure des courants I , I_G et I_{total} à la fréquence de 5MHz

En revanche, n'oublions pas que le schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse (Figure 8) ne caractérise que le couplage en mode différentiel de la tresse de cuivre parcourue par un courant, avec le conducteur de contrôle; par ailleurs, un couplage de mode commun apparaît, notamment lors de la mesure de la tension V_c , puisqu'un câble de mesure est connecté entre le point T_2 mis par conséquent à la masse générale, et l'extrémité du conducteur de contrôle, comme le montre la Figure 16. Ces deux couplages de mode différentiel et de mode commun sont respectivement caractérisés par un courant I_G de mode différentiel et un courant I' de mode commun représentés sur la Figure 16.

Précisons que même si les courants mesurés aux points T_1 et T_2 sont sensiblement égaux, faisons l'hypothèse que ces courants sont différents, ce qui physiquement semblerait logique. Au point T_1 , nous devrions avoir: $I_{T1} \neq I_G + I'$ alors qu'au point T_2 : I_{T2} devrait être équivalent à I_G . Le courant de mode différentiel I_G étant grand devant le courant de mode commun I' , l'égalité entre les courants I_{T1} et I_{T2} constatée par la mesure, peut en outre s'expliquer par une faible précision de la mesure des courants.

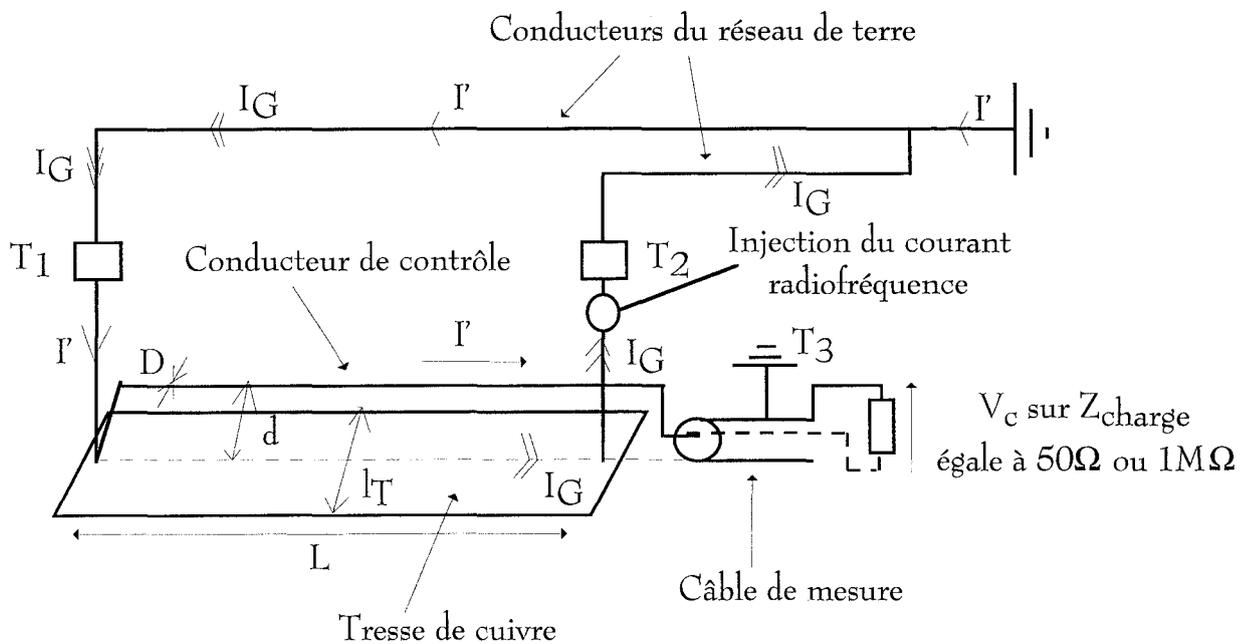


Figure 16: Conditions liées à la mesure de la tension V_c

Dans ces conditions, le schéma équivalent est le suivant:

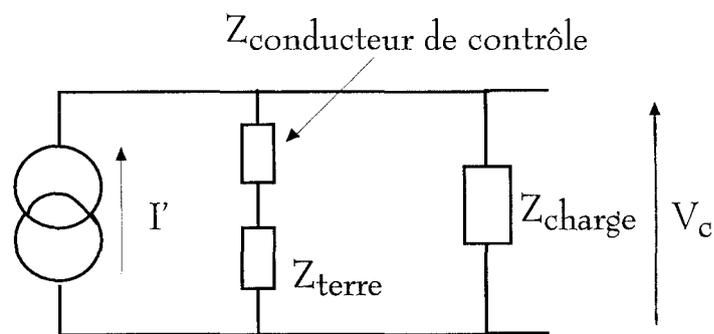


Figure 17: Schéma équivalent du conducteur de contrôle dans l'hypothèse d'un couplage de mode commun

- où . $Z_{\text{charge}} = 50\Omega$ ou $1M\Omega$,
- . $Z_{\text{terre}} \# 200\Omega$ à 1MHz (déterminée par la mesure de $L_{\text{terre}} \# 30\mu\text{H}$ à 1MHz obtenue par la démarche décrite au paragraphe IV du chapitre I),
- . $Z_{\text{conducteur de contrôle}} \ll Z_{\text{terre}}$.

Précisons tout de même que l'impédance Z_{terre} , estimée pour un comportement exclusivement inductif des conducteurs de terre, correspond à l'impédance obtenue entre les points T_1 et T_3 du réseau de terre en présence; le point T_3 coïncide en fait avec la masse de l'oscilloscope d'impédance d'entrée Z_{charge} .

Posons l'impédance Z_{eq} comme l'impédance équivalente à l'impédance de charge en parallèle avec les impédances $Z_{\text{conducteur de contrôle}}$ et Z_{terre} . Nous comprenons facilement que la tension $V_c = Z_{\text{eq}} \cdot I'$ est alors plus importante quand $Z_{\text{charge}} = 1M\Omega$ que quand $Z_{\text{charge}} = 50\Omega$.

Autrement dit, le couplage de mode commun semble négligeable (ou tout du moins très faible) lorsque l'impédance de charge n'est que de 50Ω ; ce n'est semble-t-il plus le cas pour une impédance de charge égale à $1M\Omega$.

En résumé, le raisonnement mené à partir du schéma équivalent de la Figure 8, ne prenant en considération que le couplage de mode différentiel, ne pourra être possible pour la détermination de l'impédance de transfert, que pour une mesure sur 50Ω de la tension V_c .

Au paragraphe suivant, dans le but de valider la démarche expérimentale menée jusqu'ici, nous chercherons par une autre approche à estimer l'impédance de transfert de la ligne de masse; mais cette fois-ci l'approche se fera exclusivement par calculs. Menée à partir de l'"approximation des fils fins", cette démarche devrait notamment nous permettre d'évaluer l'impédance de transfert pour des fréquences supérieures à 10MHz , fréquence au delà de laquelle, notre approche expérimentale n'a pu être menée.

II.2.2 Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3]

Le cas étudié ici reste le même que celui du paragraphe "Approche expérimentale", à savoir un fil de cuivre de diamètre égal à 1mm, placé tout contre la tresse de cuivre (de largeur égale à 17mm) assurant la liaison de masse ($d \neq 0$); le fil et la tresse sont de longueurs voisines d'un mètre.

Dans cette configuration représentée sur la Figure 18, pouvons-nous appliquer l'"approximation des fils fins" pour estimer l'impédance de transfert par la relation (6)?

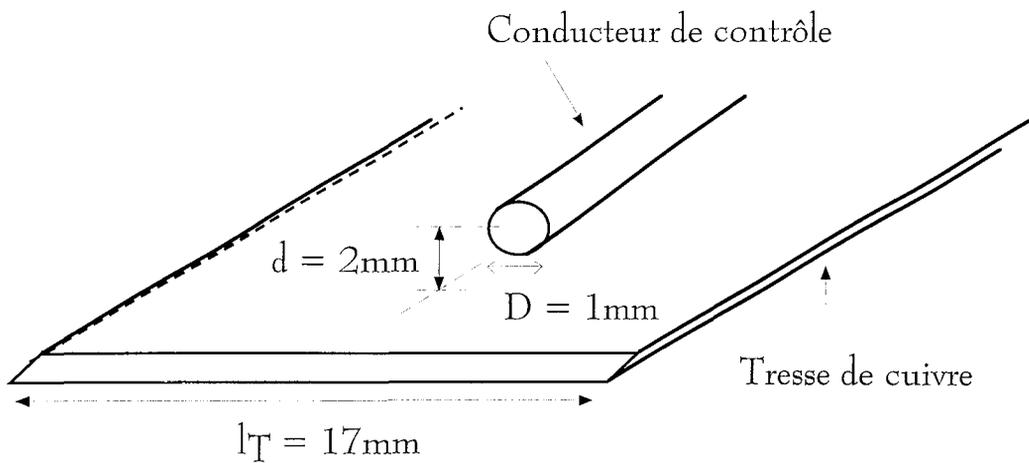


Figure 18: Conducteur de contrôle placé contre la liaison de masse

$$Z_{tG} = j \frac{1}{\pi \cdot l_T} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot d \quad \text{en } \Omega/m \quad (6).$$

Les conditions nécessaires à la validité de la formule (6) sont les suivantes:

- la distance d entre le conducteur de contrôle et la ligne de masse doit rester petite devant la largeur l_T de la ligne de masse; si nous choisissons de plaquer le conducteur de contrôle contre la ligne de masse, en théorie la distance d est nulle; toutefois dans la réalité, cela ne peut être le cas. Pour l'estimation, nous la prenons égale à 2mm, ce qui nous permet tout de même de vérifier la condition ci-dessus.

- le conducteur de contrôle doit être placé au dessus du milieu de la ligne de masse; cette condition est vérifiée sans difficulté.

De plus, l'"approximation des fils fins" n'est en toute rigueur applicable qu'en haute fréquence, c'est-à-dire pour des longueurs de câbles grandes devant la longueur d'onde; or cette condition n'est pas vérifiée, puisque nous travaillons sur des fréquences inférieures à 10MHz. Une solution plus rigoureuse serait alors de modéliser par la théorie des lignes de transmission.

Malgré cette condition non vérifiée aux fréquences auxquelles nous travaillons, cherchons à évaluer l'impédance de transfert par l'"approximation des fils fins". Ceci nous permettrait de disposer d'une référence fort utile aux hautes fréquences, puisque la démarche expérimentale ne nous a pas permis de déterminer l'impédance de transfert au delà de 10MHz.

La comparaison d'une impédance de transfert obtenue par l'approche expérimentale à celle estimée par l'"approximation des fils fins" apparaît sur la Figure 19.

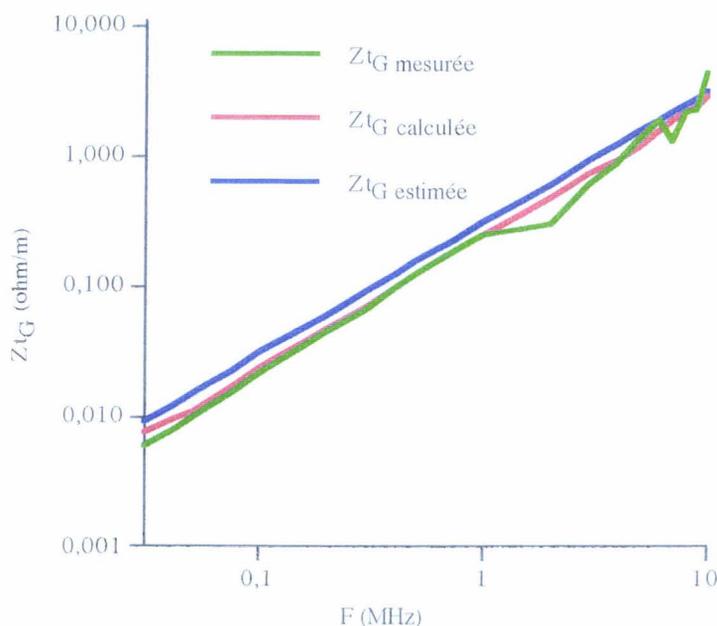


Figure 19: Impédances de transfert déduites de la démarche expérimentale et estimée par l'"approximation des fils fins"

Les trois approches semblent concorder; en effet, même l'estimation par calculs ne prenant en considération que le comportement inductif de l'impédance de transfert, offre une évolution identique, même en basse fréquence. Ceci pourrait s'expliquer par une inductance prédominante devant la résistance de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse, et ce même en basse fréquence. Pour valider cette hypothèse, calculons la résistance de la boucle à la fréquence la plus basse (20kHz), pour ensuite la comparer à l'impédance de transfert obtenue à cette même fréquence.

Pour le conducteur de contrôle, nous appliquons la formule (7) bien connue en haute fréquence, faisant intervenir l'effet de peau, et applicable aussi en basse fréquence.

$$R_{0_{\text{conducteur de contrôle}}} (\Omega/m) = \frac{\rho}{2\pi R \cdot \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}} \quad (7)$$

où

- $\rho = 1/\sigma = 20 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$ est la résistivité du cuivre,
- $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} H \cdot m^{-1}$ ($\mu_{rCu} = 1$),
- $R = 5 \cdot 10^{-4} m$ est le rayon du fil de cuivre.

Application numérique: $R_{0_{\text{conducteur de contrôle}}} = 13 m\Omega/m$ à 20kHz.

Pour la ligne de masse, nous appliquons une formule analogue à la relation (7):

$$R_{0_{\text{ligne de masse}}} (\Omega/m) = \frac{\rho}{2 \cdot (l_T + e_T) \cdot \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}} \quad (8)$$

où $l_T = 17mm$ est la largeur et $e_T = 2mm$ est l'épaisseur de la tresse de cuivre.

Application numérique: $R_{0_{\text{tresse}}} = 2 m\Omega/m$ à 20kHz.

Nous obtenons alors une résistance totale de boucle voisine de $15 m\Omega/m$. Malgré une évolution de la résistance totale de boucle croissante avec la fréquence (proportionnelle à la racine carrée de la fréquence), celle-ci reste moins rapide que

celle d'un comportement purement inductif (proportionnel à la fréquence). De plus, l'impédance de transfert obtenue par l'"approximation des fils fins" est déjà du même ordre de grandeur que la résistance de boucle à la fréquence de 20kHz; pour les fréquences supérieures, la contribution de la résistance totale de boucle dans l'impédance de transfert sera par conséquent négligeable; l'évolution de l'impédance de transfert peut donc être considérée comme linéaire avec la fréquence et assimilable à un comportement simplement inductif.

II.2.3 Influence de la proximité de la ligne de masse

Nous reprenons la configuration étudiée au paragraphe "Conditions expérimentales", représentée sur la Figure 4 où la distance d entre le conducteur de contrôle et la ligne de masse est sensiblement nulle.

Étudions maintenant l'influence que peut avoir l'éloignement de la ligne de masse sur l'impédance de transfert. Pour cela, nous faisons dans un premier temps varier la distance d jusqu'à cinq centimètres par pas d'un centimètre. Pour chaque valeur de la distance d , nous évaluons l'impédance de transfert Z_{tG} par une mesure sur 50Ω de la tension V_c et la comparons à l'impédance de transfert estimée par l'"approximation des fils fins".

L'évolution de l'impédance de transfert Z_{tG} , déterminée par la mesure, avec la distance d apparaît sur la Figure 20.

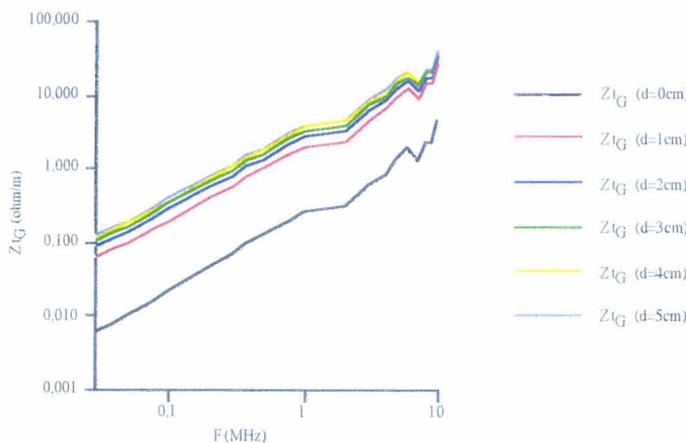


Figure 20: Évolution de Z_{tG} mesurée avec la distance d

L'impédance de transfert Z_{tG} déterminée par la mesure, linéairement croissante avec la fréquence, augmente avec l'éloignement de la ligne de masse. Notons tout de même que cette croissance avec la distance d ne semble pas linéaire; en effet, le passage d'une distance d sensiblement nulle à une distance d'un centimètre, génère la multiplication de l'impédance de transfert par un facteur voisin de sept; en revanche, le passage de la distance d de quatre centimètres à cinq centimètres n'occasionne qu'une multiplication d'un facteur 1,1. L'impédance de transfert paraît donc atteindre une valeur "limite" qu'elle ne dépassera guère plus même si la ligne de masse continue à s'éloigner du conducteur de contrôle. Pour le vérifier, menons dans un second temps la même démarche, pour une distance d égale à dix centimètres puis supérieure.

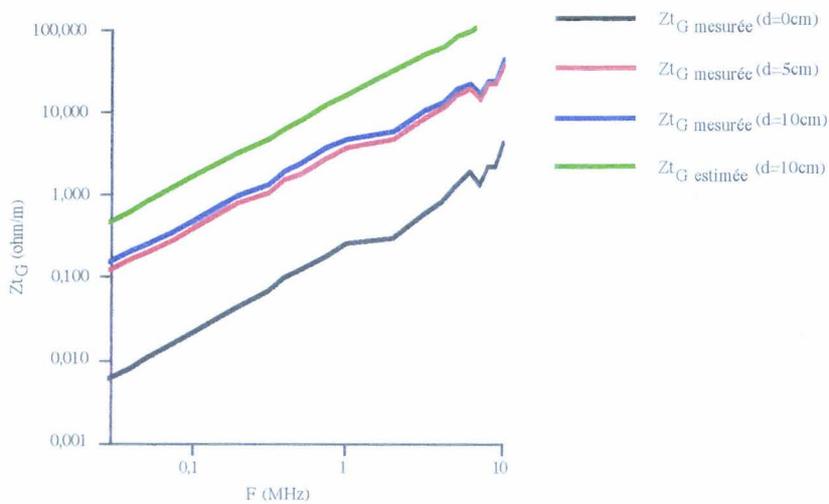


Figure 21: Evolution de Z_{tG} avec la distance d

Que la distance d soit de dix centimètres voire supérieure, l'impédance de transfert Z_{tG} n'évolue guère plus par rapport au cas où nous avons une distance d voisine de cinq centimètres (voir la Figure 21); ce phénomène peut en outre s'expliquer par la notion de flux magnétique engendré par la circulation du courant de mode commun I_G dans la boucle de masse générale (boucle constituée de la ligne de masse et du réseau de terre); le flux magnétique induit dans la boucle de mode

différentiel (boucle constituée du conducteur de contrôle et de la ligne de masse) une force électromotrice décroissante avec l'éloignement du conducteur de contrôle.

Comme précédemment, par souci de vérification, estimons maintenant l'impédance de transfert par l'"approximation des fils fins". Sur la Figure 22, pour une distance d égale à un centimètre, apparaît la comparaison entre la valeur mesurée et la valeur estimée de l'impédance de transfert. La valeur estimée de Z_{tG} est obtenue à partir de la relation (6) précédente.

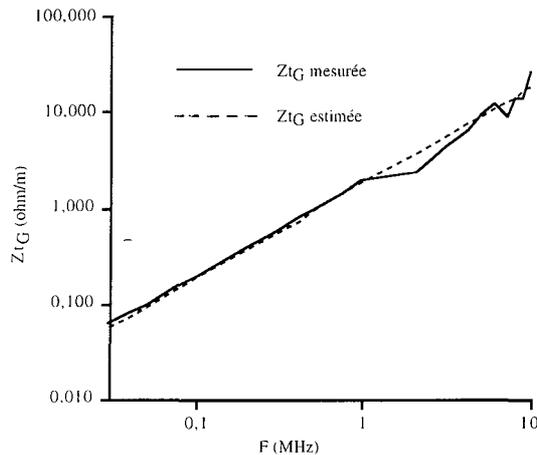


Figure 22: Confrontation des valeurs mesurée et estimée de Z_{tG} pour une distance d égale à un centimètre

La relation (6) fait bien intervenir le paramètre d ; l'impédance de transfert croît donc linéairement avec la distance d ; mais cette évolution n'est vérifiée que tant que la distance d reste petite devant la largeur l_T de la ligne de masse, ce que nous avons précisé au paragraphe "Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3]".

En résumé, la protection du conducteur de contrôle assurée par la ligne de masse contre toute perturbation, est optimisée pour une ligne de masse la plus proche possible du conducteur de contrôle. La formule (6) citée ci-avant, permettant d'estimer l'impédance de transfert, n'est quant à elle plus applicable pour des distances du même ordre de grandeur, voire supérieures à la largeur de la ligne de masse, ce que nous confirme la mesure (voir la Figure 21).

II.3 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DANS LE CAS D'UNE LIGNE DE MASSE ASSUREE PAR UNE GOULOTTE METALLIQUE EN "U"

Nous traitons le problème par la voie expérimentale; notons tout de même comme nous l'avons précisé au paragraphe "Détermination de l'impédance de transfert dans le cas d'une ligne de masse assurée par une tresse de cuivre", que l'évaluation de l'impédance de transfert peut aussi être faite par modélisation théorique comme le proposent quelques auteurs. [Référence 9 du chapitre 1] et [2]

Dans le cas présent, la ligne de masse est assurée par une goulotte métallique en "U" de type dalle marine, et le conducteur de contrôle reste un simple fil de cuivre de diamètre D égal à un millimètre. Cette configuration simple, pas idéalement conforme à la réalité d'un site, va néanmoins nous permettre de confirmer la validité de notre démarche expérimentale.

II.3.1 Conditions expérimentales

Pour mener à bien cette démarche expérimentale, nous choisissons un dispositif inspiré du schéma de la Figure 4 où la tresse de cuivre est remplacée par une goulotte métallique en "U"; les caractéristiques de la goulotte (voir la Figure 23) sont les suivantes:

- ◆ Largeur: $l_G = 51\text{mm}$
- ◆ Hauteur: $h = 27\text{mm}$
- ◆ Épaisseur: $e_G = 0,6\text{mm}$

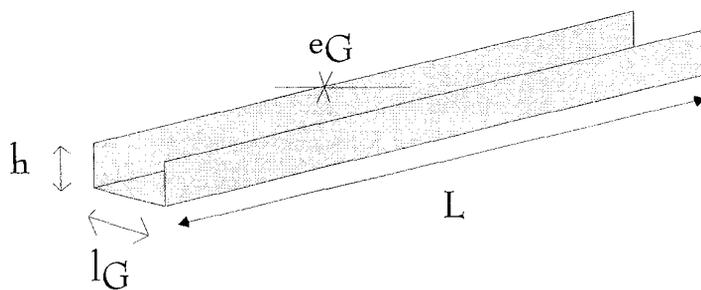


Figure 23: Goulotte métallique en "U"

Les longueurs L mises en jeu sont égales à un mètre et demi; tous les résultats de mesures et de calculs seront rapportés au mètre de sorte à exprimer l'impédance de transfert en ohm par mètre. La distance d entre la ligne de masse et le conducteur de contrôle est choisie constante et sensiblement nulle puisque ce dernier est placé tout contre la ligne de masse.

Notons enfin que la configuration demeure la même que celle du paragraphe "Détermination de l'impédance de transfert dans le cas d'une ligne de masse assurée par une tresse de cuivre", à savoir que le conducteur de contrôle est placé au centre de la goulotte métallique. Les précautions prises pour la mise en oeuvre des différentes mesures restent également identiques.

II.3.2 Confrontation des résultats obtenus par les approches expérimentales et par le calcul estimatif

Cette étape va consister à déterminer, en fonction de la fréquence, l'impédance de transfert à partir de la mesure sur 50Ω de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle. Il s'agira ensuite de déduire l'impédance de transfert à partir du raisonnement mené à partir du schéma équivalent de la boucle formée par le conducteur de contrôle et la ligne de masse. Nous confronterons enfin les résultats obtenus par les démarches expérimentales précédentes à celui obtenu par le calcul estimatif.

Ce dernier est basé sur la relation (9) exprimant l'impédance de transfert pour une structure en forme de "U". [3]

$$Z_{t_G} = g j \frac{1}{\pi \cdot l_G} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot d \quad \text{en } \Omega/m \quad (9)$$

où g est un facteur de forme établi par un calcul numérique et dépendant du rapport entre la hauteur h de la goulotte métallique et sa largeur l_G . [Référence 9 du chapitre 1]

Dans notre cas: $g = 0,9$; $d = 0,6\text{mm}$ puisqu'en pratique, un espacement ne peut être évité entre le fil de cuivre et la goulotte. Les conditions de validité de la relation (9) restent identiques à celles de la relation (6) utilisée au paragraphe "Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'"approximation des fils fins" [3]".

La Figure 24 présente l'évolution de l'impédance de transfert avec la fréquence, obtenue par les trois approches décrites ci-avant.

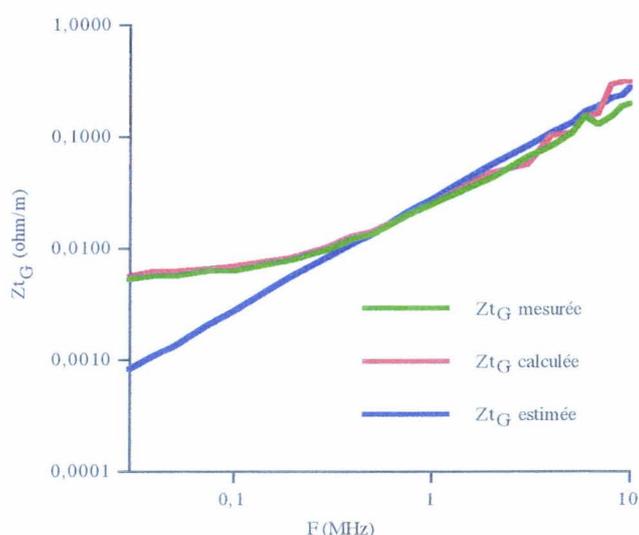


Figure 24: Impédance de transfert obtenue par les approches expérimentales et par le calcul estimatif

D'une part, nous remarquons qu'à partir des fréquences supérieures à quelques centaines de kiloHertz, l'impédance de transfert reste linéaire avec la fréquence. Les trois résultats concordant, nous pouvons par conséquent envisager d'estimer l'impédance de transfert, pour les fréquences supérieures à la dizaine de MégaHertz au moyen de la relation (9) qui caractérise un comportement inductif.

D'autre part, pour les fréquences de quelques dizaines de kiloHertz, l'évolution de l'impédance de transfert obtenue par les démarches expérimentales n'est plus linéaire avec la fréquence. L'estimation de l'impédance de transfert pour des fréquences inférieures à la centaine de kiloHertz ne semble donc plus possible car la relation (9) ne prend pas en considération les résistances des différents conducteurs en présence; ce problème n'apparaissait pas dans le cas de la ligne de masse assurée par

la tresse de cuivre puisque l'impédance de transfert était de plusieurs dizaines de milli-ohms par mètre à la fréquence de cent kiloHertz, alors qu'ici nous atteignons déjà des valeurs voisines de la résistance présentée par la boucle de mode différentiel à cette même fréquence. La boucle de mode différentiel possède une résistance équivalente à la résistance du fil de cuivre en série avec celle de la goulotte.

La résistance du fil de cuivre est obtenue par la relation (7) déjà utilisée au paragraphe "Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'approximation des fils fins".

La résistance de la goulotte métallique peut être évaluée par une relation analogue à la formule (8):

$$R_{0_{\text{goulotte}}} (\Omega/\text{m}) = \frac{\rho}{2(l_G + 2h + e_G) \cdot \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}} \quad (10).$$

Application numérique: $R_{0_{\text{goulotte}}} = 0,2\text{m}\Omega/\text{m}$ à 20kHz.

Nous obtenons une résistance totale de boucle voisine de 13mΩ/m à la fréquence de 20kHz. Outre l'incertitude de mesure, l'impédance de transfert ne pourra alors pas être inférieure à cette valeur. Notons tout de même que dans le cas présent, contrairement au cas de la ligne de masse assurée par la tresse de cuivre (voir le paragraphe "Estimation de l'impédance de transfert à partir de l'approximation des fils fins" [3]), la contribution de la résistance totale de boucle dans l'impédance de transfert est à prendre en compte jusqu'à quelques centaines de kiloHertz; ceci peut ainsi expliquer l'évolution en basse fréquence de l'impédance de transfert obtenue sur la Figure 24, une évolution qui n'est pas linéaire avec la fréquence mais qui est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence.

II.3.3 Confrontation au cas d'une liaison de masse assurée par une tresse de cuivre

Nous reprenons les résultats d'impédance de transfert obtenus, dans les différents paragraphes précédents, à partir de la mesure sur 50Ω de la tension induite en extrémité du fil de cuivre. La confrontation entre l'impédance de transfert obtenue pour une ligne de masse assurée par une goulotte métallique en "U" et celle d'une tresse de cuivre apparaît sur la Figure 25. Précisons bien évidemment que les dimensions restent identiques dans les deux cas.

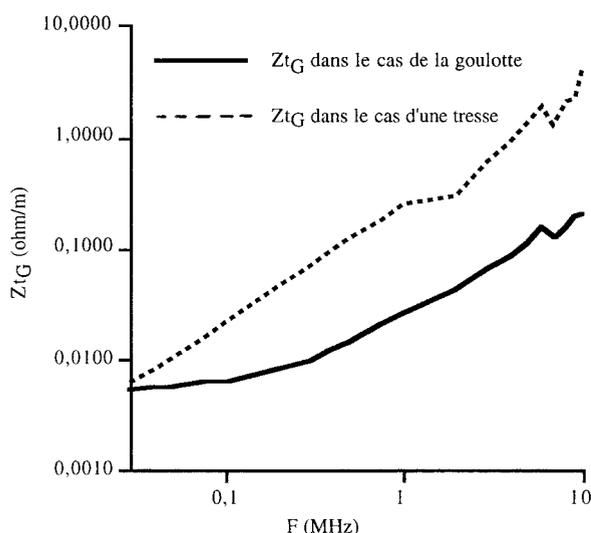


Figure 25 : Impédances de transfert d'une goulotte métallique en "U" et d'une tresse de cuivre obtenues par la mesure

Comme nous pouvions l'espérer d'après les calculs estimatifs, il apparaît que la protection du conducteur de contrôle assurée par la goulotte métallique est meilleure que celle apportée par la tresse; ce phénomène est d'autant plus sensible pour les fréquences élevées. De manière générale, ceci justifie qu'il y a encore quelques dizaines d'années, aucun problème de compatibilité électromagnétique n'était rencontré. A ce moment-là, les équipements électroniques utilisaient en effet des signaux basses fréquences, où une ligne de masse "parfaitement equipotentielle" n'était pas une nécessité; ceci n'est malheureusement plus le cas pour les matériels électroniques actuels.

II.3.4 Evolution de l'impédance de transfert suivant que le conducteur de contrôle se trouve à l'intérieur ou à l'extérieur de la goulotte métallique en "U"

Nous procédons à nouveau par voie expérimentale à partir de la mesure sur 50Ω de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle.

La confrontation entre les impédances de transfert obtenues pour le fil de cuivre placé à l'intérieur et à l'extérieur de la goulotte métallique en "U" apparaît sur la Figure 26. Précisons bien évidemment que les dimensions restent identiques dans les deux cas.

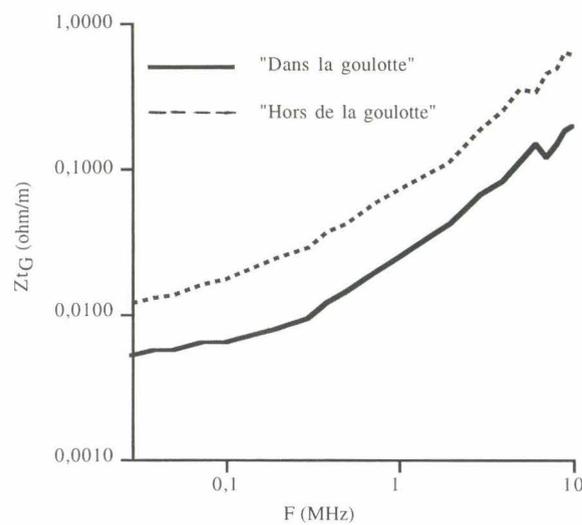


Figure 26: Impédances de transfert obtenues par la mesure pour le conducteur de contrôle placé à l'intérieur et à l'extérieur de la goulotte métallique en "U"

La protection assurée par la goulotte lorsque le conducteur de contrôle se trouve à l'intérieur apparaît deux à trois fois meilleure que quand le conducteur de contrôle se trouve à l'extérieur. Nous pouvons tenter d'expliquer ce phénomène par la notion de champs diffractés par la goulotte en "U". Dans le but d'évaluer le couplage du courant perturbateur I_G avec le conducteur de contrôle, la composante du champ magnétique qui nous intéresse est la composante horizontale. Comme le précise la référence [9] du chapitre 1, celle-ci apparaît par ailleurs plus faible à l'intérieur de la goulotte. Par cette approche, nous pouvons alors espérer estimer l'atténuation qu'une structure métallique en forme de "U" peut produire dans son proche environnement.

II.4 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT POUR DES CAS SUSCEPTIBLES D'ETRE RENCONTRES SUR SITE INDUSTRIEL

Afin de se rapprocher de cas réalistes pouvant être rencontrés sur site industriel, nous nous proposons maintenant de déterminer l'impédance de transfert d'une ligne de masse par rapport à un conducteur de contrôle lorsque ce dernier représente un toron. Pour cela, nous choisissons un câble multifilaire blindé de diamètre D égal à treize millimètres assurant le rôle du conducteur de contrôle. Il va s'agir d'évaluer l'impédance de transfert de la ligne de masse par rapport au blindage du câble multifilaire.

Dans une étape suivante, l'impédance de transfert propre au câble multifilaire connue (impédance de transfert du blindage par rapport aux conducteurs internes), il serait alors possible d'estimer l'effet d'un courant parasite véhiculé par le réseau de terre sur les conducteurs internes du câble transitant des signaux sensibles.

Pour les quelques cas présentés ci-après, la ligne de masse sera tout d'abord assurée par une tresse de cuivre de largeur l_T et d'épaisseur e_T , simulant la présence d'un autre câble blindé à proximité du conducteur de contrôle étudié; elle sera ensuite assurée par une goulotte métallique en "U" de largeur l_G , de hauteur h et d'épaisseur e_G , et enfin par une plaque métallique de largeur l_p et d'épaisseur e_p pouvant simuler un chemin de câbles métallique.

Précisons aussi que le dispositif utilisé pour la détermination de l'impédance de transfert reste celui décrit sur la Figure 4; l'approche est menée expérimentalement par la mesure sur 50Ω de la tension induite en extrémité du conducteur de contrôle. Dans tous les cas, la distance d est choisie sensiblement nulle pour simuler l'effet réducteur optimal de la ligne de masse par rapport au courant parasite I_G ; la longueur L des différents conducteurs en présence est choisie égale à 1,5m;

l'impédance de transfert mesurée sera donc corrigée pour être exprimée finalement en ohm par mètre.

Application numérique: $l_T = 17\text{mm}$, $e_T = 2\text{mm}$, $l_G = 51\text{mm}$, $h = 27\text{mm}$, $e_G = 0,6\text{mm}$, $l_p = 350\text{mm}$, $e_p = 3\text{mm}$.

La confrontation des trois cas étudiés apparaît sur la Figure 27.

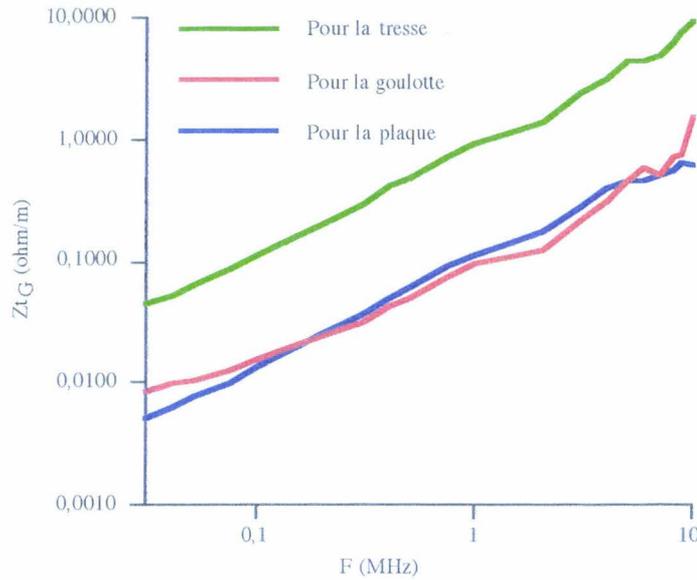


Figure 27: Impédance de transfert obtenue par la mesure en fonction du type de ligne de masse susceptible d'être rencontrée sur site industriel

Notons que l'impédance de transfert présentée par la plaque est sensiblement la même que celle obtenue avec la goulotte, toutes deux restant bien plus faibles que l'impédance de transfert assurée par la tresse de cuivre. En effet, dans la configuration choisie, la protection du conducteur de contrôle assurée par la tresse de cuivre vis-à-vis d'une perturbation est environ huit fois moins efficace que celle obtenue grâce à la goulotte en "U" ou la plaque (ce qui équivaut à un écart d'environ 18dB). Ceci nous fait remarquer que l'immunité aux perturbations électromagnétiques d'une liaison sensible dépend à la fois des caractéristiques de cette dernière et de celles de la ligne de masse. De plus, d'après les résultats obtenus jusqu'ici, il apparaît que plus le diamètre du conducteur de contrôle est faible devant la largeur de la ligne de masse, plus l'impédance de transfert sera faible. Pour le cas

particulier de la goulotte métallique en "U", il est intéressant de noter, comme il est précisé dans la référence [9] du chapitre 1, que la protection de la liaison sensible ne sera que meilleure si celle-ci est placée à l'intérieur de la goulotte au niveau de l'angle entre le bord et le fond de la structure.

Enfin, la Figure 27 montre que dans les trois cas étudiés, l'impédance de transfert suit un comportement inductif sur toute la bande de fréquences balayée; en effet, les résistances calculées des différentes boucles en présence formées du conducteur de contrôle et de la ligne de masse restent bien inférieures aux valeurs d'impédances de transfert mesurées; en basse fréquence, c'est donc bien également un comportement inductif de l'impédance de transfert qui prédomine.

II.5 CONCLUSION

Le concept d'impédance de transfert apparaît comme relatif à une configuration donnée; c'est pour cette raison que dans le cas étudié, où un équipement électronique est rapporté, en présence d'une ligne de masse, au réseau de terre, nous avons analysé plusieurs configurations.

Par une approche expérimentale, il a en outre fallu étudier l'influence des caractéristiques du conducteur de contrôle et de la ligne de masse sur l'impédance de transfert. Précisons que par définition, le concept d'impédance de transfert restant général, il peut s'appliquer à des lignes de masse usuelles comme les goulottes métalliques mais aussi à un simple conducteur de terre. Cette extension reste seulement possible tant que la condition suivante reste vérifiée: l'amplitude du courant induit I sur le conducteur de contrôle doit conserver une amplitude bien plus faible que l'amplitude du courant transitoire I_G véhiculé par la ligne de masse.

L'approche expérimentale, menée dans le paragraphe "DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE" pour des fréquences inférieures à la dizaine de MégaHertz, a été validée par un calcul estimatif de l'impédance de transfert à partir de l'"Approximation des fils fins". Compte-tenu de l'évolution linéaire de ce paramètre avec la fréquence, et ce même en basse fréquence, nous l'estimerons par la même relation au delà de la dizaine de MégaHertz; en effet, il nous est nécessaire de connaître l'impédance de transfert de la ligne de masse sur une étendue spectrale beaucoup plus importante si nous voulons déterminer la tension de mode commun induite aux extrémités du conducteur de contrôle exposé à une perturbation de type "Transitoires Rapides en Salves".

Au paragraphe suivant, le paramètre impédance de transfert Z_{tG} pourra alors être intégré dans un modèle de simulation dans le but de déterminer la tension de mode commun induite aux extrémités du conducteur de contrôle suivant ses conditions de

charge. L'objectif ultime sera de corrélérer l'amplitude d'un courant transitoire pouvant circuler dans la ligne de masse avec l'amplitude de la tension obtenue en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4. A ce stade, nous pouvons doré et déjà penser que le paramètre impédance de transfert étant fonction de la longueur des conducteurs en présence, si sur site industriel, les lignes de masse de grandes longueurs sont mal installées, elles risquent de démultiplier les problèmes de compatibilité électromagnétique.

III.DETERMINATION DE LA TENSION DE MODE COMMUN INDUITE AUX EXTREMITES D'UN CONDUCTEUR DE CONTRÔLE SUIVANT LE COURANT VEHICULE PAR LA LIGNE DE MASSE

En conservant des conditions réalistes d'installation, l'objectif est maintenant de déterminer la tension de mode commun $V_c(t)$ induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle en fonction du courant perturbateur $i_G(t)$ véhiculé par la ligne de masse.

Pour cela, nous proposons une approche par simulation intégrant le paramètre impédance de transfert Z_{iG} déterminé au paragraphe "DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE" de ce même chapitre. Ce paragraphe nous a permis d'apprécier le rôle de blindage que peut tenir une ligne de masse par rapport à un conducteur de contrôle, et ce vis-à-vis d'une perturbation électromagnétique véhiculée par les réseaux de masse et de terre; la protection du conducteur de contrôle va alors être fonction des caractéristiques de ce dernier, ainsi que des caractéristiques et de la proximité de la ligne de masse par rapport à ce même conducteur de contrôle. Nous choisissons ici de nous placer dans la configuration la plus défavorable des différents cas étudiés au paragraphe "DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE", à savoir celle où l'impédance de transfert Z_{iG} est la plus élevée. Celle-ci correspond au cas où le conducteur de contrôle est un fil de cuivre et la ligne de masse est assurée par une tresse de cuivre éloignée de dix centimètres du conducteur de contrôle (Voir le paragraphe "Influence de la proximité de la ligne de masse": courbe bleue de la Figure 21).

Notons que la tension de mode commun $V_c(t)$ induite aux extrémités du conducteur de contrôle va dépendre des conditions de charge et de la longueur de celui-ci, ce que nous vérifierons par simulation. Compte-tenu des difficultés

rencontrées pour mener cette étude par la voie expérimentale, nous nous attacherons à valider le résultat obtenu par simulation, par un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, comme décrit au paragraphe "Détermination de la tension de mode commun induite aux extrémités d'un conducteur de contrôle" de ce même chapitre.

Il sera ainsi possible de connaître l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ circulant dans la ligne de masse, et nécessaire à l'obtention d'un niveau de tension $V_c(t)$ comparable au niveau de tension induite en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4.

III.1 Modèle de simulation utilisé

Rappelons que le concept d'impédance de transfert est fondé sur le principe de frontière topologique d'une structure pouvant véhiculer un parasite électromagnétique sans que celui-ci soit intégralement retrouvé à l'intérieur de la structure; en d'autres termes, une faible partie de l'énergie risque de pénétrer à l'intérieur de la structure.

Dans notre cas, précisons tout de même que lors d'une illumination, le conducteur de contrôle serait exposé au champ électromagnétique de la même manière que la ligne de masse; dans ces conditions, l'utilisation du concept de frontière topologique ne serait plus justifiée. Dans le cadre de notre étude, seuls les problèmes causés exclusivement par une source de perturbation conduite seront donc traités.

Dans ce contexte, nous proposons de faire l'analogie entre notre configuration et le cas d'un câble coaxial dont le blindage et l'âme centrale joueraient respectivement le rôle de la ligne de masse et du conducteur de contrôle.

Le modèle de simulation choisi, et développé au sein du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique par Monsieur L.KONE [Référence 2 du chapitre 2], correspond alors au modèle d'un câble coaxial avec un seul blindage

dont l'impédance de transfert est représentée par l'impédance de transfert Z_{tG} obtenue au paragraphe "Influence de la proximité de la ligne de masse"; il s'agit de la configuration où le conducteur de contrôle est un fil de cuivre (diamètre $D=1\text{mm}$) et où la ligne de masse assurée par une tresse de cuivre (largeur $l_T=17\text{mm}$) est éloignée de dix centimètres du conducteur de contrôle. Précisons par ailleurs que les longueurs du conducteur de contrôle et de la tresse sont sensiblement égales à un mètre. Dans ces conditions, l'impédance de transfert, représentée sur la Figure 21 (Courbe Z_{tG} mesurée pour $d=10\text{cm}$), est la plus élevée de toutes celles obtenues dans les différents cas étudiés au paragraphe "DETERMINATION DE L'IMPÉDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE".

Pour les blindages tressés usuels, l'impédance de transfert de mode commun Z_{tG} traduit à la fois un couplage de nature résistive et magnétique que nous exprimons par la relation (11):

$$Z_{tG} = R_0 + j\omega L_t \quad (11)$$

où R_0 s'identifie pratiquement à la résistance linéique de la tresse en continu, et L_t son inductance de transfert.

Dans le cas présent, nous estimons $R_0 \# 10\text{m}\Omega/\text{m}$; nous obtenons par conséquent $L_t \# 700\text{nH}/\text{m}$.

Le courant transitoire $i_G(t)$ circulant sur le blindage du câble coaxial qui simule la ligne de masse est de nature impulsionnelle, équivalent au signal décrit au paragraphe II-1-2 du chapitre II. Son amplitude crête, choisie fixe, est de 1A.

Les paramètres inductance L_1 et capacité C_1 du conducteur de contrôle par rapport à la référence que représente la tresse, sont également nécessaires à notre modèle; ils vont ainsi nous permettre de calculer l'impédance caractéristique Z_{c1} du conducteur de contrôle et la vitesse de propagation v_1 sur ce même conducteur par les relations (12) et (13):

$$Z_{C1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (12),$$

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (13).$$

Les paramètres inductance L_1 et capacité C_1 ont été déterminés expérimentalement en basse fréquence (pour les fréquences inférieures à quelques Mégahertz) à l'aide d'un pont de mesure RLC, et valent respectivement pour L_1 et C_1 : $2\mu\text{H}$ et 18pF pour des longueurs de conducteur de contrôle et de tresse voisines du mètre.

Le modèle, décrit plus en détails en référence [2] du chapitre II, va alors nous permettre de déterminer les tensions $V_c(0)$ et $V_c(L)$ induites aux extrémités Z_0 et Z_L du conducteur de contrôle, et ce en fonction des conditions de charge et de la longueur de ce dernier.

Au sein du paragraphe III.2 suivant, la longueur L du conducteur de contrôle et de la ligne de masse sera prise égale à un mètre.

III.2 Evolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction des conditions de charge du conducteur de contrôle

Dans le but de comparer la tension $V_c(t)$ induite en extrémité du conducteur de contrôle obtenue dans les conditions réalistes d'installation à celle obtenue en extrémité du conducteur de contrôle soumis au test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves" (paragraphe II-2 du chapitre II), nous nous proposons d'étudier tout d'abord le cas où les impédances de charge Z_0 et Z_L sont égales à 50ohms (pour comparaison, se référer au paragraphe II-2-6-2-1 du chapitre II), puis d'analyser la configuration où les impédances de charge Z_0 et Z_L sont égales à 1MegaOhms (pour comparaison, se référer au paragraphe II-2-5-2 du chapitre II), et de traiter enfin le

cas où les impédances de charge Z_0 et Z_L sont respectivement égales à 50ohms et 1MégaOhms (pour comparaison, se référer au paragraphe II-2-6-1-1 du chapitre II).

Dans les trois cas traités ci-après, nous mènerons dans un premier temps, un raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique à partir du schéma équivalent au conducteur de contrôle; nous confronterons ensuite le résultat obtenu pour la tension $V_c(t)$ induite aux extrémités du conducteur de contrôle à celui acquis par simulation à l'aide du modèle décrit au paragraphe "MODELE DE SIMULATION UTILISE".

Si les impédances de charge Z_0 et Z_L ne sont plus grandes devant l'impédance caractéristique Z_{c1} du conducteur de contrôle, le schéma équivalent de la Figure 3 n'est plus valable; il faut alors raisonner à partir d'un schéma équivalent un peu plus général, représenté sur la Figure 28; ce dernier tient compte de l'inductance L_1 du conducteur de contrôle par rapport à la ligne de masse.

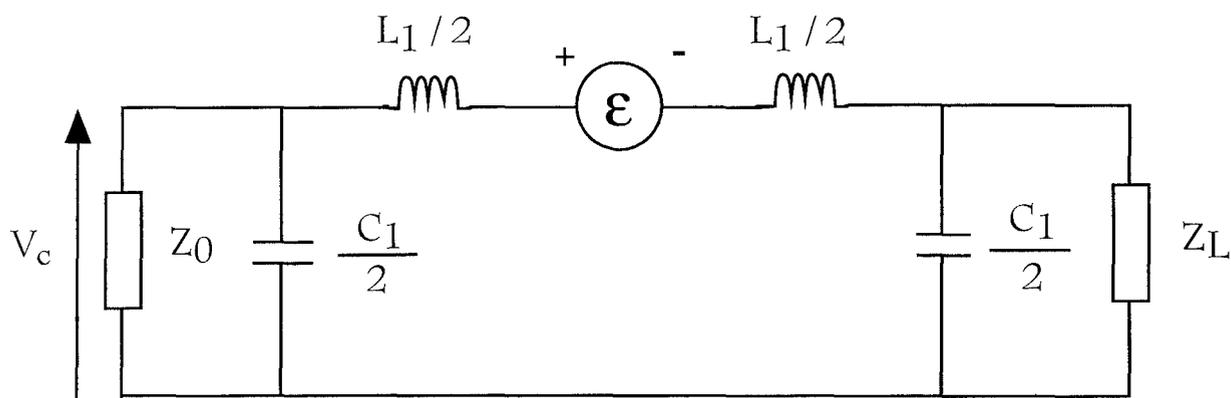


Figure 28: Schéma équivalent au scénario de la Figure 1

III.2.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω

Comme nous l'avons précisé au paragraphe II-2-6-2 du chapitre II, le conducteur de contrôle chargé aux deux extrémités par une impédance de 50Ω peut simuler une liaison analogique.

Les impédances de charge Z_0 et Z_L pouvant en première approximation être considérées comme petites devant l'impédance caractéristique Z_{c1} , le schéma

équivalent de la Figure 28 peut se simplifier en un schéma équivalent représenté sur la Figure 29.

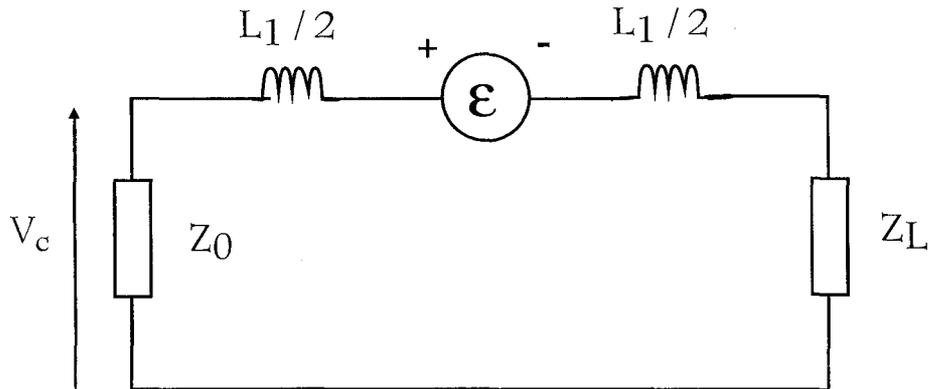


Figure 29: Schéma équivalent du conducteur de contrôle

Après calculs, nous obtenons une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{Z_0 \cdot Z_{tG}(\omega) \cdot I_G(\omega) \cdot L}{Z_0 + Z_L + jL_1\omega} \quad (14).$$

En basse fréquence, la tension induite V_c semble s'identifier à la dérivée du signal I_G véhiculé par la ligne de masse; ce résultat s'explique puisque la tension V_c dépend de l'impédance de transfert Z_{tG} de la ligne de masse, seul paramètre qui évolue linéairement avec la fréquence.

La relation (14) reste valable en Z_L ; seul le signe change.

III.2.1.1 Validation du modèle de simulation: Cas du courant impulsionnel I_G à fronts larges

De sorte à valider le modèle de simulation, nous choisissons de couvrir uniquement un spectre de basses fréquences. Pour cela, le courant impulsionnel I_G à fronts larges se caractérise par un temps de montée t_m et une largeur totale τ comme-suit:

- $t_m = 400\text{ns}$,

- $\tau = 1200\text{ns}$.

La tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle apparaît sur la Figure 30.

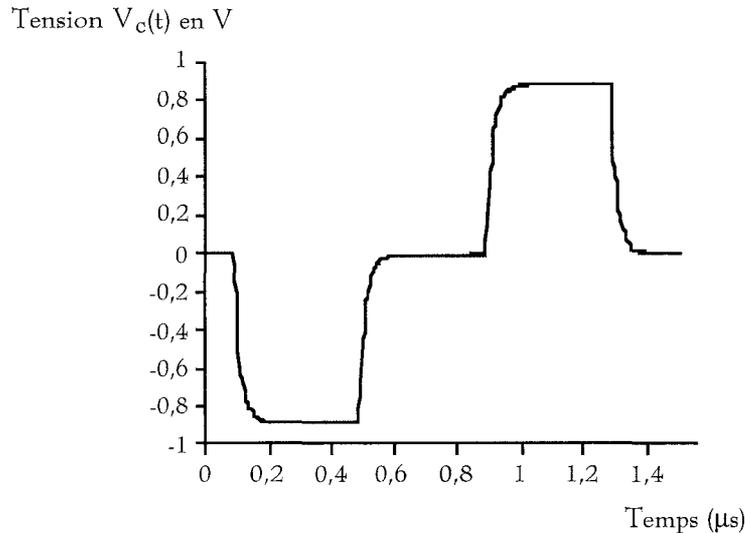


Figure 30: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle

Celle-ci semble bien s'identifier à la dérivée du signal I_G circulant dans la ligne de masse. De plus, l'amplitude crête de la tension V_c correspond à celle obtenue dans le domaine temporel, à partir du raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique, à savoir:

$$V_{c_{\text{crête}}} = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_L} \cdot \frac{L_t}{t_m} \cdot L \cdot I_{G0} \quad (15)$$

où I_{G0} est l'amplitude crête du courant I_G ,

L_t étant l'inductance linéique de transfert de la ligne de masse.

Il suffit en effet, de traduire les expressions harmoniques dans le domaine temporel en faisant appel au calcul symbolique; nous utilisons la relation fondamentale: $j\omega = p$. Cette approche analytique suppose biensûr que la recherche des fonctions originales des expressions symboliques ainsi trouvées soit relativement simple.

Précisons enfin que la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle présente une courbure sur les fronts de montée et de descente; celle-ci s'explique simplement par la présence de l'inductance propre du conducteur de contrôle par rapport à la ligne de masse, paramètre qu'il n'est plus possible de négliger devant les impédances de charge Z_0 et Z_L lorsque la fréquence augmente.

III.2.1.2 Exploitation du modèle pour simuler le cas du courant impulsionnel I_G à fronts raides

Le courant impulsionnel I_G véhiculé par la ligne de masse couvre ici une étendue spectrale beaucoup plus importante et semblable à celle des "Transitoires Rapides en Salves" utilisés lors du test normalisé CEI 1000-4-4: $t_m=7ns$ - $\tau=60ns$.

La tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle obtenue par simulation, apparaît sur la Figure 31.

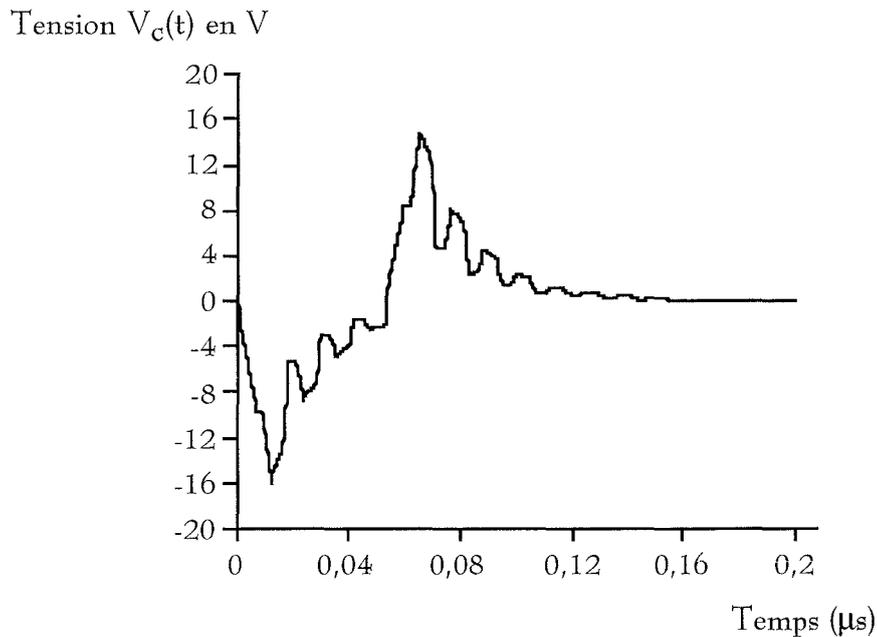


Figure 31: Évolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle

Remarquons que l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 16Volts.

Précisons que le modèle utilisé nous permet aussi de prendre en considération les phénomènes de propagation qui se traduisent sous la forme de "paliers" au niveau de la tension V_c . Ceux-ci traduisent la superposition des différents signaux réfléchis en extrémité du conducteur de contrôle. Nous pouvons y trouver une explication dans le fait que le temps de montée du signal impulsionnel est du même ordre de grandeur voire inférieur au temps de propagation aller-retour t_{A-R} sur le conducteur de contrôle; ce dernier est voisin de 12ns. Le temps de propagation aller-retour peut en première approximation être obtenu au moyen de la relation suivante:

$$t_{A-R} = \frac{2L}{v_1} \quad (16)$$

où v_1 est la vitesse de propagation sur le conducteur de contrôle,
 L étant la longueur de ce dernier.

III.2.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$

Les impédances de charge Z_0 et Z_L pouvant être considérées comme grandes devant l'impédance caractéristique Z_{c1} , nous obtenons, à partir du schéma équivalent de la Figure 3, une tension induite V_c définie par la relation (17) suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{1}{2} Z_{t_G}(\omega).I_G(\omega).L \quad (17).$$

En basse fréquence, la tension induite V_c semble donc s'identifier à la dérivée du signal I_G véhiculé par la ligne de masse; ce résultat s'explique puisque la tension V_c dépend de l'impédance de transfert Z_{t_G} de la ligne de masse, qui est le seul paramètre évoluant linéairement avec la fréquence.

La relation (17) reste valable en Z_L ; seul le signe change.

La démarche par simulation, menée pour un courant impulsionnel à fronts raides (temps de montée: $t_m=7ns$), aboutit au résultat représenté sur la Figure 32.

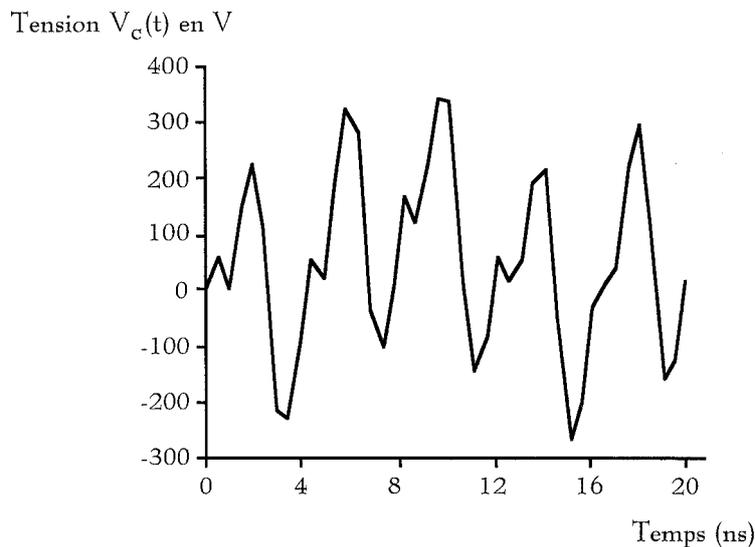


Figure 32: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle

Compte-tenu de l'allure de la tension V_c obtenue, il apparaît difficile de fournir des éléments d'interprétation sur la plan quantitatif; nous pouvons néanmoins remarquer que l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 350Volts. En effet, les conditions aux limites imposées par les valeurs élevées des impédances de charge Z_0 et Z_L vont favoriser sur le conducteur de contrôle, l'établissement des phénomènes de réflexions multiples. Ces dernières caractérisent d'ailleurs toute ligne de transmission non adaptée en régime impulsionnel.

Précisons tout de même sur le plan qualitatif que pour des impédances Z_0 et Z_L plus faibles, les oscillations observées sur la tension V_c ont une période de récurrence plus grande; l'amplitude crête atteinte dans ces configurations-ci reste plus faible. Dans le cas présent où les impédances de charge valent $1M\Omega$, il n'y a plus d'absorption des signaux arrivant aux extrémités du conducteur de contrôle; en d'autres termes: "tout est réfléchi".

III.2.3 Cas des impédances de charge Z_0 égale à 50Ω et Z_L égale à $1M\Omega$

Comme nous l'avons précisé au paragraphe II-2-6-1 du chapitre II, le conducteur de contrôle chargé à l'extrémité Z_0 par une impédance de 50Ω et à l'extrémité Z_L par une impédance de $1M\Omega$ peut simuler une liaison numérique.

Compte-tenu des impédances de charge Z_0 et Z_L , le schéma équivalent de la Figure 28 peut se simplifier en un schéma équivalent représenté sur la Figure 33.

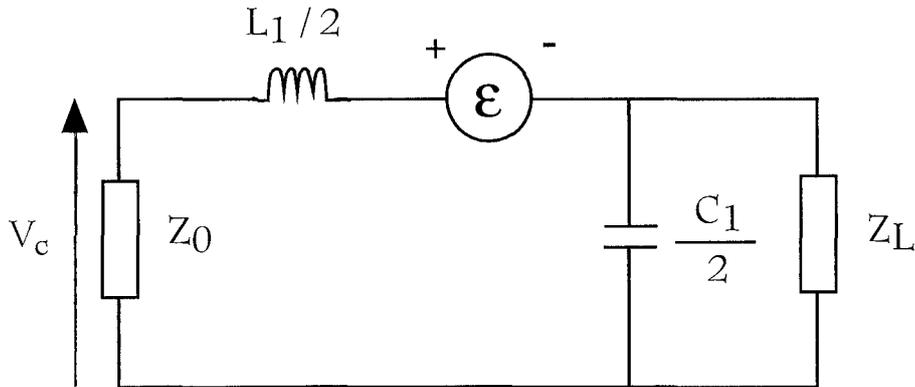


Figure 33: Schéma équivalent du conducteur de contrôle

Après calculs, nous obtenons une expression de la tension induite V_c sous la forme suivante:

$$V_c(\omega) = \frac{2Z_0 \cdot (2 + jZ_L C_1 \omega)}{4Z_L + (2Z_0 + jL_1 \omega)(2 + jZ_L C_1 \omega)} \cdot Z_{tG}(\omega) \cdot I_G(\omega) \cdot L \quad (18).$$

En basse fréquence, la relation (18) peut se réduire à la relation (19):

$$V_c(\omega) = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_L} \cdot Z_{tG}(\omega) \cdot I_G(\omega) \cdot L \quad (19).$$

La tension induite V_c semble alors s'identifier à la dérivée du signal I_G véhiculé par la ligne de masse; ce résultat s'explique puisque la tension V_c dépend de l'impédance de transfert Z_{tG} de la ligne de masse, seul paramètre qui évolue linéairement avec la fréquence.

La relation (19) reste sensiblement la même en Z_L : il suffit d'invertir Z_0 en Z_L et réciproquement; seul le signe change.

Le raisonnement basé sur l'hypothèse quasi-statique nous rend compte d'une tension V_c induite à l'extrémité Z_0 atteignant une amplitude crête beaucoup plus faible que celle de la tension à l'extrémité Z_L du conducteur de contrôle.

La démarche par simulation, menée pour un courant impulsionnel à fronts raides (temps de montée: $t_m=7ns$), semble fournir un résultat semblable, comme représenté sur la Figure 34.

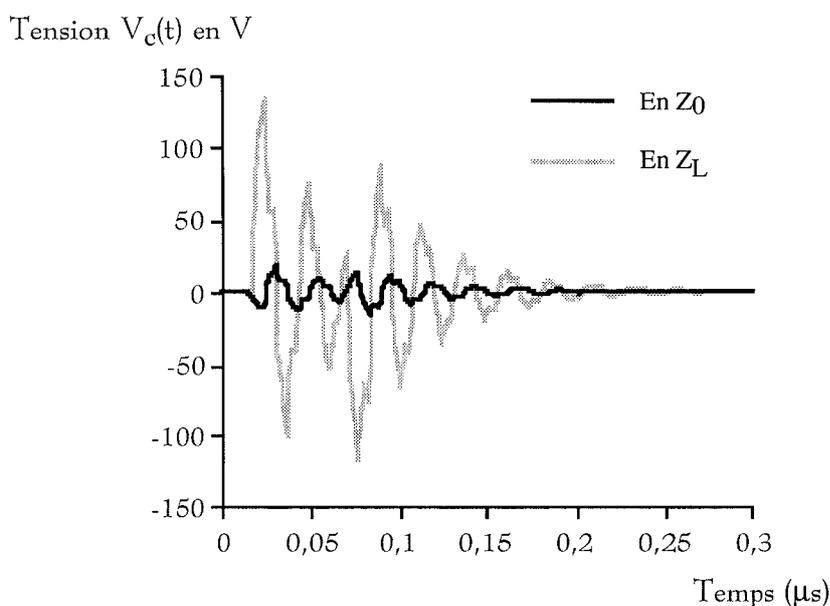


Figure 34: Evolution temporelle obtenue par simulation de la tension V_c induite aux extrémités Z_0 et Z_L du conducteur de contrôle

Remarquons que l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 18Volts à l'extrémité Z_0 et environ 135Volts en Z_L .

III.3 Evolution de la tension induite $V_c(t)$ en fonction de la longueur du conducteur de contrôle

Pour étudier l'influence de la longueur L du conducteur de contrôle (et de la ligne de masse) sur la tension V_c induite en extrémité du conducteur de contrôle, nous choisissons la configuration où les impédances de charge de mode commun Z_0 et Z_L sont égales à 50Ω .

Comme l'a montré l'approche par un raisonnement mené à partir de l'hypothèse quasi-statique au paragraphe "Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω ", la tension V_c semble croître linéairement avec la longueur L (se référer aux formules (14) et (15)).

III.3.1 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts larges

La démarche par simulation réalisée en basse fréquence pour un courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts larges ($t_m=400ns - \tau=1200ns$), confirme cette évolution linéaire de la tension V_c avec la longueur L . La Figure 35 montre en l'occurrence la tension V_c obtenue à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle par simulation, et ce pour des longueurs L égales à 1m et 5m.

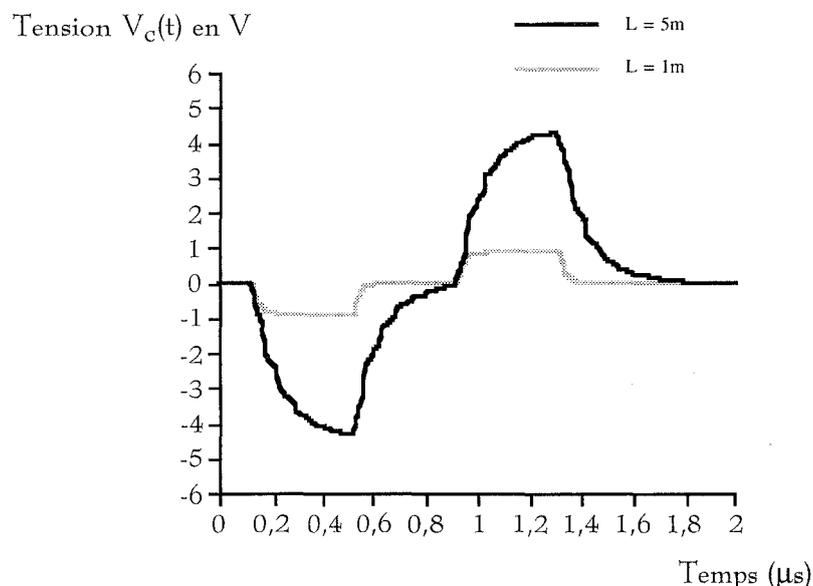


Figure 35: Tension V_c obtenue par simulation à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle dans le cas d'un courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts larges

Dans le cas où la longueur L est de 5m, le phénomène de "courbure" observé sur les fronts de montée et de descente de la tension V_c lorsque nous avons une longueur égale à 1m, est ici amplifié. En effet, l'inductance propre du conducteur de contrôle qui en est la cause, est en première approximation négligée en basse fréquence et pour de petites longueurs. Elle peut de moins en moins l'être quand la longueur L augmente.

III.3.2 Cas du courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts raides

La démarche par simulation réalisée pour un courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts raides ($t_m=7ns$ - $\tau=60ns$) et pour des longueurs L à nouveau égales à 1m et 5m, fournit la tension induite V_c représentée sur la Figure 36.

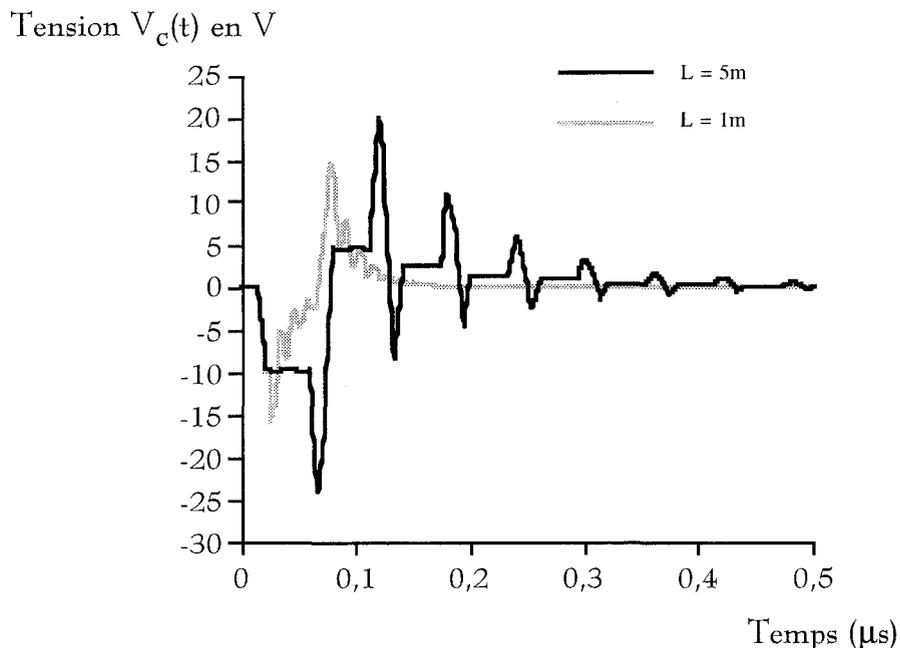


Figure 36: Tension V_c obtenue par simulation à l'extrémité Z_0 du conducteur de contrôle dans le cas d'un courant impulsionnel $i_G(t)$ à fronts raides

Le spectre de fréquences atteignant largement la centaine de MégaHertz, les phénomènes de propagation apparaissent, et affectent l'évolution temporelle de la tension V_c d'oscillations déjà observées au paragraphe "Exploitation du modèle pour simuler le cas du courant impulsionnel IG à fronts raides" de ce même chapitre.

Notons que lorsque la longueur L du conducteur de contrôle augmente, le temps de propagation aller-retour t_{A-R} sur celui-ci augmente; ce constat peut ainsi nous permettre d'expliquer de manière qualitative l'augmentation avec la longueur de la période des oscillations. Précisons aussi que dans le cas d'une longueur $L=5m$, les amplitudes maximales (différents pics observés sur la Figure 36) sont alternativement positifs et négatifs contrairement à la configuration où la longueur L n'est que d'un mètre. Ce résultat semble lié aux caractéristiques temporelles choisies pour le signal véhiculé par la ligne de masse (durée d'impulsion $\tau=60ns$); nous nous trouvons en effet dans une situation où le temps de propagation aller-retour sur le conducteur de contrôle devient supérieur à la durée totale du courant impulsionnel.

Concernant l'amplitude crête atteinte par la tension V_c , aucune relation entre celle-ci et la longueur L n'a pu être trouvée; nous notons simplement que l'amplitude crête de la tension V_c augmente avec la longueur L .

III.4 Corrélation entre l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ véhiculé par la ligne de masse et l'amplitude de la tension $V_c(t)$ obtenue en extrémité du conducteur de contrôle lors du test normalisé CEI 1000-4-4

Rappelons l'objectif global de l'étude présentée au sein des chapîtres II et III. Il s'agit d'établir une corrélation entre les perturbations transitoires susceptibles d'être rencontrées dans le réseau de terre d'une installation que pourrait subir un équipement électronique interconnecté au réseau général de masse, et les contraintes électromagnétiques imposées par le test normalisé d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" qu'aura également subi l'équipement avant sa mise sur le marché.

En d'autres termes, à partir des résultats obtenus par simulation au sein des chapîtres II et III, nous souhaitons chiffrer l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ dans la ligne de masse pour que se produise, dans une configuration semblable à

celle de la Figure 1, un parasite en entrée de l'équipement A, d'amplitude ou d'énergie comparable à celui généré lors du test normalisé CEI 1000-4-4.

Lors du test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves", le couplage choisi est capacitif, alors que durant l'exposition d'un conducteur de contrôle à une perturbation transitoire véhiculée par une ligne de masse, le couplage est inductif. Néanmoins ceci importe peu puisque nous prenons comme élément de comparaison pour les deux configurations, la tension de mode commun V_c induite en extrémité d'un toron qui interconnecte deux équipements entre-eux. Autrement dit, le dénominateur commun qui nous intéresse reste le niveau de parasites vu par l'entrée ou la sortie d'un matériel électronique (et plus particulièrement l'amplitude crête de la tension V_c).

Dans ce contexte, nous proposons d'établir la corrélation pour différentes conditions de charge aux extrémités du toron où les impédances Z_0 et Z_L simulent respectivement l'impédance de sortie de l'équipement A et l'impédance d'entrée de l'équipement B représentés sur la Figure 1.

Le premier cas correspond tout d'abord à des impédances de charge Z_0 et Z_L toutes deux choisies égales à 50Ω ; la seconde configuration consiste ensuite à placer en extrémité du toron des impédances de charge égales à $1M\Omega$; enfin pour le troisième cas il s'agit de réaliser un "déséquilibre" de charge avec pour impédances Z_0 et Z_L , les valeurs respectives de 50Ω et $1M\Omega$.

Pour simplifier l'étude, nous considérons un toron réduit à un seul conducteur de cuivre de longueur L voisine du mètre.

Dans la configuration du test normalisé CEI 1000-4-4, cela correspond au cas rencontré aux paragraphes II.2.5.2 et II.2.6 du chapitre II. Pour le toron constitué de trois conducteurs, deux d'entre-eux sont choisis court-circuités à la masse aux deux extrémités; le troisième conducteur du toron est chargé différemment aux deux extrémités suivant le cas étudié, comme représenté sur la Figure 20 du chapitre II.

Dans la configuration représentative de la réalité d'une installation, c'est la situation la plus défavorable observée sur la Figure 21 du chapitre III qui est sélectionnée (courbe bleue). Elle correspond au cas d'une ligne de masse assurée par une tresse de cuivre située à dix centimètres du conducteur de contrôle; elle revient à simuler la proximité d'un blindage de câble véhiculant un parasite transitoire. Dans ces conditions, l'impédance de transfert Z_{tG} est la plus élevée de toutes celles rencontrées au cours de l'étude.

Précisons en dernier lieu que le parasite, utilisé dans les deux configurations, simule le signal normalisé des "Transitoires Rapides en Salves" (voir le paragraphe II.1.2 du chapitre II); il présente par conséquent des caractéristiques temporelles: temps de montée t_m et durée d'impulsion τ de valeurs respectives 7ns et 60ns.

III.4.1 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω

Cas: $Z_0 = 50\Omega$ $Z_L = 50\Omega$	Amplitude crête V_0 de la tension appliquée en entrée de pince capacitive	Amplitude crête I_{G0} du courant véhiculé par la ligne de masse	Amplitude crête V_c de la tension induite à l'extrémité Z_0 du toron
Configuration	1V	-	50mV
"Test normalisé"	<u>1kV</u>	-	50V
Configuration	-	1A	16V
"Installation"	-	<u>3,1A</u>	50V

Tableau 3: Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω

Dans la configuration du test normalisé CEI 1000-4-4, l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 50mV pour un signal appliqué en entrée de pince capacitive d'amplitude crête égale à 1V.

Dans la configuration représentative d'une installation, l'amplitude crête de la tension V_c induite atteint une valeur voisine de 16V pour un courant véhiculé par la ligne de masse d'amplitude crête égale à 1A.

Il suffirait alors d'un courant $i_G(t)$ dans la ligne de masse d'amplitude crête égale à 3,1A pour engendrer en entrée d'équipement un parasite d'amplitude crête comparable à celui obtenu en appliquant 1kV crête en entrée de pince capacitive lors du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves".

III.4.2 Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$

Cas:	Amplitude crête V_0 de la tension appliquée en entrée de pince capacitive	Amplitude crête I_{G0} du courant véhiculé par la ligne de masse	Amplitude crête V_c de la tension induite à l'extrémité Z_0 du toron
$Z_0 = 1M\Omega$ $Z_L = 1M\Omega$			
Configuration	1V	-	280mV
"Test normalisé"	<u>1kV</u>	-	280V
Configuration	-	1A	350V
"Installation"	-	<u>800mA</u>	280V

Tableau 4: Cas des impédances de charge Z_0 et Z_L égales à $1M\Omega$

Dans la configuration du test normalisé CEI 1000-4-4, l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 280mV pour un signal appliqué en entrée de pince capacitive d'amplitude crête égale à 1V.

Dans la configuration représentative d'une installation, l'amplitude crête de la tension V_c induite atteint une valeur voisine de 350V pour un courant véhiculé par la ligne de masse d'amplitude crête égale à 1A.

Il suffirait alors d'un courant $i_G(t)$ dans la ligne de masse d'amplitude crête égale à 800mA pour engendrer en entrée d'équipement un parasite d'amplitude crête

comparable à celui obtenu en appliquant 1kV crête en entrée de pince capacitive lors du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves".

III.4.3 Cas des impédances de charge: $Z_0=50\Omega$ - $Z_L=1M\Omega$

Cas: $Z_0 = 50\Omega$ $Z_L = 1M\Omega$	Amplitude crête V_0 de la tension appliquée en entrée de pince capacitive	Amplitude crête I_{G0} du courant véhiculé par la ligne de masse	Amplitude crête V_c de la tension induite à l'extrémité Z_0 du toron
Configuration	1V	-	100mV
"Test normalisé"	<u>1kV</u>	-	100V
Configuration	-	1A	18V
"Installation"	-	<u>5,6A</u>	100V

Tableau 5: Cas des impédances de charge: $Z_0=50\Omega$ - $Z_L=1M\Omega$

Dans la configuration du test normalisé CEI 1000-4-4, l'amplitude crête de la tension V_c atteint une valeur voisine de 100mV pour un signal appliqué en entrée de pince capacitive d'amplitude crête égale à 1V.

Dans la configuration représentative d'une installation, l'amplitude crête de la tension V_c induite atteint une valeur voisine de 18V pour un courant véhiculé par la ligne de masse d'amplitude crête égale à 1A.

Il suffirait alors d'un courant $i_G(t)$ dans la ligne de masse d'amplitude crête égale à 5,6A pour engendrer en entrée d'équipement un parasite d'amplitude crête comparable à celui obtenu en appliquant 1kV crête en entrée de pince capacitive lors du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves".

IV. CONCLUSION

Après avoir étudié, au sein du second chapitre, les effets d'une exposition d'un équipement électronique à des perturbations de type "Transitoires Rapides en Salves", simulée par le test normalisé CEI 1000-4-4, il nous a aussi paru important, notamment dans le cadre d'une démarche de conception d'un équipement électronique, de nous intéresser, au sein de ce troisième chapitre, aux effets générés en entrée de ce même équipement par un courant transitoire véhiculé par une ligne de masse. Pour les besoins de l'étude, la ligne de masse assurée par une tresse de cuivre ou par une goulotte métallique, et interconnectée au réseau de terre général, était voisine d'un conducteur de contrôle issu du dit équipement.

Toute cette démarche a été menée dans le but de chiffrer l'amplitude du courant transitoire $i_G(t)$ devant circuler dans la ligne de masse pour que se produise en entrée de l'équipement électronique, un parasite d'amplitude ou d'énergie comparable à celui généré durant le test d'immunité sous "Transitoires Rapides en Salves".

La première étape a consisté à étudier au moyen du concept d'impédance de transfert quelques variantes physiques d'une ligne de masse par rapport au conducteur de contrôle. L'approche menée expérimentalement pour les fréquences inférieures à la dizaine de MégaHertz, a été validée par un calcul estimatif de l'impédance de transfert à partir de l'"Approximation des fils fins". Compte-tenu de l'évolution linéaire de ce paramètre avec la fréquence, et ce même en basse fréquence, nous l'avons estimé par la même relation au delà de la dizaine de MégaHertz; en effet, il nous est nécessaire de connaître l'impédance de transfert de la ligne de masse sur une étendue spectrale beaucoup plus importante si nous voulons déterminer la tension de mode commun induite aux extrémités du conducteur de contrôle exposé à une perturbation de type "Transitoires Rapides en Salves".

Dans un second temps, nous avons choisi d'intégrer le paramètre impédance de transfert obtenu ci-avant dans un modèle de simulation dans le but de déterminer la tension de mode commun $V_c(t)$ induite aux extrémités du conducteur de contrôle; cette étape a été menée en fonction des conditions de charge et de la longueur de ce dernier.

Nous étant placés dans la configuration la plus défavorable des différents cas étudiés au paragraphe "DETERMINATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT D'UNE LIGNE DE MASSE", à savoir celle où l'impédance de transfert était la plus élevée, il suffit par exemple, pour le cas d'impédances de charge Z_0 et Z_L égales à 50Ω en extrémités du conducteur de contrôle, de longueur voisine du mètre, de faire circuler dans la ligne de masse un courant transitoire d'amplitude crête de 3A environ, pour reproduire les conditions du test normalisé CEI 1000-4-4.

De plus, la tension V_c induite en extrémité du toron semblant croître avec la longueur des conducteurs en présence, et comme sur site industriel, les lignes de masse sont le plus souvent de longueur supérieure au mètre, un courant transitoire de plus faible amplitude encore, véhiculé par la ligne de masse, risque d'être suffisant pour retrouver le résultat obtenu dans les conditions du test d'immunité sous " Transitoires Rapides en Salves" où la tension crête appliquée en entrée de pince capacitive atteignait tout de même 1kV.

Après nous être intéressés, dans les chapîtres II et III, aux contraintes de perturbations conduites imposées à des équipements électroniques par la présence des réseaux de masse et de terre, véhiculant des parasites de type " Transitoires Rapides en Salves", nous nous proposons au sein d'un quatrième et dernier chapitre, et ce toujours dans le cadre d'une démarche de conception d'un équipement électronique, d'étudier l'influence de l'environnement métallique des infrastructures d'un bâtiment sur le pouvoir d'une source rayonnant un champ électromagnétique.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] B.DEMOULIN, D.DEGARDIN, P.DEGAUCQUE, "Intégration des paramètres de l'environnement électromagnétique dans le but de modéliser le comportement d'installations électroniques soumises à des parasites", Rapport de la convention CEA-IPSN - 4040-6B022920/SH, VILLENEUVE D'ASCQ, 23 Décembre 1996.

[2] M.VAN HELVOORT, "Grounding structures for the EMC protection of cabling and wiring", Ph.D Thesis, Eindhoven University, 1995.

[3] M.A. VAN HOUTEN, E.J.M. VAN HEESCH, A.P.J. VAN DEURSEN, R.G. NOIJ, J.N.A.M. VAN ROOY, P.C.T. VAN DER LAAN, "General methods for protection of electronics against interference tested in high voltage substations", ZURICH 1989, 84-N2.

CHAPITRE IV

*INFLUENCE DE L'ENVIRONNEMENT
MÉTALLIQUE DES INFRASTRUCTURES
SUR LE POUVOIR PERTURBATEUR
D'UNE SOURCE RAYONNANT
UN CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE*

I. INTRODUCTION.....	180
II. INTERACTION D'UN CHAMP ELECTROMAGNETIQUE AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE DENSITE ELEVEE DE MATERIAUX METALLIQUES.....	184
II.1 CARACTERISATION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR UTILISES POUR ASSURER LA TRANSMISSION RADIOFREQUENCE A LA FREQUENCE DE 900MHZ.....	185
II.2 REALISATION DE LA TRANSMISSION DANS DES CONDITIONS D'ESPACE LIBRE.....	190
II.2.1 Vérification expérimentale de l'isotropie de l'émetteur et Incertitudes de mesures.....	191
II.2.1.1 Puissance de référence mesurée à l'entrée du monopôle récepteur.....	192
II.2.1.2 Champ électrique relevé à l'aide d'une sonde isotropique à la distance d_1 de l'émetteur.....	193
II.2.2 Décroissance linéaire du champ avec l'augmentation de la distance à la source.....	194
II.2.2.1 Démarche par la mesure de puissance en entrée du monopôle récepteur.....	194
II.2.2.2 Démarche par la mesure de champ électrique à l'aide de la sonde isotropique.....	195
II.2.2.2.1 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui déduit d'une loi de décroissance linéaire avec l'éloignement à la source.....	196
II.2.2.2.2 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui calculé à partir de la Théorie des Images.....	197
II.3 REALISATION DE LA TRANSMISSION EN CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES.....	202
III. MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRETENU ENTRE DES PAROIS METALLIQUES PARALLELES.....	208
III.1 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR D'UN OBSTACLE METALLIQUE PLACE COTE EMETTEUR.....	209
III.2 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRETENU ENTRE DEUX OBSTACLES METALLIQUES PARALLELES PLACES DE PART ET D'AUTRE DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR.....	213
IV. INTERACTION D'UN CHAMP AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE INFRASTRUTURE METALLIQUE QUI PRESENTE DES FUITES ELECTROMAGNETIQUES.....	215
V. CONCLUSION.....	219

I. INTRODUCTION

Afin de préserver une qualité suffisante de réception de la radiodiffusion, de la télévision et de manière générale des moyens de télécommunication, plusieurs normes européennes ont été élaborées à partir de la fin des années 80; en outre, celles-ci présentent les limites et les méthodes de mesures utiles à la caractérisation des perturbations électromagnétiques rayonnées par les appareils industriels-scientifiques-médicaux (ISM)⁽¹⁾, par les appareils de traitement de l'information ou encore les appareils électrodomestiques. Comme le précisent les références [1] et [2] : malgré le respect de la limite normative, il existe une zone où la réception de la radiodiffusion et de la télévision risque néanmoins d'être perturbée; cette zone reste évidemment fonction de la décroissance du champ rayonné avec la distance à la source. Les exigences normatives de mesure de champ rayonné imposent également des conditions d'espace libre pour caractériser le "pouvoir rayonnant" d'une source; mais que va-t-il advenir de ce "pouvoir rayonnant" lorsque la source va être placée dans un environnement qui présente des structures métalliques? D'autant que les signaux radioélectriques provenant de sources utiles, extérieures à ces structures, seront atténués.

⁽¹⁾ Un équipement ISM désigne un appareil ou une installation conçue pour produire et utiliser dans un espace réduit, de l'énergie radioélectrique pour des applications industrielles, scientifiques, médicales ou domestiques, à l'exclusion des applications relevant du domaine des télécommunications, des techniques de l'information et d'autres applications couvertes par d'autres normes du CENELEC concernant la compatibilité électromagnétique.

De nombreuses installations sont en effet intégrées dans un environnement métallique qui risque de ne pas rester sans influence sur l'amplitude des champs générés à l'intérieur des bâtiments. Dans ces conditions, nous pouvons imaginer une interaction possible du champ rayonné par une source de perturbation avec l'environnement métallique qui fait intervenir les structures en tôle des bâtiments ainsi que les baies d'armoires électriques par exemple. A ce stade, la longueur d'onde associée au champ perturbateur devient un facteur déterminant dans l'interaction électromagnétique avec les composants métalliques. Dans le cas de longueur d'onde plus petite que les dimensions de l'infrastructure, les éléments métalliques se comportent comme des réflecteurs; il en résulte des réflexions multiples qui produisent alors à l'intérieur d'un bâtiment ou d'une armoire électrique des champs d'ondes stationnaires.

Notre objectif au sein de ce quatrième chapitre est de montrer que la puissance d'une source émettrice et ses caractéristiques de rayonnement en espace libre ne sont pas les seuls facteurs qui régissent l'amplitude de la contrainte électromagnétique; la topologie électromagnétique de l'environnement est également un paramètre important à prendre en considération.

Dans le but d'étudier l'influence d'obstacles métalliques placés dans l'environnement sur le niveau de champ reçu à une distance donnée d'une source de perturbation électromagnétique, nous nous proposons de mener dans un premier temps une démarche expérimentale dans des conditions optimales de réflexion des ondes électromagnétiques, de sorte à mettre en évidence le phénomène de génération d'ondes stationnaires. Cette approche menée en chambre réverbérante à brassage de modes présentant une densité élevée de matériaux métalliques, consiste à réaliser une transmission radiofréquence entre un émetteur et un récepteur de type monopôle, accordés sur la fréquence de 900MHz; cette fréquence, utilisée

notamment en téléphonie mobile, va globalement satisfaire les conditions de petite longueur d'onde devant les dimensions des infrastructures.

Afin de pouvoir quantifier, dans la précédente configuration, l'influence des obstacles métalliques sur le niveau de puissance relevé à l'entrée du monopôle récepteur, il est au préalable nécessaire de se placer dans des conditions d'espace libre afin de caractériser la transmission; pour cela nous travaillerons en chambre anéchoïque. Cette étape préliminaire, consistant à se placer dans les conditions normatives de mesure du "pouvoir rayonnant" d'une source, permettra d'obtenir la puissance de référence relevée au niveau du monopôle récepteur. Toujours dans des conditions d'espace libre, nous vérifierons la décroissance linéaire du champ avec la distance à la source (en conditions de champ lointain).

Les conditions de réflexion des ondes électromagnétiques en chambre réverbérante dues au coefficient de qualité élevé étant optimales, nous considérons ce résultat comme le pire cas. Nous proposons alors dans un second temps d'approcher des conditions d'environnement plus réalistes comme celles d'un site industriel où le champ émis par un téléphone mobile par exemple, risque d'interagir avec l'infrastructure du local: nous pensons ici aux structures métalliques constituées par les cloisons en tôle ou les baies d'armoires électriques. Pour cela, nous réalisons la transmission radiofréquence à 900MHz en chambre anéchoïque en plaçant des plaques métalliques au voisinage de l'émetteur et/ou du récepteur; nous mettrons en outre en évidence des ondes stationnaires qui s'apparentent à celles entretenues dans une cavité PEROT-FABRY.

Pour simuler un autre cas intermédiaire entre les conditions extrêmes de la chambre réverbérante à brasseur de modes et celles présentes en espace libre, nous nous proposons dans un troisième et dernier temps d'étudier le comportement de la source électromagnétique précédente qui émet à la fréquence de 900MHz au sein d'une cavité électromagnétique de grandes dimensions vis-à-vis de la longueur

d'onde; telle la cage FARADAY du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique de VILLENEUVE D'ASCQ, dont les parois sont constituées d'un grillage doublé, et dont les fuites électromagnétiques à la fréquence de 900MHz sont loin d'être négligeables. Pouvant représenter la réalité d'un bâtiment en tôles ou par exemple une cage FARADAY en milieu hospitalier, ce cas permettra de reproduire un environnement où l'infrastructure métallique présente des fuites électromagnétiques.

II.INTERACTION D'UN CHAMP ELECTROMAGNETIQUE AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE DENSITE ELEVEE DE MATERIAUX METALLIQUES

Tout site industriel présente un certain nombre d'objets métalliques propres à l'installation ou au bâtiment qui l'abrite; ceux-ci restent susceptibles d'interagir avec le champ électromagnétique ambiant, de telle sorte qu'ils risquent de modifier le niveau de champ reçu à une distance donnée d'une source de perturbation comparativement au niveau de champ reçu dans des conditions d'espace libre.

Pour mettre en évidence le phénomène de génération d'ondes stationnaires dû à la présence d'obstacles métalliques, nous choisissons de nous placer dans des conditions optimales de réflexion des ondes électromagnétiques en menant une démarche expérimentale en chambre réverbérante à brassage de modes. Pour cela, nous proposons de réaliser en chambre réverbérante à brassage de modes une transmission radiofréquence à l'aide d'un émetteur et d'un récepteur de type monopôle adaptés à la fréquence 900MHz.

La première étape consiste à réaliser et à caractériser ces derniers, de sorte à connaître leurs pouvoirs d'émission et de réception respectifs, à la fréquence choisie. Précisons que la fréquence 900MHz, utilisée en téléphonie mobile, a été choisie dans le but de s'approcher du mieux possible des conditions de petite longueur d'onde devant les dimensions des objets métalliques rencontrés dans le cadre de l'étude.

Dans le but de quantifier l'influence de l'environnement métallique propre à la chambre réverbérante à brassage de modes sur le niveau de puissance relevée à l'entrée du monopôle récepteur, il est au préalable nécessaire de se placer dans des conditions d'espace libre pour réaliser la transmission; dans une seconde étape menée en chambre anéchoïque, nous présentons donc la puissance mesurée à l'entrée du monopôle récepteur; celle-ci servira de référence pour la suite de l'étude.

Il s'agit également en chambre anéchoïque, après détermination des incertitudes de mesure, de s'assurer de la décroissance linéaire du champ avec la distance à la source.

La troisième étape consiste enfin à réaliser la transmission radiofréquence à 900MHz en chambre réverbérante à brassage de modes pour simuler un environnement à forte densité de matériaux métalliques; la comparaison des résultats obtenus dans des conditions extrêmes d'environnement va ainsi être possible entre le cas d'un environnement sans obstacles métalliques (conditions d'espace libre) et le cas d'un environnement métallique à fort pouvoir réflecteur (chambre réverbérante à brassage de modes).

II.1 CARACTERISATION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR UTILISES POUR ASSURER LA TRANSMISSION RADIOFREQUENCE A LA FREQUENCE DE 900MHZ

Pour assurer la transmission radiofréquence à 900MHz, nous choisissons un émetteur et un récepteur indentiques de type monopôle comme représentés sur la Figure 1.

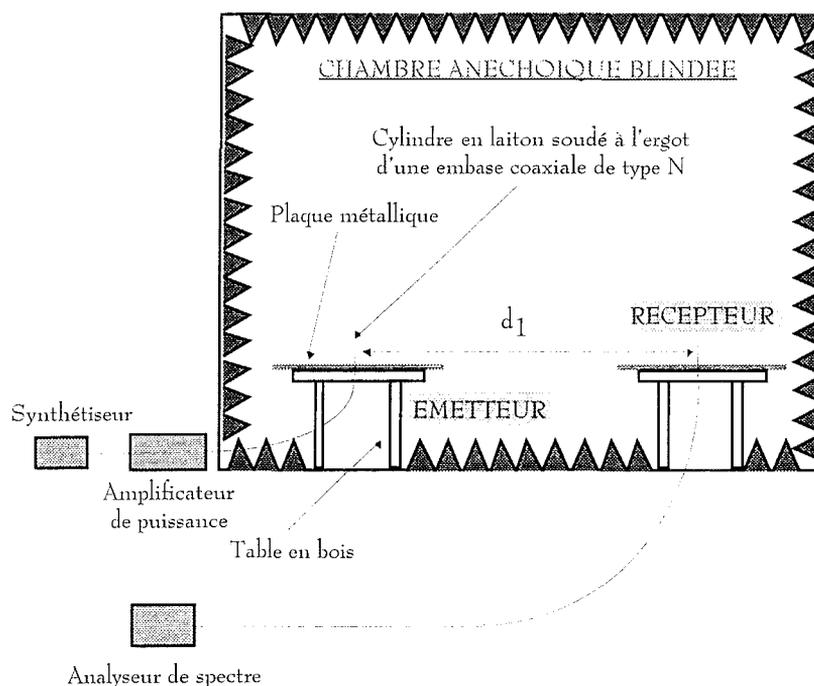


Figure 1: Dispositif expérimental choisi pour réaliser la transmission en chambre anéchoïque à l'aide de monopôles adaptés à la fréquence 900MHz

La Figure 2 représente le dispositif expérimental mis en oeuvre dans la chambre anéchoïque du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique de LILLE pour une distance d_1 égale à 2m.

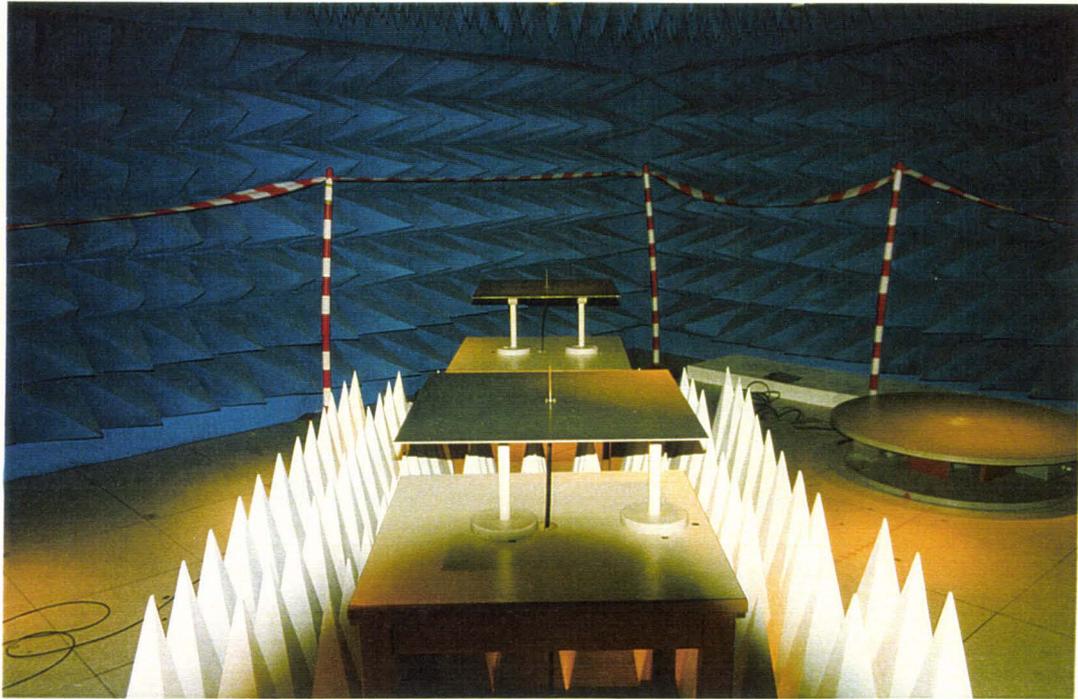


Figure 2: Dispositif expérimental mis en oeuvre en chambre anéchoïque pour une distance d_1 égale à 2m

Le monopôle se compose d'un cylindre en laiton de diamètre $\phi=2\text{mm}$ soudé à l'ergot d'une embase coaxiale de type "N". Cette embase est fixée au centre d'un plan de masse constitué d'une plaque de cuivre de $60\text{cm} * 60\text{cm}$. Cette dernière peut ainsi être vue en première approximation comme infinie puisqu'elle reste bien supérieure à la longueur d'onde, condition nécessaire pour que la configuration soit équivalente au dipôle symétrique. Cette caractéristique de l'émetteur et du récepteur va donc nous permettre de considérer le sol de la chambre anéchoïque comme peu influant sur la transmission.

En effet, pour un monopôle avec un plan de référence infini, le diagramme de rayonnement apparaissant sur la Figure 3, montre qu'en théorie aucun rayon ne risque venir se réfléchir sur le sol.

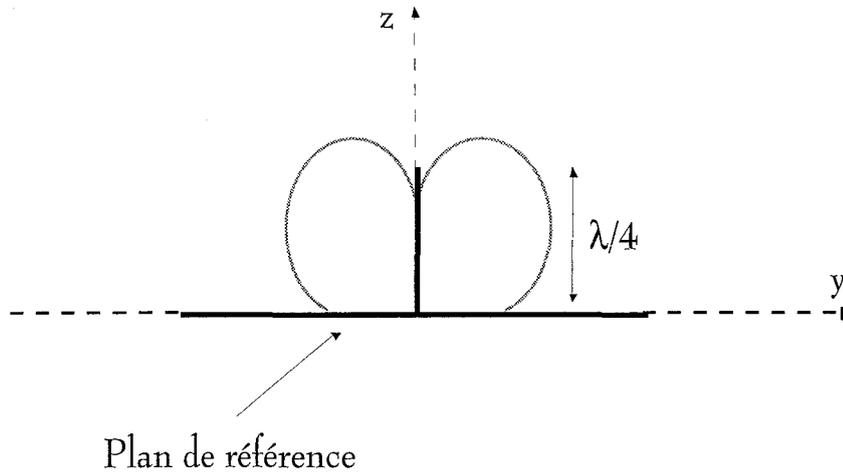


Figure 3: Diagramme de rayonnement dans le plan vertical d'un monopôle avec un plan de référence infini

La disposition consistant à placer des absorbants sur le sol entre l'émetteur et le récepteur permet de s'en assurer. Nous estimerons donc par la suite les ondes réfléchies par le sol pouvant "se composer" avec le champ direct comme négligeables.

Dans le plan horizontal, le diagramme de rayonnement du même monopôle est le suivant:

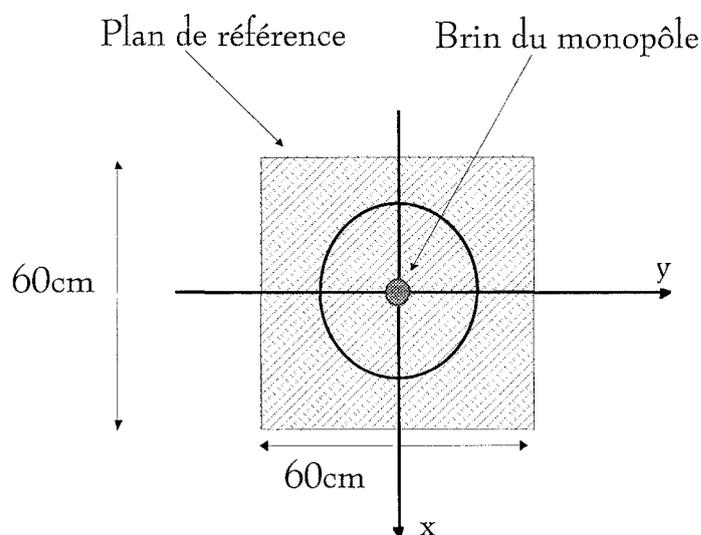


Figure 4: Diagramme de rayonnement dans le plan horizontal d'un monopôle

Compte-tenu des deux diagrammes de rayonnement précédents, la caractéristique essentielle du monopôle est son isotropie.

Pour obtenir l'adaptation à 900MHz, le monopôle est pris tel que sa longueur l soit égale au quart de la longueur d'onde c'est-à-dire huit centimètres. Pour valider l'adaptation des monopôles émetteur et récepteur à la fréquence de 900MHz, nous relevons à l'aide d'un analyseur de réseau leurs taux d'onde stationnaire et impédance d'entrée respectifs.

En théorie, à l'adaptation nous devons avoir un taux d'onde stationnaire S sensiblement égal à 1, déduit de la mesure du paramètre S_{11} par la relation (1), paramètre S_{11} qui traduit le coefficient de réflexion du monopôle.

$$S = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (1).$$

A l'adaptation, l'impédance d'entrée Z_e peut être considérée comme réelle et égale à la résistance de rayonnement R_e . Pour un monopôle quart d'onde, celle-ci est en première approximation de $36,6\Omega$. [3]

Expérimentalement, nous obtenons à la fréquence de 900MHz:

- Pour l'émetteur: $S_{11} \# -17\text{dB}$ - $S \# 1,3$ - $R_e \# 40\Omega$,
- Pour le récepteur: $S_{11} \# -16\text{dB}$ - $S \# 1,4$ - $R_e \# 42\Omega$.

Pour exemple, la Figure 5 et la Figure 6 représentent respectivement le paramètre S_{11} et la partie réelle R_e de l'impédance d'entrée Z_e du monopôle émetteur, et ce pour les fréquences comprises entre 130MHz et 5GHz.

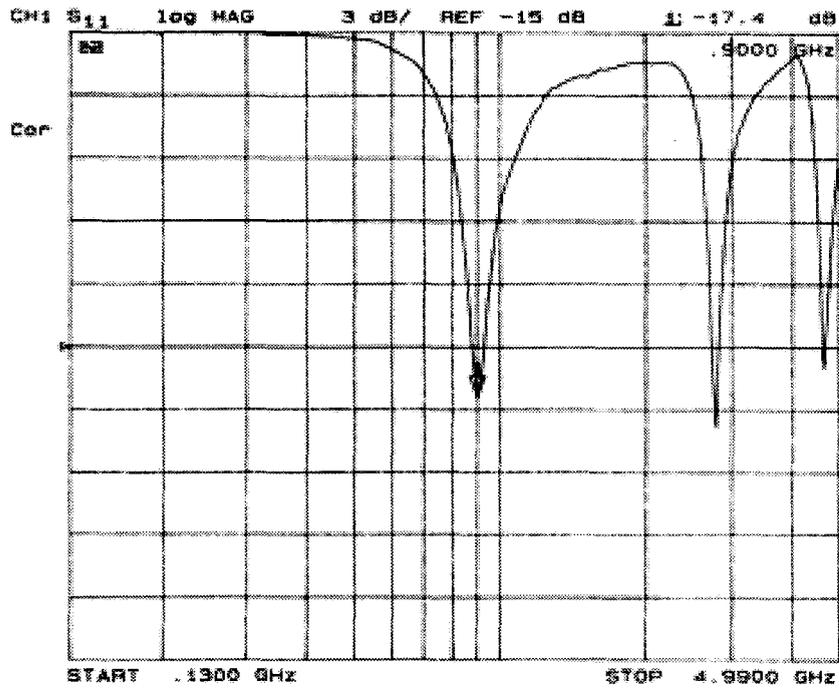


Figure 5: Paramètre S_{11} relevé à l'analyseur de réseau pour le monopôle émetteur

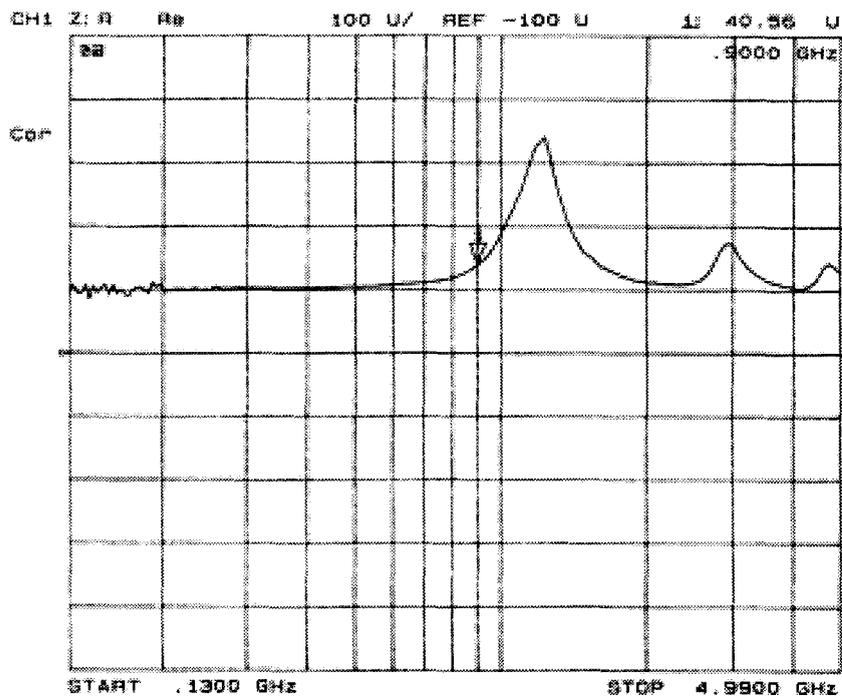


Figure 6: Partie réelle R_e de l'impédance d'entrée Z_e du monopôle émetteur relevée à l'analyseur de réseau

Dans ces conditions, le couplage entre les monopôles émetteur et récepteur obtenu à un mètre de distance, et caractérisé par le paramètre S_{12} relevé à l'analyseur de réseau, apparaît sur la Figure 7. Il est, comme souhaité, maximal à la fréquence 900MHz.

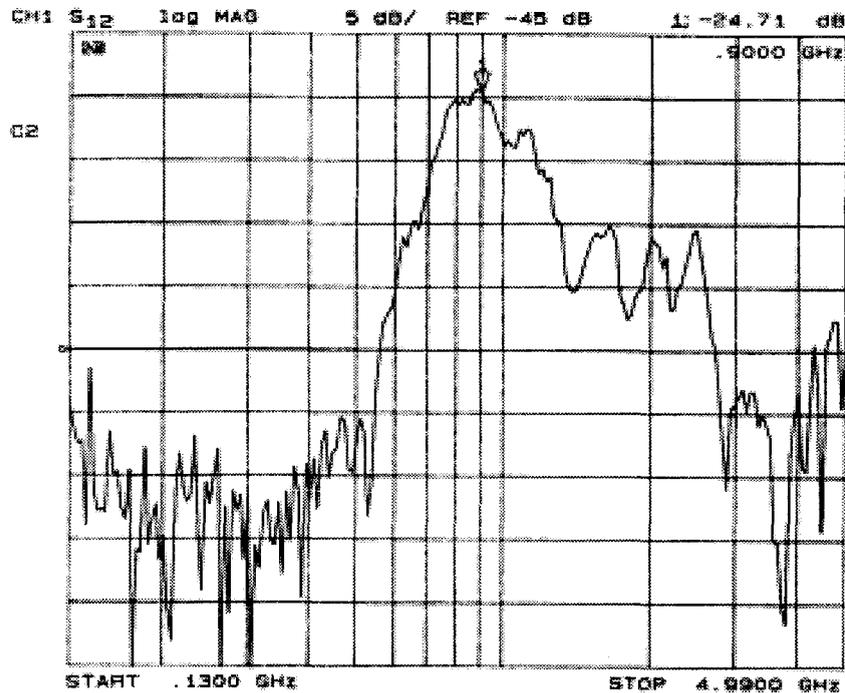


Figure 7: Paramètre S_{12} relevé à l'analyseur de réseau

II.2 REALISATION DE LA TRANSMISSION DANS DES CONDITIONS D'ESPACE LIBRE

Pour la suite de l'étude, nous choisissons comme configuration de référence pour réaliser la transmission, les conditions rencontrées en chambre anéchoïque blindée qui simulent l'espace libre. En effet, le dispositif expérimental représenté sur la Figure 1 permet de se dissocier de toute structure métallique que nous ne maîtriserions pas dans un environnement habituel. La chambre anéchoïque du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique possède les dimensions suivantes: Longueur: 7,1m, Largeur: 6,5m, Hauteur: 3,1m.

II.2.1 Vérification expérimentale de l'isotropie de l'émetteur et Incertitudes de mesures

Les monopôles émetteur et récepteur sont placés dans un premier temps à une distance fixe d_1 l'un de l'autre. Celle-ci est prise égale à deux mètres telle que l'approximation du champ lointain soit satisfaite: soit quelques longueurs d'onde.

Dans ce contexte, nous nous proposons maintenant de vérifier expérimentalement l'isotropie de l'émetteur en déplaçant le récepteur autour de celui-ci, comme représenté sur la Figure 8.

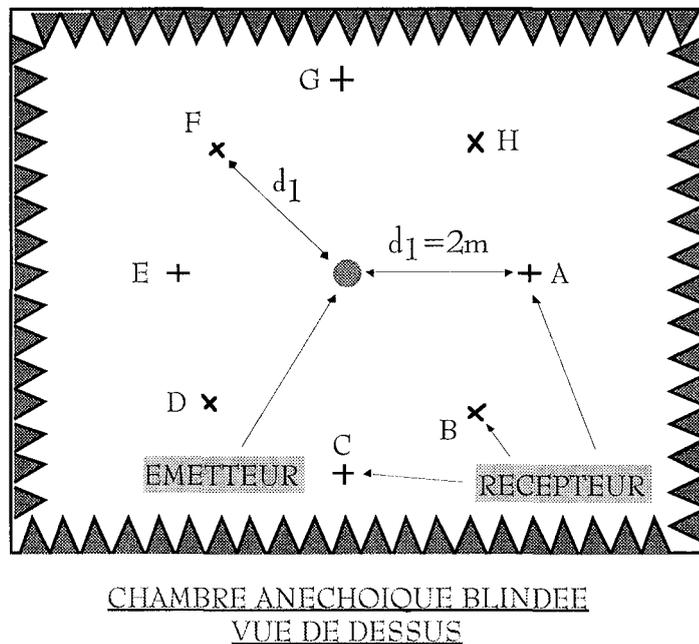


Figure 8: Vérification expérimentale de l'isotropie du monopôle émetteur

Cette étape préliminaire va d'une part permettre de préciser l'incertitude de mesure de la puissance à l'entrée du récepteur, et d'autre part fournir l'incertitude de mesure du champ électrique relevé avec une sonde isotropique à la distance d_1 de l'émetteur.

La mesure de champ, et par la suite son calcul effectué à partir de la Théorie des Images (Paragraphe II.2.2.2.2), vont également nous permettre de conforter les

résultats obtenus par la démarche menée par une mesure de puissance en entrée du monopôle récepteur.

Précisons enfin que nous prenons le point A comme position de référence pour le récepteur qu'il soit assuré par le monopôle ou par la sonde isotropique.

II.2.1.1 Puissance de référence mesurée à l'entrée du monopôle récepteur

La mesure de la puissance en entrée de monopôle récepteur, exprimée en dBm, est acquise à l'aide d'un analyseur de spectre. En théorie, nous devrions relever une puissance constante pour les huit points de mesure. Mais la démarche expérimentale aboutit à une incertitude maximale de quatre décibels en absolu.

Quelles peuvent en être les causes?

Analysons tout d'abord la chaîne d'émission puis celle de réception pour tenter de répondre à cette question.

D'une part, la chaîne d'émission est constituée d'un amplificateur de puissance placé en sortie d'un synthétiseur et relié au monopôle émetteur par l'intermédiaire d'un câble coaxial double tresse de quelques mètres de longueur. Après avoir effectué à différents instants de la journée la mesure de la puissance reçue au point A, nous quantifions finalement la dérive de la chaîne d'émission dans le temps à trois dixièmes de décibel (0,3dB).

D'autre part, la chaîne de réception est assurée par un câble coaxial simple tresse de quelques mètres de longueur, reliant le monopôle récepteur à l'analyseur de spectre. Or le récepteur utilisé est équivalent à un capteur asymétrique; la tresse du câble qui lui est connectée ne fait pas partie du monopôle rayonnant contrairement au dipôle symétrique représenté sur la Figure 9.

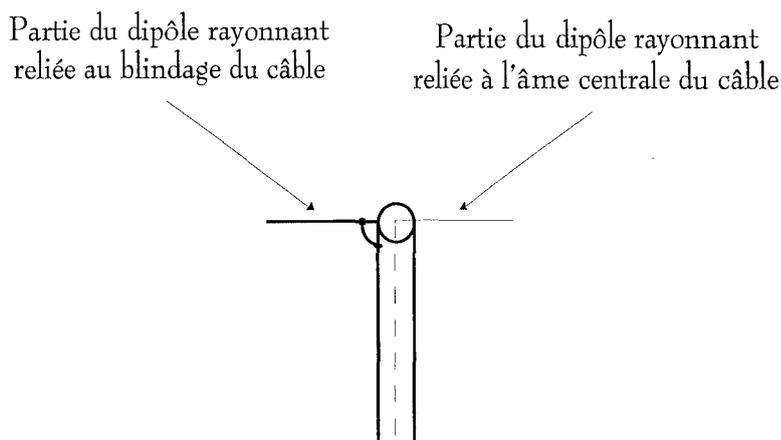


Figure 9: Dipôle symétrique

Dans ces conditions, le câble coaxial de réception peut être considéré comme peu influant sur le résultat de la mesure de puissance. Expérimentalement, nous notons toutefois quelques fluctuations de la puissance reçue de quelques dixièmes de décibel suivant la position du câble. Nous quantifions ainsi l'incertitude de mesure due à la chaîne de réception à deux dixièmes de décibel (0,2dB).

Remarquons enfin que l'incertitude absolue englobe également l'incertitude relative au positionnement des monopôles dans la chambre anéchoïque pour lequel la précision est de l'ordre de quelques centimètres. Malheureusement, l'incertitude uniquement liée à ce paramètre n'a pu être déterminée puisque les incertitudes précédemment identifiées interviennent simultanément. Nous retiendrons par conséquent l'incertitude globale sur la puissance mesurée au niveau du monopôle récepteur comme égale à 4dB au maximum.

II.2.1.2 Champ électrique relevé à l'aide d'une sonde isotropique à la distance d_1 de l'émetteur

Le champ électrique relevé à la distance d_1 du monopôle émetteur, exprimé en V/m, est obtenu à l'aide d'une sonde isotropique connectée par fibre optique à un mesureur de champ, tous deux de type HOLADAY. Nous devrions en théorie obtenir pour les huit points de mesure un champ électrique constant. La démarche

expérimentale aboutit en revanche à une incertitude maximale de quatre décibels en absolu. Ceci équivaut à un facteur voisin de 1,6 entre le minimum et le maximum de champ mesuré.

De manière analogue à la mesure de puissance précédente, l'incertitude relative au positionnement du monopôle émetteur et de la sonde isotropique, comme celle propre à la chaîne d'émission subsistent. Notons aussi que la sensibilité de la chaîne de réception HOLADAY est par construction de 1V/m.

II.2.2 Décroissance linéaire du champ avec l'augmentation de la distance à la source

Le monopôle émetteur et le récepteur sont placés dans un premier temps à une distance d_1 égale à quatre mètres l'un de l'autre. Le récepteur est soit le monopôle adapté à la fréquence 900MHz, soit la sonde isotropique.

Dans cette configuration, nous mesurons d'une part la puissance en entrée du monopôle récepteur et d'autre part le niveau de champ qui vont nous servir de référence avant de faire varier la distance d_1 qui sépare l'émetteur du récepteur. En effet, en faisant varier la distance d_1 , nous proposons de vérifier par voie expérimentale la décroissance linéaire du champ avec l'augmentation de la distance à la source. Compte-tenu des dimensions de la chambre anéchoïque, la distance d_1 égale à 4m sera l'éloignement maximal possible entre l'émetteur et le récepteur. Nous faisons alors décroître cette distance par pas d'un demi-mètre jusqu'à 1 m.

II.2.2.1 Démarche par la mesure de puissance en entrée du monopôle récepteur

Pour s'assurer de la décroissance linéaire du champ électrique avec l'augmentation de la distance d_1 , nous choisissons de mesurer la puissance en entrée du monopôle récepteur. Cette dernière pourra être comparée à la puissance "calculée" à partir de la puissance de référence. La puissance de référence est obtenue par la mesure pour une distance d_1 égale à 4m; la puissance "calculée" s'obtient en considérant une loi de décroissance linéaire de la puissance comme suit:

$$P_{\text{reçue "calculée"}} = \frac{4}{d_1} \cdot P_{\text{réf}} \quad (2).$$

Les valeurs mesurée et "calculée" de puissance pour une distance d_1 comprise entre 1m et 4m apparaissent dans le Tableau 1 suivant.

d_1 (m)	$P_{\text{reçue}}$ mesurée (dBm)	$P_{\text{reçue}}$ calculée (dBm)	Incertitude de mesure en valeur absolue (dB)
1	-0,46	-0,10	0,3
1,5	-3,35	-3,61	0,26
2	-8,11	-6,11	2
2,5	-9,93	-8,05	1,88
3	-10,60	-9,63	0,97
3,5	-11,11	-10,97	0,14
4	-12,13	-12,13	0 (Référence)

Tableau 1: Puissances mesurée et "calculée" en entrée du monopôle récepteur en fonction de l'éloignement d_1 par rapport à l'émetteur

La décroissance du champ lorsque la distance d_1 augmente est vérifiée par la mesure de la puissance avec une incertitude maximale de 2dB. Nous pouvons en effet considérer que nous nous trouvons, même pour la distance d_1 la plus faible, dans des conditions de champ lointain.

II.2.2.2 Démarche par la mesure de champ électrique à l'aide de la sonde isotropique

Nous choisissons maintenant de mesurer en fonction de la distance d_1 le champ électrique à l'aide d'une sonde isotropique. Celui-ci sera ensuite comparé dans un premier temps au champ électrique "calculé" à partir du champ électrique de référence. Le champ de référence est obtenu par la mesure pour une distance d_1

égale à 4m. Le champ électrique "calculé" s'obtient en considérant une loi de décroissance linéaire du champ comme suit:

$$E_{\text{"calculé"}} = \frac{4}{d_1} \cdot E_{\text{référence}} \quad (3).$$

Dans un second temps, le champ mesuré pourra être comparé au champ électrique théorique déduit d'un calcul basé sur la Théorie des Images.

II.2.2.2.1 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui déduit d'une loi de décroissance linéaire avec l'éloignement à la source

Les valeurs mesurée et "calculée" du champ électrique pour une distance d_1 comprise entre 1m et 4m apparaissent dans le Tableau 2 suivant:

d_1 (m)	E mesuré (dB μ V/m)	E calculé (dB μ V/m)	Incertitude de mesure (dB)
1	148,2	150,2	2
1,5	145,2	146,7	1,5
2	141,3	144,2	2,9
2,5	142,9	142,3	0,6
3	139,4	140,7	1,3
3,5	136,5	139,4	2,9
4	138,2	138,2	0 (Référence)

Tableau 2: Champs électriques mesuré et "calculé" en fonction de l'éloignement d_1 par rapport à l'émetteur

La décroissance linéaire du champ électrique lorsque la distance d_1 augmente est vérifiée par la mesure du champ à l'aide de la sonde isotropique avec une incertitude maximale de 3dB. Nous pouvons en effet considérer que nous respectons en permanence les conditions de champ lointain.

II.2.2.2.2 Comparaison entre le champ électrique mesuré et celui calculé à partir de la Théorie des Images

Nous proposons maintenant de calculer le champ électrique reçu à la distance d_1 du monopôle émetteur connaissant la puissance P_e injectée en entrée de celui-ci.

La distribution du courant sur le monopôle quart d'onde s'effectue comme représenté sur la Figure 10.

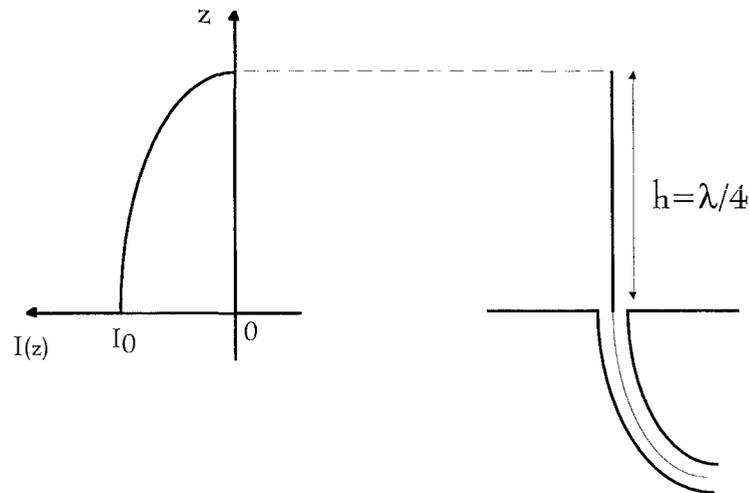


Figure 10: Distribution du courant sur un monopôle quart d'onde

Un noeud de courant apparaît à l'extrémité h de l'antenne, alors qu'un ventre d'amplitude I_0 apparaît au pied de l'antenne (en $h=0$). L'intensité I_0 représente donc l'amplitude maximale du courant $I(z)$.

Or compte-tenu des caractéristiques du monopôle émetteur quart-d'onde, l'hypothèse du plan de masse infini peut être utilisée; dans ces conditions, la configuration de l'émetteur peut être considérée équivalente au dipôle symétrique demie-onde.

Le dipôle électrique équivalent, représenté sur la Figure 11, est constitué d'un cylindre en laiton de diamètre $\phi=2\text{mm}$ petit devant la longueur d'onde comme pour le monopôle précédent.

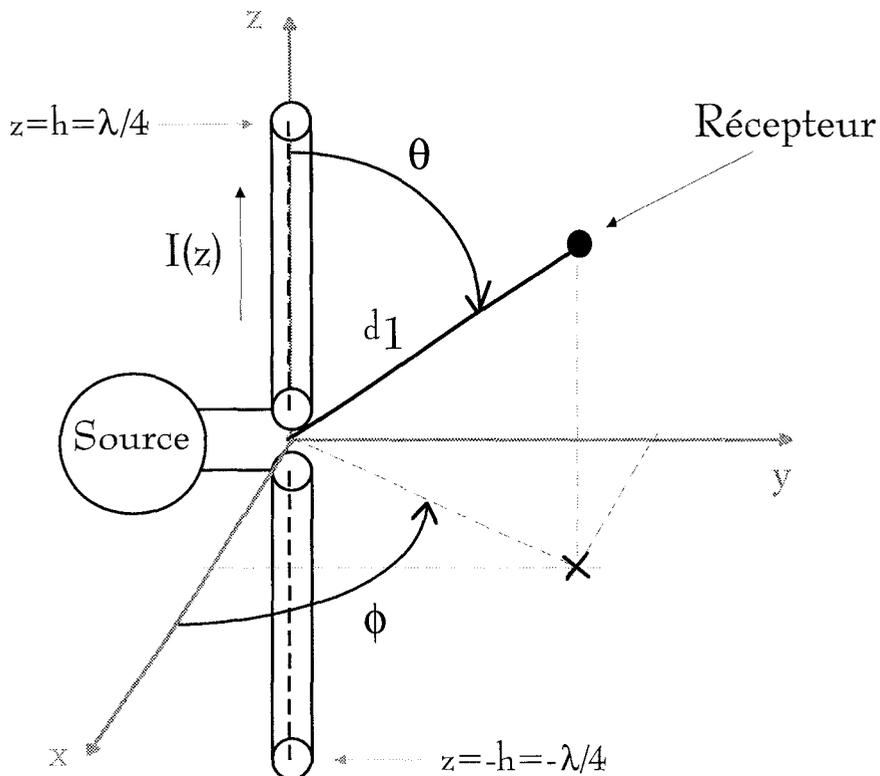


Figure 11: Dipôle électrique de longueur $\lambda/2$ équivalent au monopôle de longueur $\lambda/4$

Dans ces conditions, nous choisissons d'estimer le courant d'après la Théorie des lignes en considérant l'épaisseur du dipôle négligeable; le courant $I(z)$ peut ainsi être supposé de distribution sinusoïdale.

Le courant $I(z)$ s'exprime sous la forme suivante:

$$I(z) = I_0 \cdot \sin[k(h-z)] \quad (4)$$

où $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde dans le vide,

I_0 est l'amplitude maximale du courant le long du dipôle,

$h = \lambda/4$ est la longueur du brin orienté suivant l'axe (Oz).

De la même manière, nous obtenons un courant I_e d'entrée de dipôle sous la forme:

$$I_e = I_0 \cdot \text{sinkh} \quad (5).$$

Or J.D.KRAUS [4] a montré que le champ électrique rayonné à grande distance par un dipôle s'exprime par la relation (6).

$$E_{\theta}(d_1) = j\eta \cdot \frac{I_0 e^{-jkd_1}}{2\pi d_1} \cdot \frac{\cos[kh \cos \theta] - \cos(kh)}{\sin \theta} \quad (6)$$

où $\eta = 120\pi$ est l'impédance d'onde assimilée à une onde plane,

d_1 est la distance entre l'émetteur et le récepteur,

θ représenté sur la Figure 11 est dans notre cas égal à 90° .

La relation (6) se simplifie alors en une relation (7):

$$E_{\theta}(d_1) = j\eta \cdot \frac{I_0 e^{-jkd_1}}{2\pi d_1} \cdot [1 - \cos(kh)] \quad (7).$$

Afin de connaître la composante E_{θ} du champ électrique en fonction de la distance d_1 séparant l'émetteur du récepteur, il ne nous reste plus qu'à identifier la grandeur I_0 du courant.

Le schéma équivalent au dipôle alimenté par un synthétiseur de force électromotrice e et de résistance interne r_i est représenté sur la Figure 12.

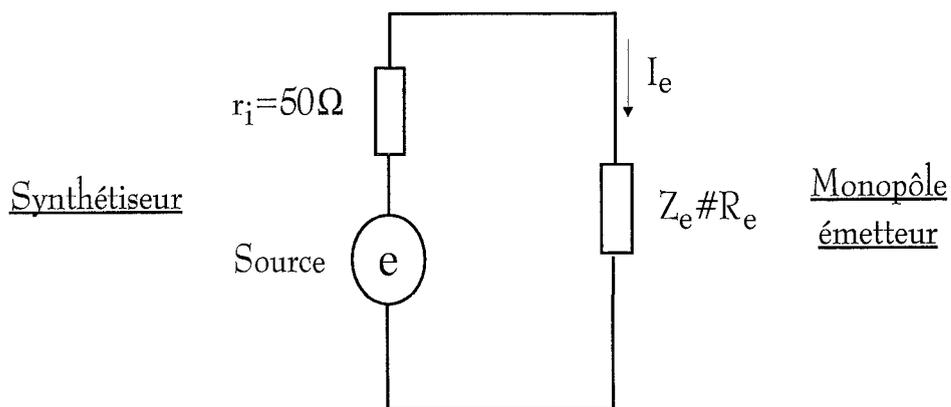


Figure 12: Schéma équivalent au dipôle alimenté par un synthétiseur de force électromotrice e et de résistance interne $r_i = 50\Omega$

où Z_e est l'impédance d'entrée du dipôle, impédance considérée à l'adaptation comme une simple résistance R_e , que nous avons évaluée au paragraphe II.1, sensiblement égale à 40Ω (en théorie voisine de 37Ω),

I_e est le courant d'entrée du dipôle.

Le courant I_e s'exprime par la relation (8) suivante:

$$I_e = \frac{e}{r_i + R_e} \quad (8).$$

Les expressions (5) et (8) nous permettent de déduire l'amplitude maximale I_0 du courant sous la forme:

$$I_0 = \frac{e}{(r_i + R_e) \cdot \sin(kh)} \quad (9).$$

Sur le plan pratique, pour estimer la valeur I_0 et par conséquent déduire le champ électrique de référence par la relation (7), nous plaçons en entrée du monopôle émetteur un wattmètre chargé de mesurer la puissance P_e injectée dans le monopôle émetteur.

De la Figure 12 et de la relation (10) suivante:

$$P_e = R_e \cdot I_e^2 \quad (10),$$

nous déduisons l'amplitude maximale I_0 du courant par la formule:

$$I_0 = \frac{\sqrt{\frac{P_e}{R_e}}}{\sin(kh)} \quad (11).$$

Un calcul du module de la composante E_θ définie par la relation (7) nous fournit une évolution représentée sur la Figure 13 en fonction de la distance d_1 . Cette figure fait également apparaître la valeur du module de champ mesuré avec la sonde isotropique.

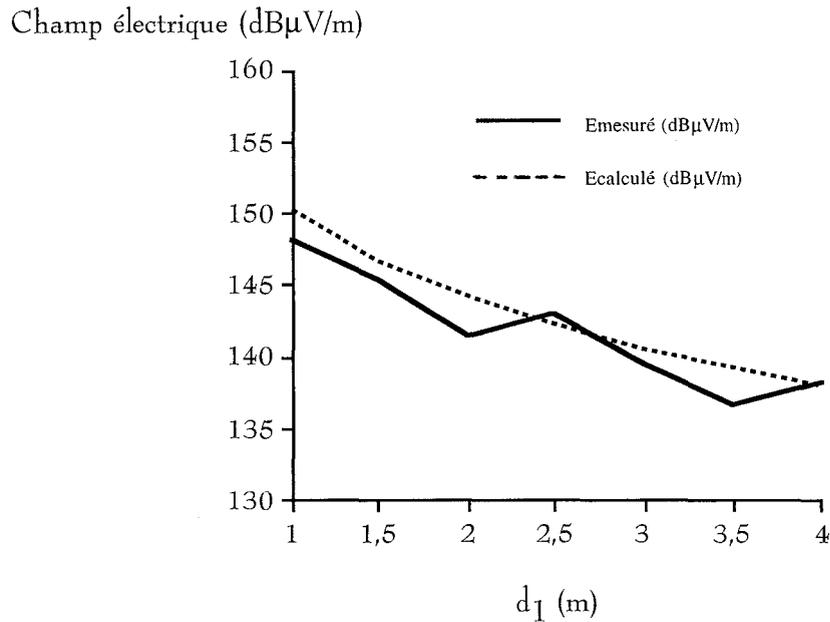


Figure 13: Evolution en fonction de la distance émetteur-récepteur du module de champ électrique calculé et mesuré avec la sonde isotropique

Globalement, comme au paragraphe II.2.2.2.1, la décroissance linéaire du champ électrique avec la distance d_1 qui augmente, est vérifiée par la mesure avec une incertitude maximale de 3dB. En effet, pour les distances d_1 comprises entre 1m et 4m, les conditions de champ lointain sont considérées comme respectées.

En résumé, la démarche menée par une mesure de la puissance en entrée du monopôle récepteur, comme celle basée sur la mesure de champ électrique, confirment l'isotropie des monopôles confectionnés. Elles valident également la décroissance linéaire du champ avec l'éloignement à la source pour les distances rencontrées dans le cadre de l'étude, comprises entre 1m et 4m.

Précisons enfin que l'incertitude de mesure, tant pour la puissance que pour le champ électrique, sera considérée pour la suite de l'étude voisine de 4dB; cette valeur correspond à l'incertitude maximale identifiée au paragraphe "Puissance de référence mesurée à l'entrée du monopôle récepteur".

II.3 REALISATION DE LA TRANSMISSION EN CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES

De manière à comparer le résultat de la transmission dans des conditions extrêmes d'environnement entre le cas précédent d'un environnement sans obstacle métallique (conditions d'espace libre) et le cas, présenté au sein de ce paragraphe, d'un environnement métallique à fort pouvoir réflecteur, nous proposons de réaliser la transmission en chambre réverbérante à brassage de modes.

Ce dispositif représenté sur la Figure 14, permet à une antenne émettrice placée dans une cavité électromagnétique de grandes dimensions devant la longueur d'onde, de pouvoir être considérée comme quasi-isotrope. Cela vient du fait qu'on peut appliquer le raisonnement de l'optique géométrique et admettre que viennent de cette antenne des rayons qui se réfléchissent sur les parois de la cavité.

Dans le cadre de l'étude, le rôle de l'antenne d'injection est joué par le monopôle émetteur et celui de l'antenne réceptrice par le monopôle récepteur distant de d_1 , distance conservée égale à 2m comme lors de la mesure de référence réalisée dans les conditions d'espace libre.

Compte-tenu des dimensions de la chambre réverbérante à brassage de modes du Laboratoire de RadioPropagation et d'Électronique (Longueur: 2,56m - Largeur: 1,92m - Hauteur: 2,8m), le brin des monopôles se trouve à environ 50cm ($>\lambda$) des parois, ce que nous considérons en première approximation comme suffisant pour négliger les effets de bord. Les dimensions de la chambre réverbérante utilisée, la fréquence de 900MHz choisie comme fréquence de transmission et la position choisie pour les monopôles dans l'enceinte peuvent faire que l'amplitude de la puissance relevée au niveau du monopôle récepteur ne soit pas la puissance maximale pouvant être obtenue pour ce type de transmission dans cette cavité.

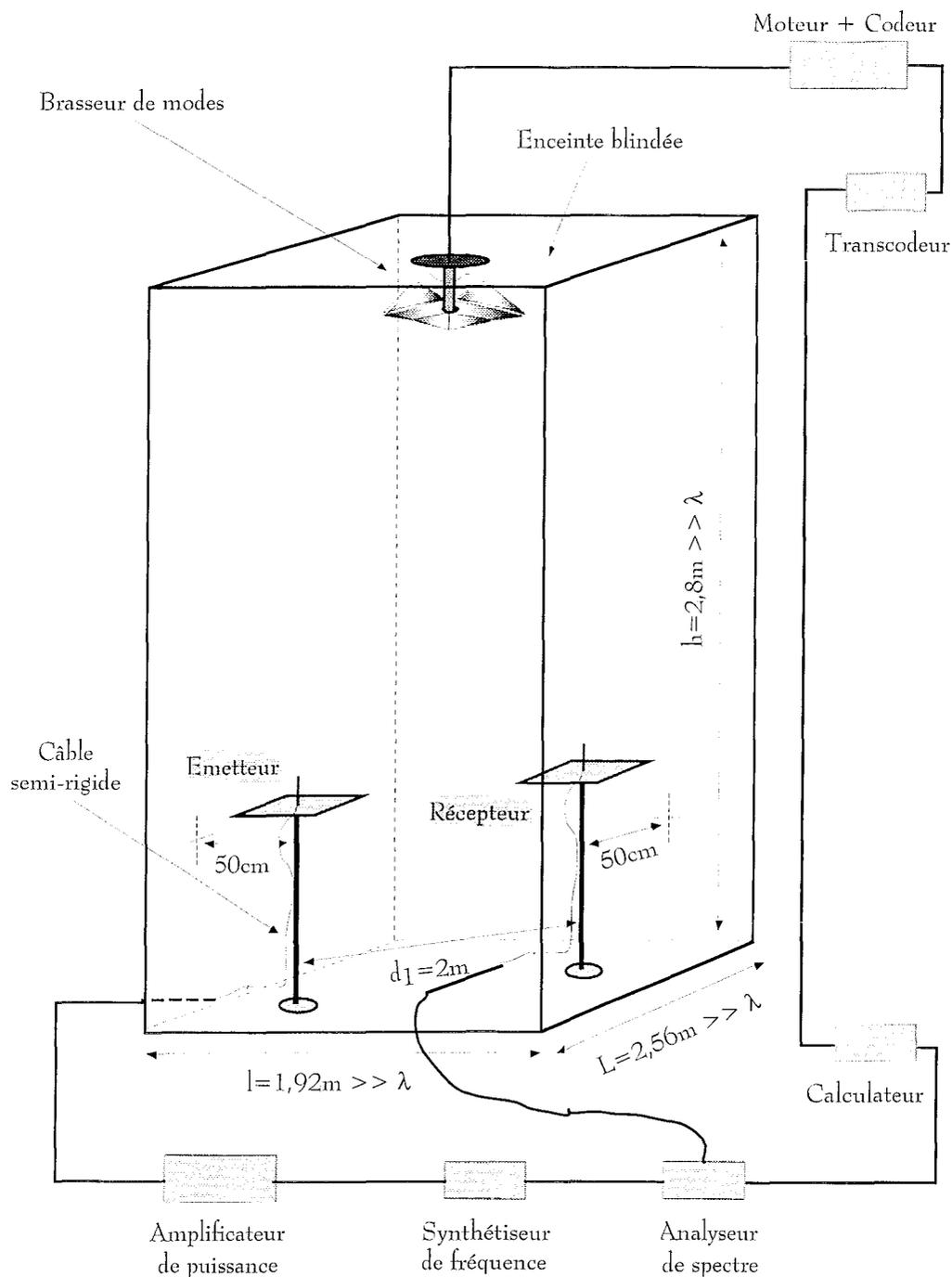


Figure 14: Dispositif de la chambre réverbérante à brassage de modes

En effet, comme le précisent les références [5], [6], [7], le champ électromagnétique dans une cavité est régi principalement par deux propriétés:

- l'amplitude du champ n'est significative que si l'on excite la cavité autour d'une fréquence de résonance,

- lorsque la cavité est en résonance, l'amplitude du champ dépendra fortement de la position considérée, ainsi que de la composante choisie.

Ces propriétés restent d'ailleurs valables quelle que soit la géométrie de la cavité (cylindrique, sphérique,...). L'objectif du brassage de modes, dans notre cas à l'aide d'un brasseur mécanique, est d'obtenir des propriétés totalement contraires, à savoir:

- rendre le champ indépendant de la position et de l'orientation considérées, c'est-à-dire homogène et isotrope,
- permettre la mise en résonance de la cavité quelle que soit la fréquence de la source d'excitation.

La Figure 15 représente le brasseur mécanique de la chambre réverbérante utilisée ici.

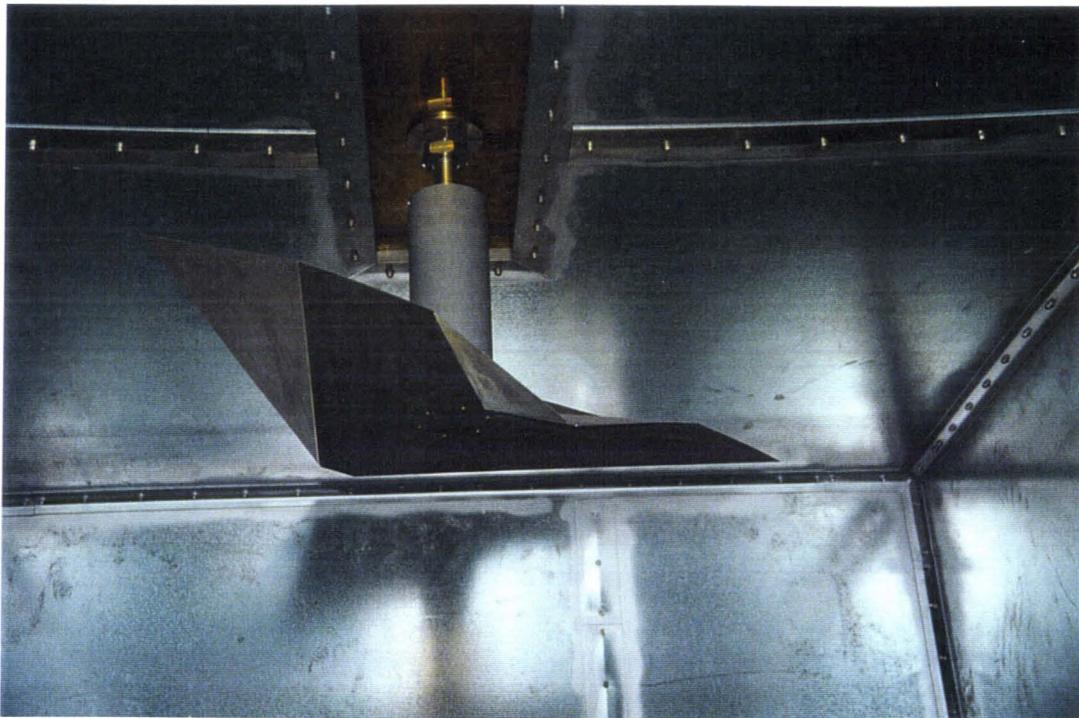


Figure 15: Brasseur mécanique de la chambre réverbérante utilisée

En intervenant sur la rotation du brasseur métallique, nous pouvons alors agir sur l'amplitude de la puissance relevée en entrée du monopôle récepteur. Une position particulière du brasseur permet d'atteindre une amplitude optimale de la puissance. En d'autres termes, la rotation du brasseur simule un changement des dimensions de la chambre de sorte à mettre en résonance cette dernière.

Pour envisager la comparaison des deux approches "Transmission en conditions d'espace libre" et "Transmission en environnement à fort pouvoir réflecteur", il apparaît essentiel d'injecter rigoureusement la même puissance en entrée du monopôle; pour s'en assurer, un wattmètre est placé en entrée de celui-ci.

Dans la configuration "Transmission en conditions d'espace libre", nous choisissons d'injecter une puissance égale à 300mW (25dBm) à la fréquence de 900MHz de telle manière à relever à la distance d_1 égale à deux mètres, au niveau du monopôle récepteur, une puissance sensiblement égale à -15dBm. La même puissance de 300mW est donc injectée en entrée du monopôle émetteur dans la configuration "Transmission en environnement métallique à fort pouvoir réflecteur" rencontrée ici.

Dans les conditions de la chambre réverbérante à brassage de modes, la puissance relevée au niveau du monopôle récepteur sur un tour de brasseur, apparaît sur la Figure 16.

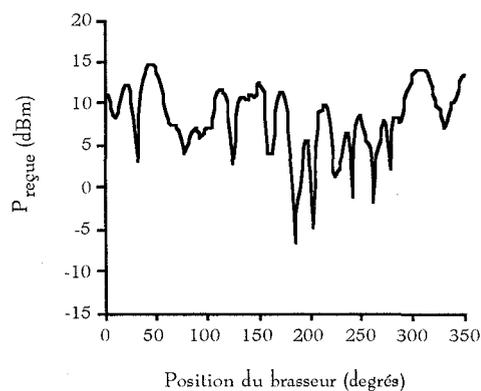


Figure 16: Puissance relevée au niveau du monopôle récepteur sur un tour de brasseur

Cette mesure montre que les ondes stationnaires générées dans la chambre réverbérante à brassage de modes vont se composer de manière différente suivant la position du brasseur, ce qui provoque des fluctuations de la puissance au niveau du récepteur. Lorsque les ondes stationnaires se composent de manière constructive, nous pouvons ainsi obtenir une puissance reçue très supérieure à celle relevée en chambre anéchoïque (nous nous trouvons sur un ventre).

L'amplitude maximale atteinte est de 14,6dBm. Le gain de puissance au niveau du monopôle récepteur dans la configuration "Transmission en environnement à fort pouvoir réflecteur" atteint donc 30dB environ par rapport à la configuration "Transmission en conditions d'espace libre" (équivalent à un facteur 32 en champ électrique).

Faire varier la distance d_1 entre les deux monopôles ne semble guère modifier la puissance reçue; en effet, la puissance maximale reçue pour une distance d_1 réduite à 1,5m, représentée sur la Figure 17, atteint 15,6dBm.

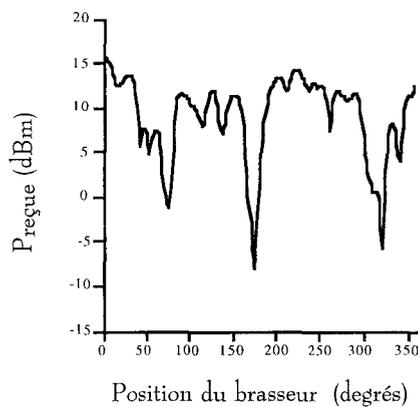


Figure 17: Puissance relevée au niveau du monopôle récepteur sur un tour de brasseur

Ceci semble justifier, comme l'indique la référence [8], que la contribution du champ direct dans le résultat de la transmission reste faible dans les conditions d'une chambre réverbérante à brassage de modes.

Après avoir étudié l'influence d'obstacles métalliques placés dans l'environnement sur une transmission radiofréquence, et ce dans des conditions optimales de réflexion des ondes électromagnétiques, nous proposons au sein du paragraphe suivant de nous approcher de conditions d'environnement plus réalistes. Celles-ci peuvent correspondre aux conditions d'un site industriel où le champ émis par une source électromagnétique quelconque, risque d'interagir avec l'infrastructure du local: nous pensons en outre aux structures métalliques constituées par les cloisons en tôle ou les baies d'armoires électriques par exemple. Pour cela, nous réaliserons la transmission radiofréquence à 900MHz en chambre anéchoïque en interposant des plaques métalliques au voisinage de l'émetteur et/ou du récepteur.

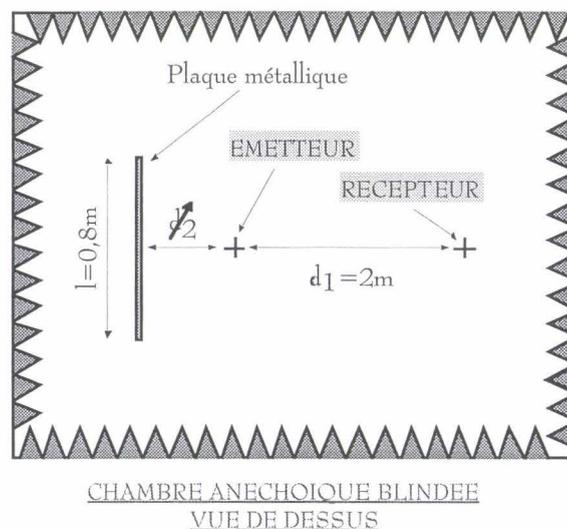
III.MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRETENU ENTRE DES PAROIS METALLIQUES PARALLELES

Cette démarche expérimentale est menée en chambre anéchoïque de manière à se dissocier de tout autre obstacle métallique que les plaques verticales que nous plaçons de part et d'autre des monopôles émetteur et récepteur.

Les parois métalliques utilisées sont choisies de dimensions supérieures à la longueur d'onde puisque leurs largeur l et hauteur h sont respectivement de valeurs égales à 0,8m et 1,6m.

De plus, nous conservons les conditions de la transmission réalisée précédemment en chambre réverbérante à brassage de modes où la distance d_1 qui sépare l'émetteur du récepteur est voisine de deux mètres; la puissance P_e injectée en entrée du monopôle émetteur reste aussi identique de telle sorte à obtenir une puissance reçue de -15dBm en champ libre.

Dans cette configuration, nous étudions dans un premier temps l'effet de réflexion dû à la présence d'un "miroir" métallique côté émetteur comme le montre la Figure 18.



où $\Delta r = 2d_2$ est la différence de marche entre le champ direct et le champ réfléchi.

Figure 18: Dispositif expérimental relatif à la configuration "Miroir côté émetteur"

Dans un second temps, nous étudions l'effet de cavité résonante dû à la présence d'un "miroir" à la fois côté émetteur et côté récepteur, comme cela apparaît sur la Figure 19.

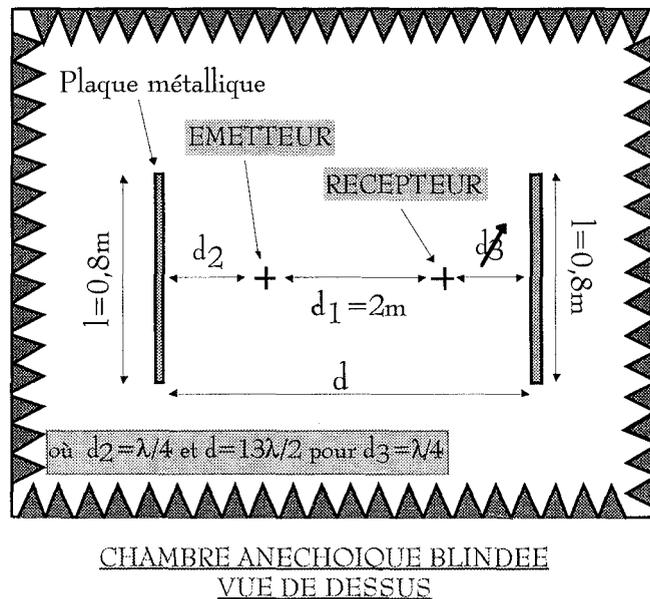


Figure 19: Dispositif expérimental relatif à la configuration "Miroirs côté émetteur et côté récepteur"

III.1 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR D'UN OBSTACLE METALLIQUE PLACE COTE EMETTEUR

Avant tout, nous disposons des absorbants sur le sol entre l'émetteur et le récepteur de façon à se dissocier des ondes électromagnétiques qui pourraient être réfléchies par le sol et interagir ainsi avec le champ direct ou le champ réfléchi par l'obstacle.

Comme le montre la Figure 18, la plaque métallique verticale se situe à la distance d_2 du monopôle émetteur. Nous décidons de faire varier cette distance de sorte à analyser son influence sur le résultat de la transmission, résultat quantifié par la puissance relevée en entrée du monopôle récepteur.

La Figure 20 représente la puissance mesurée au niveau du récepteur en fonction de la distance d_2 pour un pas Δd_2 égal à 1cm.

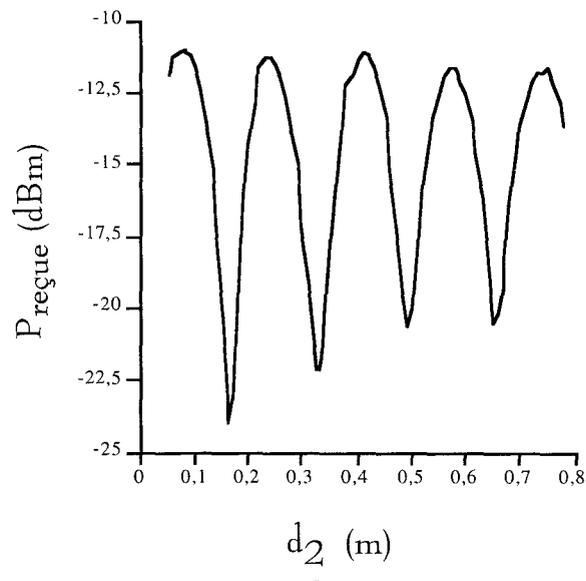


Figure 20: Puissance mesurée en entrée du récepteur en fonction de la distance d_2 entre l'obstacle métallique et l'émetteur

La Figure 20 fait apparaître des "ventres" et des "noeuds" avec un maximum de puissance reçue à -11dBm obtenu pour la distance d_2 égale au quart de la longueur d'onde; ceci constitue un gain de 4dB par rapport à la transmission réalisée en espace libre. Ce phénomène peut en d'autres termes s'expliquer par une composition constructive ou destructive, au niveau du récepteur, du champ direct issu de l'émetteur et du champ réfléchi par l'obstacle.

Le champ direct et le champ réfléchi semblent donc en phase au niveau du récepteur pour toute distance d_2 respectant la relation (12) suivante:

$$d_2 = (2n+1) \cdot \frac{\lambda}{4} \quad \text{où } n \text{ est un nombre entier} \quad (12).$$

En revanche, ils se retrouvent au niveau du récepteur en opposition de phase pour toute distance d_2 respectant la relation:

$$d_2 = \frac{n\lambda}{2} \quad \text{où } n \text{ est un nombre entier} \quad (13).$$

Notons également que plus la distance d_2 croît, plus les amplitudes des résonances, qu'elles correspondent à un ventre ou à un noeud, diminuent. Ce résultat reste cohérent avec la décroissance du champ avec l'éloignement à la source.

Nous n'avons ici procédé que de manière expérimentale, mais notons que nous pourrions tout à fait estimer la contribution du champ réfléchi par l'obstacle placé derrière l'émetteur en utilisant les formules basées sur la Théorie des Images.

Il suffirait de faire en première approximation l'hypothèse d'un "miroir" de dimensions infinies, ce qui n'est dans le cas présent pas rigoureusement vérifié. En effet, la Théorie des Images ne reste applicable que pour une distance d_2 petite devant la plus petite dimension l de l'obstacle métallique (nous pourrions par exemple prendre un rapport $l/d_2 > 5$). Dans le cas contraire ("miroir" de dimensions finies), l'énergie diffractée par les arêtes ne peut rigoureusement plus être négligée.

Présentons dans un premier temps l'approche possible par la Théorie des Images.

Un monopôle parcouru par un courant génère un champ électromagnétique. Celui-ci interagit avec la plaque métallique de sorte que la composante tangentielle du champ électrique sur la plaque soit nulle (parce que le champ électrique est nul dans la paroi métallique). Si la plaque peut être considérée comme parfaitement conductrice, l'amplitude du champ réfléchi par la plaque métallique est en fait celle du champ incident; le champ réfléchi correspond au champ émis par l'image de l'émetteur par rapport à la plaque (Théorie des Images). Autrement dit, le champ s'inverse comme représenté sur la Figure 21.

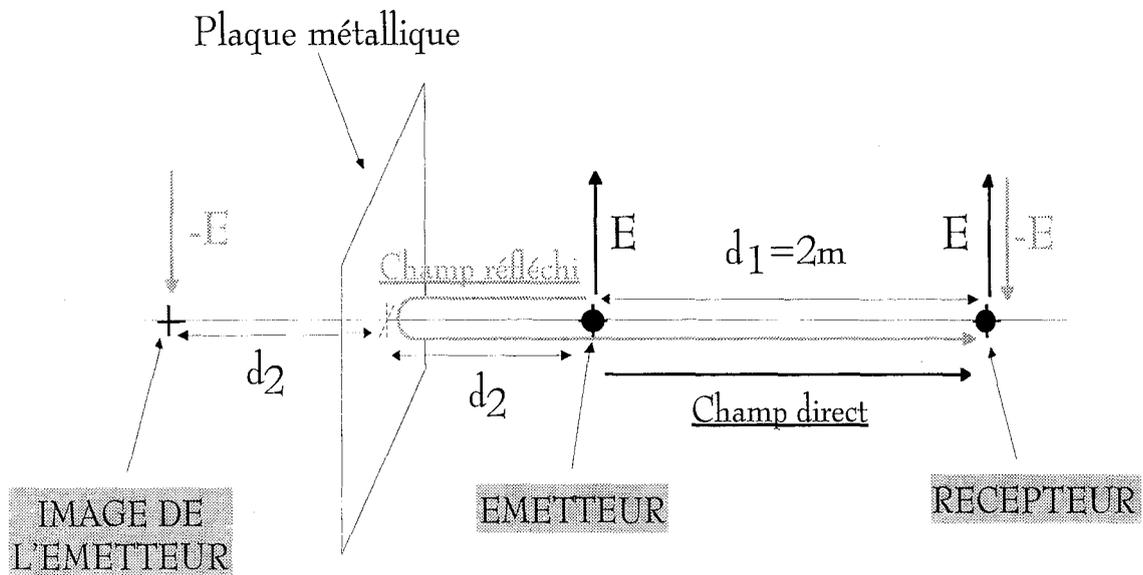


Figure 21: Contribution d'un obstacle métallique illustrée par la Théorie des Images

Le champ électrique subit en fait un changement de polarisation qui se traduit par un coefficient de réflexion pour la composante perpendiculaire au plan d'incidence égal à -1. [9]

Nous obtenons donc au niveau du récepteur le bilan de transmission suivant:

$$E(d_1, d_2) \sim \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} - \frac{e^{-jk(d_1+2d_2)}}{d_1+2d_2} \quad (14).$$

Revenons maintenant au résultat de la mesure de puissance représenté sur la Figure 20, où un gain de 4dB par rapport à la transmission réalisée en espace libre a été obtenu, alors qu'en considérant la paroi métallique comme parfaitement conductrice, nous pensions obtenir un gain de 6dB. Nous pouvons expliquer ces "pertes" puisque dans la réalité, l'obstacle n'est pas parfaitement conducteur, ni parfaitement plan; de plus, comme nous l'avons précisé précédemment, la diffraction doit en toute rigueur être prise en compte pour une plaque de dimension finie ce qui n'est pas fait par la Théorie des Images. Nous pourrions par conséquent, pour être plus précis dans l'estimation du champ électrique, procéder par calcul basé sur la Théorie Géométrique de la Diffraction.

III.2 MESURE DU POUVOIR REFLECTEUR ENTRE DEUX OBSTACLES METALLIQUES PARALLELES PLACES DE PART ET D'AUTRE DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR

Le dispositif expérimental, représenté sur la Figure 19, reste celui de la configuration précédente à la seule différence qu'un obstacle métallique supplémentaire est placé derrière le récepteur. Celui-ci se trouve à la distance d_3 du monopôle récepteur que nous décidons de faire varier par pas égal à 1cm.

L'éloignement d_2 entre la première plaque métallique et le monopôle émetteur est choisi fixe et égal au quart de la longueur d'onde de telle façon à avoir un champ maximal réfléchi par l'obstacle côté émetteur.

La Figure 22 représente la puissance mesurée en entrée du récepteur en fonction de la distance d_3 .

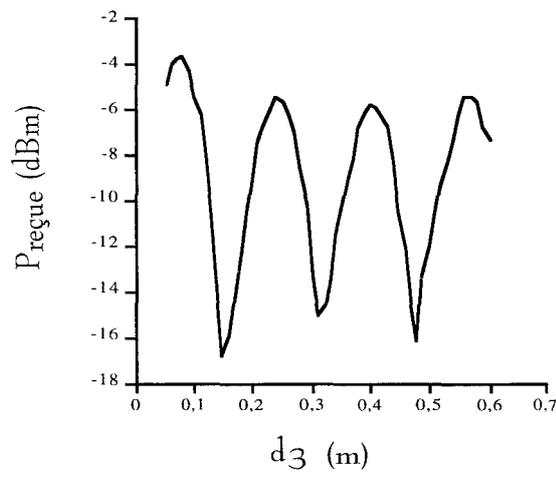


Figure 22: Puissance mesurée en entrée du récepteur en fonction de la distance d_3 entre l'obstacle métallique et le récepteur

Identiquement au paragraphe précédent, la Figure 22 fait apparaître des "ventres" et des "noeuds" avec un maximum de puissance reçue voisin de -4dBm, obtenu pour la distance d_3 égale au quart de la longueur d'onde; ceci constitue un gain de 11dB environ par rapport à la transmission réalisée en espace libre.

Le champ direct et le champ réfléchi semblent cette fois-ci en phase au niveau du récepteur si les distances d_2 et d_3 satisfont respectivement la relation (12) et la relation suivante:

$$d_3 = (2n' + 1) \cdot \frac{\lambda}{4} \quad \text{où } n' \text{ est un nombre entier} \quad (15).$$

Pour obtenir le maximum maximum de puissance reçue, il faut satisfaire ces deux relations, mais aussi que la distance d séparant les deux obstacles corresponde bien à un nombre entier de demie-longueurs d'onde:

$$d = \frac{n\lambda}{2} \quad \text{où } n \text{ est un nombre entier} \quad (16).$$

Dans ces conditions, nous mettons en évidence les effets d'une cavité résonante qui s'apparente à la cavité PEROT-FABRY.

Une cavité PEROT-FABRY peut en effet être représentée par deux faces réfléchissantes distantes d'un nombre entier de demie-longueurs d'onde permettant ainsi d'"entretenir" une onde électromagnétique.

IV.INTERACTION D'UN CHAMP AVEC UN ENVIRONNEMENT COMPORTANT UNE INFRASTRUCTURE METALLIQUE QUI PRESENTE DES FUITES ELECTROMAGNETIQUES

Afin de simuler un cas intermédiaire entre les conditions extrêmes d'espace libre et celles d'une chambre réverbérante à brassage de modes, nous proposons d'étudier le comportement d'une source électromagnétique qui émet toujours à la fréquence 900MHz dans une cage FARADAY de grandes dimensions vis-à-vis de la longueur d'onde. Cette configuration pourrait représenter la réalité d'un bâtiment en tôles ou même une cage FARADAY rencontrée en milieu hospitalier par exemple.

La cage FARADAY du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique utilisée dans le cadre de l'étude possède les dimensions suivantes:

Longueur: 1,96m, Largeur: 1,96m, Hauteur: 2,38m.

Elle est de plus constituée d'un grillage doublé.

Ce cas traité ci-après va ainsi permettre de reproduire un environnement où l'infrastructure métallique présente des fuites électromagnétiques.

Compte-tenu des dimensions de la cage FARADAY, le brin des deux monopôles se trouve à plus de 35cm ($>\lambda$) des parois; ceci nous permet en première approximation de négliger les effets de bord.

De manière identique au paragraphe II.3, pour comparer les bilans de transmission dans les différentes configurations, il apparaît primordial d'injecter rigoureusement la même puissance en entrée du monopôle émetteur que dans les cas précédents. Cette dernière de valeur sensiblement égale à 300mW et mesurée à l'aide d'un wattmètre, permettait dans les conditions d'espace libre de relever une puissance de -15dBm en entrée du récepteur situé à deux mètres environ de l'émetteur.

Dans des conditions identiques de transmission reproduites en cage FARADAY comme représenté sur la Figure 23, la puissance maximale relevée en entrée du monopôle récepteur atteint 9dBm.



Figure 23: Dispositif de mesure reproduit en cage FARADAY

Comment est obtenue cette puissance maximale?

Contrairement au cas de la chambre réverbérante, nous ne disposons pas ici de brasseur. Il est donc nécessaire, pour relever le maximum de puissance en entrée du

monopôle récepteur, de faire subir une rotation à l'axe de transmission (axe émetteur-récepteur). Nous choisissons un pas de 45° , ce qui va nous permettre de déduire la puissance maximale d'une série de huit points de mesure. Comme le montre la Figure 24, les différentes positions de l'émetteur et du récepteur sont respectivement E_1, E_2, E_3, \dots et R_1, R_2, R_3, \dots .

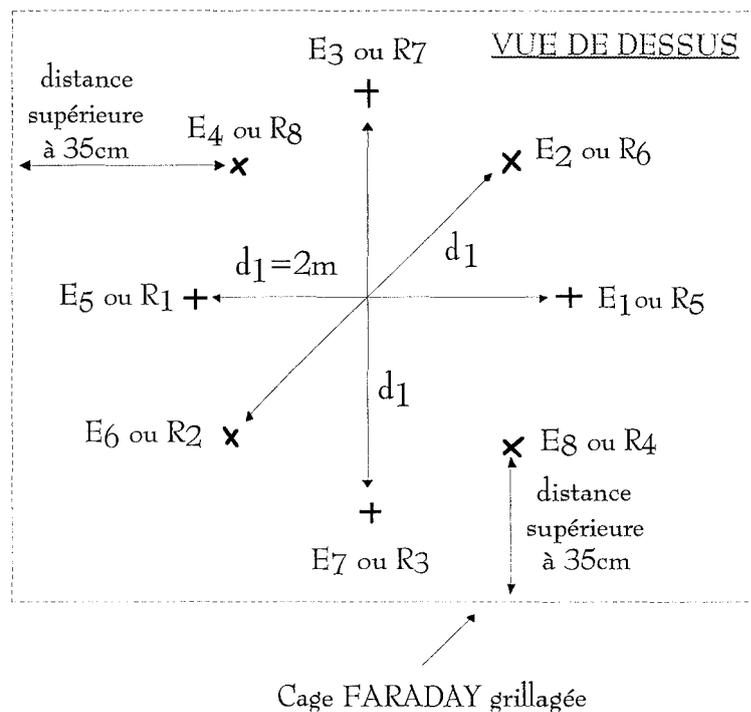


Figure 24: Dispositif expérimental choisi pour réaliser la transmission en cage FARADAY à l'aide de monopôles adaptés à la fréquence 900MHz

Comment pouvons-nous expliquer un écart d'environ 6dB en moins par rapport à la configuration "Transmission en chambre réverbérante à brassage de modes"?

Tout d'abord, la maille du grillage étant de $(3\text{mm} \times 1\text{mm})$, la cage risque de ne pas être complètement "étanche" à la fréquence 900MHz. Néanmoins, la longueur d'onde du champ excitateur reste globalement grande devant cette maille, et le comportement en cavité de la cage reste partiellement valable. Ceci semble tout de même valider le fait qu'un gain de 24dB subsiste par rapport à la configuration "Transmission en conditions d'espace libre".

Ensuite, en cage de FARADAY, il n'y a pas de brasseur; aucune possibilité n'est donc offerte pour simuler un changement des dimensions de la cage dans un but de mise en résonance de la cavité.

En guise de synthèse, regroupons enfin dans un tableau les différents bilans de transmission obtenus dans les différentes configurations étudiées:

Configuration de transmission rencontrée	Puissance maximale relevée en entrée du monopôle récepteur (dBm)	Gain de puissance en entrée du récepteur par rapport à la configuration "Transmission en conditions d'espace libre" (dB)
"Transmission en conditions d'espace libre" (Chambre anéchoïque)	-15dBm	-
"Pouvoir réflecteur d'une paroi métallique" (en chambre anéchoïque)	-11dBm	+4dB
"Pouvoir réflecteur entretenu entre deux parois métalliques parallèles" (en chambre anéchoïque)	-4dBm	+11dB
"Transmission en environnement à densité de matériaux métalliques modérée" (Cage FARADAY)	+9dBm	+24dB
"Transmission en environnement à fort pouvoir réflecteur" (Chambre réverbérante à brassage de modes)	+15dBm	+30dB

Tableau 3: Bilans de transmission obtenus dans les différentes configurations étudiées

V.CONCLUSION

La démarche expérimentale présentée dans ce chapitre a permis d'étudier, à l'échelle d'un local ou d'un bâtiment, le rayonnement d'une source électromagnétique dans différents types d'environnement métallique comme par exemple le rayonnement d'un téléphone mobile dans une salle technique présentant des obstacles métalliques. Notons qu'un phénomène semblable, peut-être même encore plus critique pour la fiabilité des installations, risque de se produire également à l'intérieur d'une armoire métallique qui abrite des équipements électroniques.

La démarche expérimentale menée au sein de ce chapitre montre aussi que la connaissance de la puissance d'une source émettrice qui règle l'amplitude du champ électromagnétique rayonné reste nécessaire mais pas suffisante. Un autre facteur à ne pas négliger est la topologie électromagnétique du local dans lequel se trouve la source. Pour exemple, entre d'une part les conditions de transmission en espace libre rencontrées au paragraphe II.2, et d'autre part celles d'un milieu à densité élevée de matériaux métalliques présentées au paragraphe II.3, l'écart de puissance reçue pour une même transmission s'élève à 30dB environ. Nos premières investigations permettent aussi d'apporter une estimation de l'élévation du "pouvoir rayonnant" d'une source électromagnétique placée dans un environnement métallique; en environnement industriel il pourrait facilement atteindre 6dB.

Malheureusement, la prise en compte de la topologie électromagnétique d'un local bien que possible dans un modèle, nécessiterait le contrôle d'un volume gigantesque de données géométriques. Il faudrait également joindre au modèle les paramètres qui gouvernent la dissipation d'énergie (coefficient de qualité), et qui demeurent aujourd'hui difficilement exploitables.

En revanche, dans le but d'optimiser l'adaptation d'un équipement électronique à son environnement de destination, une mesure d'émission rayonnée pourrait être envisagée en chambre réverbérante à brassage de modes au même titre que la démarche normalisée actuelle menée en chambre anéchoïque. Ceci pourrait ainsi permettre de connaître le pouvoir perturbateur de l'équipement dans des conditions extrêmes d'environnement: la chambre anéchoïque simulant les conditions d'espace libre, et la chambre réverbérante à brassage de modes simulant un environnement à densité élevée de matériaux métalliques.

Nous pourrions également envisager de réaliser des campagnes de mesures sur site de manière à caractériser l'aptitude d'un environnement à accentuer le pouvoir perturbateur d'une source rayonnant un champ électromagnétique.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] G.DEPARIS, "Pour un bon fonctionnement des matériels: l'opinion des radiodiffuseurs", Revue RGE n°10/91, Novembre 1991, pp.16-18.
- [2] NORME NF EN 55011 (basée sur la publication 11 du CISPR), "Limites et méthodes de mesures des caractéristiques de perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique", Indice de classement: C91-011, Juillet 1991, Annexe D pp.29.
- [3] R.CH.HOUZE, "Les antennes...Du fil rayonnant à la parabole", Tome 1, Editions Fréquences, Diffusion EYROLLES.
- [4] J.D.KRAUS, "Antennas", Mc Graw-Hill, NEW-YORK, 1988.
- [5] N.LAMBLAIN, "Etude du brassage électronique de modes en chambre réverbérante appliqué aux mesures d'immunité électromagnétique", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Novembre 1996, pp.24.
- [6] F.PEZIN, "Contribution à l'étude de couplages électromagnétiques dans le domaine micro-ondes au moyen de la chambre réverbérante à brassage de modes", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Juin 1998.
- [7] D.WARIN, "Exploitation de l'environnement électromagnétique généré dans une chambre réverbérante à brasseur de modes pour l'évaluation du seuil de dysfonctionnement de circuits intégrés", Thèse de doctorat de l'Université de LILLE, Janvier 1996.
- [8] T.NAINGAYE, "Contribution à l'étude du couplage électromagnétique direct intervenant dans la chambre réverbérante à brassage de modes", DEA de l'Université de LILLE, Juillet 1999.
- [9] WALTER D.BURNSIDE, KEN W.BURGENER, "Frequency Scattering by a Thin Lossless Dielectric Slab", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.AP-31, N°1, January 1983.

CONCLUSION GENERALE

Le travail exposé dans notre thèse constitue une contribution à la caractérisation d'un environnement électromagnétique dans le but d'adapter au mieux la compatibilité électromagnétique des systèmes électroniques qui vont y être placés.

En effet, les paramètres physiques susceptibles de décrire un environnement électromagnétique sont en étroite relation avec les phénomènes qu'ils induisent sur les installations. Si nous ne considérons que les courants qui circulent sur les réseaux de terre et les champs électromagnétiques ambiants, nous avons vu que ces phénomènes concernaient les principales sources de perturbations rencontrées sur les sites industriels. Dans le but de prévoir l'amplitude des phénomènes induits, le paramètre qui caractérise l'environnement doit être choisi de manière à être rigoureusement en relation avec les effets produits.

Citons pour exemple les courants parasites véhiculés par le réseau de terre d'une installation. Ces courants produisent plusieurs mécanismes perturbateurs comme l'injection d'un courant sur le réseau de masse interne à un équipement; ils peuvent aussi introduire un couplage par impédance commune, ou encore matérialiser un couplage magnétique avec des conducteurs parallèles au réseau de terre. Le premier effet électromagnétique se caractérise par l'amplitude du courant injecté. Le second phénomène physique mis en jeu pourra se traduire dans un modèle de simulation par la mesure ou le calcul de l'impédance de transfert du réseau de terre. Quant au troisième mécanisme, une mesure locale du champ magnétique sera demandée.

Il est également apparu au cours de cette étude que l'infrastructure métallique des bâtiments et des installations intervient grandement sur l'amplitude des champs électromagnétiques ambiants. Elle provoque aussi des ondes stationnaires, phénomène surtout sensible lorsque la longueur d'onde du champ

perturbateur apparaît petite devant les dimensions de l'infrastructure. Ces longueurs d'onde, qui peuvent provenir de sources telles que les téléphones mobiles, font que la seule connaissance de la puissance émise par la source devient insuffisante pour estimer l'amplitude du champ ambiant.

Notre travail s'est appuyé sur une démarche expérimentale guidée par l'Université de LILLE où les mesures ont été réalisées sur les installations du Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique.

Dans le cas de courants parasites rencontrés dans le réseau de terre d'une installation, nos premières investigations ont permis de corréler l'amplitude du courant véhiculé par le réseau de terre à l'amplitude des "Transitoires Rapides en Salves" subis par un équipement électronique lors du test normalisé CEI 1000-4-4 avant sa mise sur le marché.

Pour débiter cette étude, nous nous sommes placés dans les conditions du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves" dans le but de déterminer la tension de mode commun induite en entrée d'un équipement électronique soumis à ce type de perturbation.

Cette approche a été réalisée en fonction des impédances d'entrée et de sortie que peuvent présenter l'équipement testé et le matériel auxiliaire qui lui est interconnecté. Menée simultanément à l'aide d'outils prédictifs basés sur la théorie des lignes couplées et par la mesure, la démarche a permis de mettre en évidence une configuration pénalisante pour un appareil électronique. Celle-ci correspond à une situation où les impédances d'entrée et de sortie de l'équipement et du matériel auxiliaire sont grandes devant l'impédance présentée par la capacité du toron référencé à la masse du dispositif de couplage, toron qui interconnecte l'équipement testé et le matériel auxiliaire. En effet dans ce cas, nous obtenons une tension

induite voisine de celle appliquée en entrée de pince de couplage de l'ordre du kiloVolt.

Connaissant quelques paramètres essentiels caractérisant les équipements qui sont interconnectés aux deux extrémités du toron, comme la susceptibilité de leurs composants, il devient alors possible d'évaluer la marge autorisée pour la perturbation avant de générer un dysfonctionnement, voire une destruction.

Précisons tout de même que ces résultats restent relatifs à la configuration d'essai mise en oeuvre, et par conséquent relative à la longueur des câbles utilisés.

Dans les conditions réelles d'installation, le produit testé risque alors de supporter différemment les perturbations électromagnétiques, et ce suivant le précédent paramètre ou encore suivant la proximité ou pas d'une ligne de masse.

C'est pour cette raison qu'ensuite nous avons cherché à estimer la protection d'une liaison sensible par différents types de lignes de masse vis-à-vis de parasites transitoires semblables à ceux imposés par le test CEI 1000-4-4. En d'autres termes, le but a été de chiffrer l'amplitude du courant transitoire devant circuler dans la ligne de masse, pour qu'en extrémité de la liaison sensible simulée par un conducteur de cuivre, soit induite une tension d'amplitude comparable à celle obtenue lors du test d'immunité aux "Transitoires Rapides en Salves".

La première étape de cette démarche a consisté à étudier au moyen du concept d'impédance de transfert quelques variantes physiques d'une ligne de masse par rapport à la liaison sensible. L'approche menée expérimentalement pour les fréquences inférieures à la dizaine de MégaHertz, a été validée par un calcul estimatif de l'impédance de transfert à partir de l'"Approximation des fils fins".

Dans un second temps, nous avons choisi d'intégrer le paramètre impédance de transfert obtenu ci-avant, dans un modèle de simulation afin de déterminer la tension de mode commun induite aux extrémités de la liaison sensible. Cette étape

a été menée en fonction des conditions de charge et de la longueur de cette dernière.

Dans la configuration la plus défavorable des différents cas étudiés, à savoir celle où l'impédance de transfert était la plus élevée et où les impédances de charge sont égales à 50Ω , il suffit, pour une longueur voisine du mètre, de faire circuler dans la ligne de masse un courant transitoire d'amplitude crête de 3A environ, pour reproduire les conditions du test normalisé.

De plus, la tension induite en extrémité de la liaison sensible semble croître avec la longueur des câbles. Sur site industriel, comme les lignes de masse sont le plus souvent supérieures au mètre, un courant transitoire dans celles-ci de plus faible amplitude encore, risque de suffire pour retrouver le résultat obtenu dans les conditions du test CEI 1000-4-4 où la tension crête appliquée en entrée de pince capacitive atteignait tout de même 1kV.

Dans le contexte industriel, nous pourrions envisager de mener des campagnes de mesures de manière préventive dans le meilleur des cas, ou au contraire curatives à la suite d'un dysfonctionnement d'une installation.

En effet sur un plan préventif, des mesures de courant sur les réseaux de terre permettraient d'estimer pour un site donné, les contraintes transitoires que pourraient subir les systèmes électroniques. Ceci servirait alors, dès la conception, à optimiser l'immunité des matériels relativement à leur environnement de destination. La démarche pourrait notamment être intéressante en cas d'apparition d'événements naturels comme la foudre ou les courants rencontrés suite à des décharges électrostatiques.

De manière curative, nous pourrions également envisager la mesure des courants transitoires véhiculés par les réseaux de terre de sorte à évaluer la contrainte subie par l'équipement en défaut. Il serait ainsi possible de voir si

l'immunité de celui-ci est bien en adéquation avec son environnement de destination.

Après nous être intéressés aux parasites conduits susceptibles d'être rencontrés dans le réseau de terre d'une installation, d'autres investigations ont été menées afin d'étudier l'influence de l'environnement métallique des infrastructures sur le pouvoir perturbateur d'une source rayonnant un champ électromagnétique. En effet, pour adapter au mieux un équipement électrique et/ou électronique à son environnement de destination, la prise en compte des phénomènes rayonnés n'est également pas à négliger.

Une démarche expérimentale a montré que la connaissance de la puissance d'une source émettrice qui règle l'amplitude du champ rayonné reste nécessaire mais pas suffisante. Un autre facteur comme la topologie électromagnétique du local a son importance.

Les différentes campagnes de mesures menées, d'une part en chambre anéchoïque et, d'autre part en chambre réverbérante à brassage de modes, ont fourni pour une même transmission réalisée à la fréquence de 900MHz, un écart de puissance reçue s'élevant à 30dB environ. La chambre anéchoïque permettait de simuler une transmission en conditions d'espace libre. La chambre réverbérante à brassage de modes recréait un milieu présentant une infrastructure à fort pouvoir réflecteur.

Bien évidemment, ces deux configurations constituent des conditions extrêmes d'environnement, et de plus pas toujours réalistes devant celles rencontrées sur site industriel. Néanmoins, nos premières investigations ont montré qu'un renforcement du champ rayonné par une source électromagnétique pouvait atteindre assez facilement 11dB en environnement industriel. Ce résultat a été obtenu en recréant les conditions d'une cavité PEROT-FABRY.

Au même titre que pour les parasites conduits sur les réseaux de terre, des campagnes de mesures de transmission seraient intéressantes à réaliser sur site; notons tout de même que pour être exploitables ces dernières nécessiteraient de recréer les conditions de la chambre réverbérante à brassage de modes.

Une banque statistique de données relatives à différents types d'environnement pourraient alors être constituée, et servirait à caractériser l'aptitude d'une infrastructure métallique à accentuer le pouvoir perturbateur d'une source rayonnant un champ électromagnétique. Le concepteur d'un équipement électronique aurait ainsi la possibilité de prendre en compte ce paramètre dans la définition du cahier des charges de son produit.



Résumé: L'application des normes sur la compatibilité électromagnétique impose aux équipements destinés à être placés sur sites industriels des seuils minima d'immunité électromagnétique. Or ces seuils sont-ils toujours bien adaptés à la pollution électromagnétique rencontrée sur ces sites?

Notre thèse traite tout d'abord de la pollution provenant de courants transitoires véhiculés par le réseau de terre d'une installation. Ensuite nous recherchons l'effet de renforcement de l'amplitude des champs microondes provoqué par l'infrastructure métallique d'un local.

La définition d'une référence d'amplitude du seuil maximum de courant transitoire du réseau de terre a nécessité une confrontation avec le test normalisé CEI 1000-4-4, dont le but est de produire sur les câbles d'interconnexion des équipements électroniques des parasites générés par couplage électrique. Des expériences mettant en oeuvre plusieurs scénarios ont été déterminantes pour évaluer la tension induite en extrémité des câbles d'interconnexion soumis à la contrainte imposée par le test normalisé. De cette donnée comparée à la tension induite obtenue à partir de mesures d'impédance de transfert du réseau de terre, nous avons déduit le seuil maximum du courant transitoire acceptable par le réseau.

La seconde partie de notre travail a nécessité des expériences mettant en oeuvre une source émettant à 900MHz. Cette source installée dans trois milieux réverbérants de nature différente a servi de référence pour mesurer le renforcement de champ obtenu par des réflexions sur des surfaces métalliques.

Les informations recueillies au cours de ces expériences nous permettent de définir la puissance maximum d'une source compatible avec les niveaux d'immunité en champ électrique imposés par les normes aux équipements électroniques.

Title: Experimental studies for the comparison between the industrial environmental constraints and the results obtained by the electromagnetic immunity and emission standard tests.

Summary: Normative standards of electromagnetic compatibility requires a minimum level of immunity of electronic equipments, to be placed in industries, against the electromagnetic environment. The question is whether these threshold values are always comparable to electromagnetic pollution at these sites?

Our thesis treats, first of all, the pollution created by the transient currents driven in the earth cables. After that, we search for the effects of the reinforcement of amplitude of microwave fields due to metallic infrastructure of the building.

The definition of a reference value of amplitude of the maximum threshold transient current of earth network necessitates a confrontation with the 'IEC 1000-4-4' normalised test. The objective of this test is to generate the perturbations through electric coupling in the cables interconnected between the electronic equipments. Several experiments were decisive to evaluate the induced voltage at the extremities of interconnected cables immersed in the electromagnetic environment according to the normalised constraint. This data is compared to the induced voltage obtained by measurements of transfer impedance of earth cable network. Consequently we deduce the maximum value threshold transient current acceptable by the network.

The second part of our work consists of experiments performed by using an emissive source at 900MHz. This source, which is installed in three reverberating environments of different nature, served as reference to measure the reinforcement of electromagnetic field obtained by the reflections by metallic surfaces. The informations collected during these experiments permit us to define the maximum power of a source compatible to the immunity level of electronic equipments imposed by the standards.

Mots clés: Essais normalisés en compatibilité électromagnétique - Environnement industriel - Réseau de terre - Courants transitoires - Impédance de transfert - Chambre anéchoïque - Chambre réverbérante à brassage de modes.

Discipline: Electronique.

Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (LRPE), Bâtiment P3, Université des Sciences et Technologies de LILLE, 59655 VILLENEUVE D'ASCQ.