

50376

1993

57

50376

1993

57

N° d'ordre: 1093

07

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

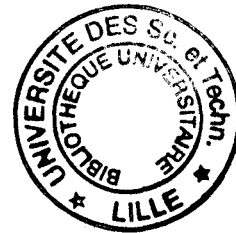
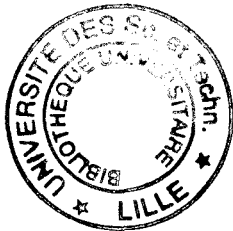
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité électronique

par

Daniel MACIEL



**ETUDE ET MODELISATION DES RISQUES
ELECTROMAGNETIQUES SUPPORTES PAR DES
CABLES DE TRANSMISSION D'INFORMATIONS
CONTENUS DANS DES CHEMINS METALLIQUES
INSTALLES SUR DES SITES INDUSTRIELS**

soutenu le 4 mars 1993 devant la Commission d'Examen

Membres de jury : MM R. GABILLARD

M. IANOZ

APJ VAN DEURSEN

B. DEMOULIN

A. ZEDDAM

F. MORILLON

Mme N. RECROSIO

Président

Rapporteur

Rapporteur

Directeur de thèse

Examineur

Examineur

Examineur

07

AVANT PROPOS

" Qu'as-tu que tu n'aies reçu ? "

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de Radiopropagation et d'Electronique dirigé par les Professeurs GABILLARD et DEGAUQUE que je tiens à remercier en premier lieu.

Le groupe CEM du centre de Recherches des Renardières d'EDF y a collaboré efficacement et je remercie Monsieur F. MORILLON, responsable du groupe, d'avoir mis à notre disposition des moyens d'essais importants, Monsieur P. SANTT dont l'aide a été précieuse pour leur utilisation et Madame N. RECROSIO pour ses nombreux apports tant sur le plan théorique qu'expérimental. Je remercie également l'ensemble des membres du groupe CEM pour l'accueil chaleureux qu'ils nous ont toujours réservé sur le site des Renardières.

Monsieur le Professeur B. DEMOULIN a dirigé cette thèse et je tiens à lui exprimer ici ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée depuis le départ ainsi que pour les nombreux conseils et encouragements qui ont permis de franchir les étapes délicates de ce travail.

De même, je remercie Madame M. DEMOULIN, responsable informatique du Laboratoire, pour les conseils pratiques concernant le calcul sur ordinateur et les nombreux échanges qui ont favorisé le cheminement au quotidien.

Monsieur L. KONE a bien voulu me faire profiter de son savoir-faire lors des nombreuses expérimentations et je lui suis très reconnaissant pour sa contribution importante à ce travail.

Je remercie Messieurs P. WALLET et F. LABARRE pour leur aide à la réalisation des planches, Mademoiselle L. MATHON et Madame N. MEESMAECKER pour le travail de dactylographie qu'elles ont effectué, ainsi que M. J. P. DEHORTER qui a assuré la reproduction du manuscrit.

Je suis fort reconnaissant également envers tous les membres du Laboratoire qui m'ont fait partager tout au long de ces années leur richesse humaine.

La soutenance de la thèse est un moment important je remercie l'ensemble des membres du jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

En particulier je remercie Monsieur le Professeur R. GABILLARD qui me fait l'honneur d'assurer la présidence du jury.

Monsieur le Professeur M. IANOZ de l'Ecole Polytechnique de Lausanne me fait lui aussi l'honneur, en tant que rapporteur, de juger ce travail , qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance.

J'exprime également toute ma gratitude à Monsieur VAN DEURSEN Directeur de Recherches à l'Université d'Eindhoven, pour les nombreux échanges théoriques que nous avons eus au cours de ces travaux et pour sa lecture critique du manuscrit .

Je remercie Monsieur A. ZEDDAM du CNET de Lannion, de l'intérêt qu'il porte à ce travail et de l'ouverture qu'il apporte quant à des applications aux Télécommunications.

J'exprime enfin toute ma reconnaissance à Madame N. RECROSIO et Monsieur F. MORILLON pour les nombreuses remarques faites sur le manuscrit et qui ont permis de l'améliorer sur bien des points.

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE(1)

ANALYSE PROSPECTIVE DES SOURCES DE PERTURBATION SUR LES SITES DE TRANSPORT ET DE PRODUCTION D'ENERGIE

- I) PRESENTATION GENERALE DU RESEAU ELECTRIQUE** p 5
- I.a) Structure du réseau
 - I.b) Différents types de postes
 - I.c) Structure générale d'un poste
 - I.d) Deux types de technologies
- II) INSTALLATIONS DE CONTROLE-COMMANDE** p 13
- II.a) Contrôle-commande des postes
 - II.b) Contrôle commande dans les centrales nucléaires
- III) SOURCES DE PERTURBATIONS** p 18
- III.a) introduction
 - III.b) La Foudre
 - III.c) perturbations dues à une explosion nucléaire en haute altitude : IEMN , IMHD
 - III.d) Perturbation d'origine interne dans les postes
 - III.e) Perturbations dues aux appareils de communication portatifs
 - III.f) Décharges électrostatiques
- IV) PROTECTION CONTRE LES AGRESSIONS** p 67
- IV.a) Moyens divers
 - IV.b) Etude des chemins de câbles métalliques

CHAPITRE(2)

MODELISATION DES CHEMINS DE CABLES DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL

- I) PRINCIPE DE LA MODELISATION** P 73
- II) MODELISATION PAR DES ELEMENTS FILAIRES :**
THEORIE DES FILS MINCES p 74
- II.a) Calculs analytiques
 - II.b) Application à une lame de largeur 20 cm

- et de longueur infinie
- II.c) Modélisation de la structure en forme de "U"
- II.d) Conclusion

III) MODELISATION PAR DES ELEMENTS FILAIRES : THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

p 89

- III.a) Les hypothèses de base
- III.b) Application de la théorie des lignes de transmission
- III.c) Application à un câble de gros diamètre
- III.d) Modélisation du courant induit sur la lame
- III.e) Calcul du courant induit sur un conducteur placé sur un chemin de câbles
- III.f) Cas où on place un réseau de conducteur sur un chemin de câbles de longueur finie
- III.g.) Cas où on place un conducteur entre le chemin de câbles et le plan de référence.
- III.h.) Cas où l'on place la structure métallique contre un plan de référence vertical
- III.i.) Evaluation de la tension induite à l'extrémité des conducteurs posés sur le chemin de câbles de longueur finie

IV) CONCLUSION

p 98

CHAPITRE(3) VALIDATION EXPERIMENTALE DES CALCULS DES PERTURBATIONS INDUITES SUR DES CABLES DISPOSES DANS DES GOULOTTES METALLIQUES

D) INTRODUCTION

p 99

ID) LES MOYENS DE MESURES

p 99

- II.a.) La cellule TEM
- II.b.) L'antenne *Stripline*

III) ETUDE EXPERIMENTALE MENEES AVEC LA CELLULE TEM p102

- III.a.) Courant induit dans un réseau de 31 fils parallèles
- III.b.) Courant induit dans un conducteur de faible section posé sur une lame en acier.

- III.c.) Courant induit dans un réseau de conducteurs placé sur un chemin de câbles
- III.d.) Chemin de câbles placé contre un plan de référence
- III.e.) Influence des jonctions mécaniques pratiquées sur les chemins de câbles

IV) ETUDE EXPERIMENTALE EFFECTUEE SOUS L'ANTENNE

STRIPLINE

p 111

- IV.a.) Etude du courant induit dans les chemins de câbles
- IV.b.) Courant induit dans un câble posé sur un chemin de câbles
- IV.c.) Etude de la tension induite sur le conducteur placé dans le chemin de câbles

V) CONCLUSION

p 115

CHAPITRE (4)

CALCUL DE LA REPONSE DES CHEMINS DE CABLES

A

UNE ONDE DE TYPE IMPULSIONNEL

I) INTRODUCTION

P 117

II) RESOLUTION DES EQUATIONS AUX LIGNES COUPLEES

DANS LE DOMAINE SYMBOLIQUE ET PASSAGE DANS LE DOMAINE TEMPOREL

p 119

- II.a) Les hypothèses du calcul
- II.b) Couplage hybride
- II-c) Cas du couplage magnétique
- II-d) Couplage électrique
- II-e) Justification de la décomposition du signal réflexion par réflexion
- II-f) Réponse d'une lame à une impulsion trapézoïdale quand celle-ci est reliée à différentes résistances en extrémité

III) MISE EN OEUVRE DE SIMPLIFICATIONS DU MODELE DE CALCUL

p 133

- III.a) Introduction
- III.b) Réduction de l'ordre des matrices
- III.c) Cas où l'on place un conducteur sur le chemin de câbles
- III.d) Cas où l'on place un réseau de conducteurs sur le chemin de câbles

**IV) MODELISATION DE LA REPOSE DE DEUX CHEMINS DE CABLES
RELIES ENTRE EUX A UNE IMPULSION ELECTROMAGNETIQUE**

V- CONCLUSION

p 141
p 142

CHAPITRE(5)

**MESURE DE LA REPOSE DES CHEMINS DE CABLES
A UNE ONDE DE TYPE IMPULSIONNEL**

D) INTRODUCTION

P 143

ID) MESURES EFFECTUEES EN CELLULE TEM

P 144

- II.a) Réponse de la lame à une impulsion trapézoïdale
- II.b) Réponse de la lame à une impulsion de type I.E.M.N
- II.c) Cas d'un conducteur placé sur la lame
- II.d) Conclusion sur les mesures effectuées en cellule T.E.M.

IID) MESURES SOUS ANTENNE STRIPLINE

p 149

- III.a) Introduction
- III.b) Dispositif expérimental et calibration
- III.c) Réponse d'un chemin de câbles en forme de U à une impulsion de type IEMN
- III.d) Cas où l' on place un conducteur sur le chemin de câbles
- III.e) Réponse d'un réseau de conducteur placé sur le chemin de câbles à une onde I.E.M.N
- III.f) La réponse de deux chemins de câbles reliés entre eux à une impulsion IEMN.
- III.g) Conclusion sur les mesures effectuées avec l'antenne Stripline

IV) CONCLUSION

P 161

CHAPITRE(6)

p 162

SYNTHESE ET CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

p 166

ANNEXES

**ANNEXE(I) CALCUL DE LA TENSION ENTRE UNE LAME DE
LONGUEUR INFINIE ET UN CONDUCTEUR POSE DESSUS**

**ANNEXE(II) CALCUL DES COURANTS ET TENSIONS SUR N LIGNES
PARALLELES ILLUMINEES PAR UNE ONDE
ELECTROMAGNETIQUE PLANE**

INTRODUCTION

INTRODUCTION

L'utilisation de plus en plus importante de l'électronique dans le contrôle commande des sites industriels pose le problème de la vulnérabilité des installations aux agressions électromagnétiques.

Les réseaux de communication véhiculant des tensions de quelques dizaines de volts, et des courants se mesurant en milliampères, sont couramment utilisés, assurant le lien entre des processeurs de traitement de l'information et les capteurs de contrôles des paramètres physiques ou les organes de commande de moteurs permettant d'actionner les équipements du site.

Les agressions électromagnétiques de ces circuits bas niveau peuvent être d'origine interne au site (perturbations rayonnées par des appareils, ouverture ou fermeture de circuits transportant des courants importants...), ou externe (Foudre, IEMN (Impulsion Electromagnétique Nucléaire...)).

Electricité de France (EDF) est particulièrement concernée par ces problèmes sur ses sites de production et de transport de l'énergie électrique. Une centrale nucléaire peut compter par exemple jusqu'à près d'un millier de kilomètres de câbles de communication et on conçoit aisément l'enjeu stratégique d'une bonne circulation de l'information dans une telle installation. De même les postes de transformation et d'interconnexion sont des noeuds vitaux du réseau électrique contenant des centaines d'actionneurs dont le mauvais fonctionnement mettrait en danger l'ensemble du réseau.

Cette thèse est donc le fruit d'une étude que nous avons menée au Laboratoire de Radiopropagation et Electronique en lien avec le groupe CEM du site de Recherche des Renardières, et qui aide à mieux comprendre les perturbations et les modes de protection possibles de ces circuits de contrôle commande.

Le manuscrit comporte six chapitres qui représentent les étapes de notre travail.

En tout premier lieu, nous présenterons un chapitre conséquent où seront traités les problèmes relatifs aux sources électromagnétiques qu'on peut rencontrer sur les sites de production et de distribution d'énergie électrique. A partir d'une étude bibliographique, nous tenterons d'analyser les phénomènes physiques qui génèrent ces sources. C'est ainsi que nous serons amenés à considérer successivement les effets directs ou indirects liés aux transitoires issus de la foudre. Ensuite nous caractériserons les risques provenant d'explosions nucléaires en haute altitude et pour conclure ce premier chapitre nous regarderons les perturbations intrinsèques au site industriel concerné c'est-à-dire les transitoires provoqués par des manoeuvres d'appareil de coupure ou des incidents survenus au réseau. Nous verrons qu'en fait, les câbles de communication sont le plus souvent installés dans des chemins de câbles métalliques, eux-mêmes fixés aux parois des bâtiments. Quelques travaux publiés mettent en évidence que ces chemins de câbles ont une influence électromagnétique sur les câbles qu'ils contiennent, lorsque l'ensemble est illuminé par une onde perturbatrice, et il nous paraît important d'étudier de façon plus approfondie cette influence : c'est ce qui fera l'objet des quatre chapitres suivants.

Dans le chapitre (2) nous proposerons une modélisation des chemins de câbles et des câbles qu'ils contiennent. En fait, les chemins de câbles ne peuvent être considérés comme des éléments filiformes du fait de leur géométrie transversale complexe, et leur étude rigoureuse nécessiterait l'usage de la théorie des antennes ou d'une modélisation 3D. Nous avons préféré à ces approches, une approximation consistant à modéliser les structures par des fils fins parallèles. Le calcul du courant induit dans ces fils peut se faire alors, soit par la théorie des fils infinis si les structures ont une dimension infinie, ou par la théorie des lignes de transmission si leur dimension longitudinale est finie. Les deux approches sont développées dans ce chapitre (2) dans le domaine harmonique, ce qui permet une interprétation simple des phénomènes physiques observés. Dans ce même souci de simplification, la théorie des lignes de transmission sera présentée ici pour des structures telles que

l'approximation basse fréquence soit possible. Nous nous intéresserons dans un premier temps à des chemins de câbles de forme simple ne contenant pas de câble, puis à des chemins de câbles contenant un ou plusieurs câbles ; ce dernier cas étant le plus proche de la réalité. Nous envisagerons les cas où le chemin de câbles est placé au-dessus d'un plan conducteur qui peut, par exemple, représenter une dalle en béton armé, le cas où il est fixé contre ou sous un plan conducteur représentant respectivement un mur ou un plafond, également en béton armé.

Cette approche théorique utilisant des structures de longueur finie, sera validée par des mesures en similitude géométrique, effectuées dans une cellule TEM et par des mesures sur des structures de taille réelle, testées sous une antenne stripline. Ces mesures mettront en évidence la présence de résistances de contact et d'inductances localisées parasites que nous intégrerons au modèle théorique. Les résultats de cette phase expérimentale de validation, feront l'objet du chapitre (3).

A partir de la compréhension des phénomènes physiques acquise dans le domaine harmonique, nous pourrons aborder la modélisation de la réponse des structures à une impulsion au chapitre (4), et nous rapprocher ainsi de perturbations qui affectent les sites.

La méthode de modélisation par la théorie des lignes, appliquée aux fils fins sera reprise et la transformée de Fourier inverse nous permettra d'accéder à la réponse dans le domaine temporel. Cette réponse dépend, dans une large mesure, des réflexions des signaux induits sur les impédances de charge placées en extrémités des structures. Nous prendrons en compte des charges résistives, comme cela est fait généralement dans ce type de problèmes, mais aussi des charges inductives qui nous semblent plus réalistes physiquement.

Quelques réponses caractéristiques seront présentées. On mettra en évidence quelques problèmes de temps de calcul, liés à l'ordre élevé des systèmes à résoudre dans une telle décomposition en fils fins. Nous proposerons alors une démarche de simplification qui, sans affecter la précision des calculs, permettra de réduire les temps de calcul de

quelques centaines d'heures à quelques minutes sur le même ordinateur.

Cette modélisation sera validée au chapitre (5) par des mesures en cellule TEM et sous l'antenne stripline. Cette phase de validation sera prolongée par une étude expérimentale de la liaison mécanique et électrique des chemins de câbles entre eux. En effet, ils sont en général reliés, sur site, par une tresse ou un conducteur de gros diamètre et notre souci est de savoir quelle est l'influence de ce conducteur sur les parasites induits dans les câbles contenus dans les chemins de câbles. L'étude expérimentale nous permettra d'établir dans quelle mesure cette liaison peut être assimilée à une inductance et une résistance localisée.

Nous dresserons enfin dans le sixième chapitre, qui conclura le manuscrit, une synthèse des résultats obtenus et nous soulignerons les aspects de l'étude qu'il reste à explorer ou à approfondir.

CHAPITRE (1)

**ANALYSE PROSPECTIVE DES SOURCES
DE PERTURBATION SUR LES SITES DE TRANSPORT
ET DE PRODUCTION D'ENERGIE ELECTRIQUE**

D PRESENTATION GENERALE DU RESEAU ELECTRIQUE

- I.a) Structure du réseau**
- I.b) Différents types de postes**
- I.c) Structure générale d'un poste**
- I.d) Deux types de technologies**
 - I.d.1) Les postes ouverts
 - I.d.2) Postes sous enveloppe métallique
 - I.d.2.1) Principes de base
 - I.d.2.2) Eléments constitutifs du poste

II) INSTALLATIONS DE CONTROLE-COMMANDE

- II.a) Contrôle-commande des postes**
 - II.a.1) Vers un contrôle commande numérique
- II.b) Contrôle commande dans les centrales nucléaires**

III) SOURCES DE PERTURBATIONS

III.a) INTRODUCTION

III.b) LA FOUDRE

- III.b.1) Principe physique
- III.b.2) caractéristiques des courants de foudre
- III.b.3) champs rayonnés
- III.b.4) modes de perturbation des sites H.Tension
 - 4.1) foudroiement direct d'une installation**
 - 4.1.1) le modèle électrogéométrique
 - 4.1.2) effet de la perturbation transitoire atteignant le réseau de masse : approche par les potentiels
 - 4.1.2) effet de la perturbation transitoire atteignant le réseau de masse: approche par les courants et flux
 - 4.2) Coup de foudre à proximité d'une installation**
 - 4.3) Perturbations conduites par les lignes**
 - 4.3.1) coup de foudre direct sur une ligne
 - 4.3.1.α) cas des lignes sans câble de garde
 - 4.3.1.β) lignes protégées par des câbles de garde
 - 4.3.2) Coup de foudre proche des lignes

III.c) PERTURBATIONS DUES A UNE EXPLOSION NUCLEAIRE EN HAUTE ALTITUDE : IEMN , IMHD

- III.c.1) Introduction
- III.c.2) L'IEMN**
 - 2.1) Principe physique
 - 2.2) caractéristiques des champs rayonnés

2.3) pénétration des ondes dans les bâtiments

2.3.1) pénétration des ondes dans les constructions en béton

2.3.2) pénétration des ondes dans des bâtiments métalliques

2.4) perturbations causées sur le réseau électrique par l'IEMN

2.4.1) Effet de l'IEMN sur les lignes

2.4.2) pertes de charge

2.4.3) chute de la puissance fournie

III.c.3) L'IMHD

3.1) Origine de l'IMHD

3.2) Effets de l'IMHD sur le réseau.

III.d) PERTURBATIONS D'ORIGINE INTERNE DANS LES POSTES

III.d.1) Génération des perturbations lors des manoeuvres

III.d.2) Manoeuvres dans un poste aérien

2.1) Champs rayonnés

III.c.3) Perturbations dans les postes sous enveloppe métallique PSEM

3.1) Tension transitoire d'enveloppe TTE

3.1.1.) Apparition des TTE.

3.1.2) Amplitude et largeur du spectre des perturbations :valeurs typiques

3.1.3) Paramètres déterminant ces perturbations

3.1.3.α) Tension résiduelle

3.1.3.β) Etat de surface de l'enveloppe

3.1.3.γ) Les traversées air-SF6 et autres discontinuités

3.1.3.δ) Influence de la hauteur de l'enveloppe par rapport au sol

3.1.4) Modélisation

3.1.5) Champs rayonnés :
données expérimentales

3.2) Les courts-circuits

3.2.1) Les causes

3.2.2.) Prévention des courts-circuits :
détection des décharges partielles

III.e) PERTURBATIONS DUES AUX APPAREILS DE COMMUNICATION PORTATIFS

III.f) DECHARGES ELECTROSTATIQUES

IV) PROTECTION CONTRE LES AGRESSIONS

IV.a) Moyens divers

IV.b) Etude des chemins de câbles métalliques

IV.b.1) La nécessité d'un modèle prédictif.

IV.b.2) Quel type de modèle ?

IV.b.3) Les limites du modèle théorique

D PRESENTATION GENERALE DU RESEAU ELECTRIQUE

La demande d'énergie électrique est variable suivant le secteur géographique et la saison, suivant que le jour est férié ou non, suivant l'heure. Différentes sources permettent de répondre à ce besoin irrégulier : des centrales de production, d'une puissance allant jusque 1300 MW, dont le temps de mise en marche ou d'arrêt est très long, qui assurent l'essentiel de la production et des unités au démarrage très souple qui ne sont mises en marche que pour répondre à la demande de pointe. [1]

La fonction du réseau électrique est de transférer l'énergie électrique entre tous les centres de production et une multitude de consommateurs dispersés géographiquement.

I.a) Structure du réseau

Le réseau électrique français comporte trois niveaux principaux :

- le réseau de grand transport,
- le réseau de répartition,
- le réseau de distribution.

Le réseau de grand transport permet d'une part de transporter l'énergie des centrales jusqu'aux abords des grandes villes et d'autre part, d'assurer les liaisons d'interconnexion entre les différents lieux de production. Il est constitué de lignes à très haute tension (400 ou 225 kV) reliées entre elles par des postes dits d'interconnexion.

Les réseaux de répartition sont des réseaux régionaux qui fournissent le courant aux réseaux de distribution ruraux. Ils apportent aussi l'énergie à l'intérieur des grandes agglomérations. Ils sont constitués par des lignes haute tension (45 à 90 kV) qui peuvent transporter plusieurs dizaines de MW et sont reliés par des postes de transformation au réseau de grand transport et au réseau de distribution.

Le réseau de distribution ou réseau basse tension permet d'alimenter les différents quartiers d'une ville et toutes les zones rurales. Il fonctionne généralement en 20 kV (moyenne tension MT) ou 380 V (Basse Tension BT).

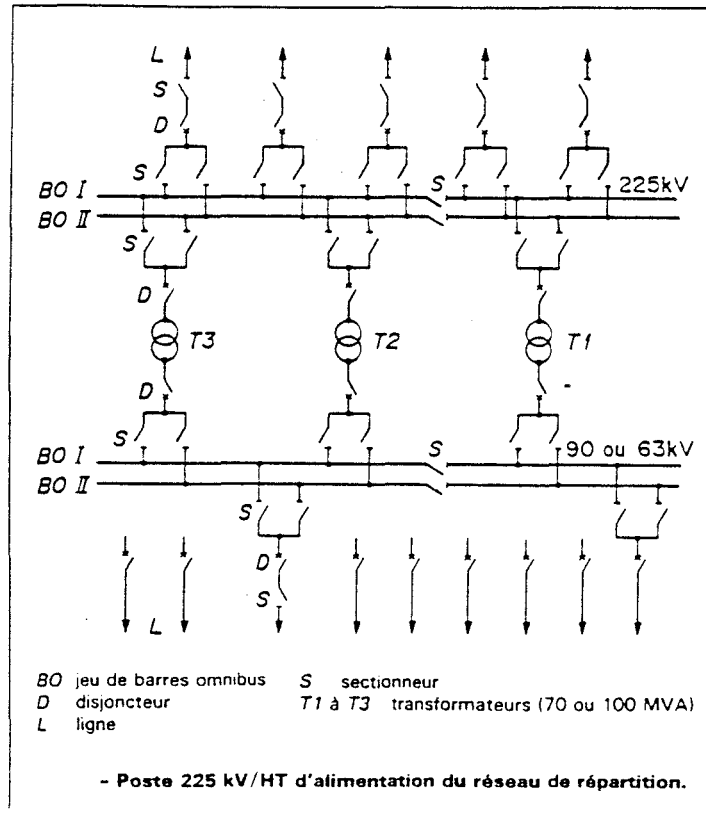
I.b) Différents types de postes

Comme on l'a vu, différentes fonctions sont assurées par les postes. Les postes d'interconnexion assurent la liaison entre les lignes du grand réseau transport.

Des postes de transformation permettent de relier entre eux les différents niveaux du réseau. Beaucoup de postes sont mixtes, c'est-à-dire qu'ils assurent à la fois la fonction d'interconnexion et de transformation. De même, un poste de transformation peut comporter plusieurs étages et alimenter des réseaux de tensions différentes.

I.c) Structure générale d'un poste [2]

Le schéma global d'un poste 225 kV/HT est présenté sur la figure (I-1). L'élément essentiel du poste est constitué par un ou plusieurs jeux de barres triphasées qui ont pour rôle de véhiculer l'énergie entre les différents éléments du poste et ce, à une tension donnée. Dans l'exemple présenté, deux jeux de barres permettent de relier les lignes 225 kV d'arrivée, aux transformateurs et deux autres jeux assurent la liaison entre la sortie du transformateur et les départs des lignes du réseau de répartition.



figure(I-1) : Schéma global d'un poste 225 kV/HT

Le sectionneur (S1 figure(I-1)) est un organe qui permet d'isoler par rapport au reste du réseau un ensemble de circuits, un appareil ou une section de ligne afin de permettre au personnel d'y accéder sans danger.

Les disjoncteurs assurent la sécurité des installations coupant le circuit en cas de défaut.

Les transformateurs de puissance peuvent fonctionner de façon indépendante et réalisent l'interface entre les réseaux de tensions différentes. En outre, des transformateurs de tension et de courant non représentés ici, sont indispensables au contrôle du bon fonctionnement de l'ensemble. Ils ont aussi pour rôle d'alimenter les équipements de mesure du poste et les appareils de manoeuvres (sectionneurs ...)

I.d) Deux types de technologies

L'accroissement de la consommation d'électricité au cours des années 60 a nécessité qu'on apporte plus d'énergie dans les grandes agglomérations. Pour ce faire, la tendance a été de transporter le plus près possible de la ville l'électricité en haute ou très haute tension. Les postes de transformation et d'interconnexion étaient alors tous aériens, c'est-à-dire que l'isolement entre eux des éléments constitutifs du poste est réalisé par l'air atmosphérique. L'inconvénient de ce type de poste est d'occuper des surfaces très importantes. En effet, à cause des tensions de fonctionnement élevées, et pour éviter des amorçages entre phases ou entre jeux de barres, ces éléments sont espacés, en général, d'au moins 10 mètres les uns des autres.

On a donc mis au point un nouveau type de poste permettant de rapprocher les éléments en isolant ceux-ci par une enveloppe métallique contenant du gaz (de l'hexafluorure de soufre - SF₆ - en général)

On les appelle soit postes blindés, ou postes sous enveloppe métallique (PSEM) ou encore sous la dénomination anglaise GIS pour "*Gas Insulated Substation.*"

Les premiers prototypes ont été installés en France en 1964 et 1966 mais le développement de leur implantation ne s'est fait vraiment qu'à partir de 1978. On en comptait en 1988 , 25 fonctionnant en 400 kV et 34 en 225 kV.

Les PSEM occupent une surface au sol qui est en moyenne le dixième de celle occupée par un poste équivalent de type aérien ou encore appelé "ouvert". Ils présentent aussi l'avantage d'être moins sensibles à la pollution atmosphérique et de déformer moins l'esthétique des sites dans lesquels ils sont implantés. Par contre, ils sont plus coûteux que les postes classiques : environ 30 % de surcoût pour un poste 400 kV et 100 % pour une installation en 72 kV.

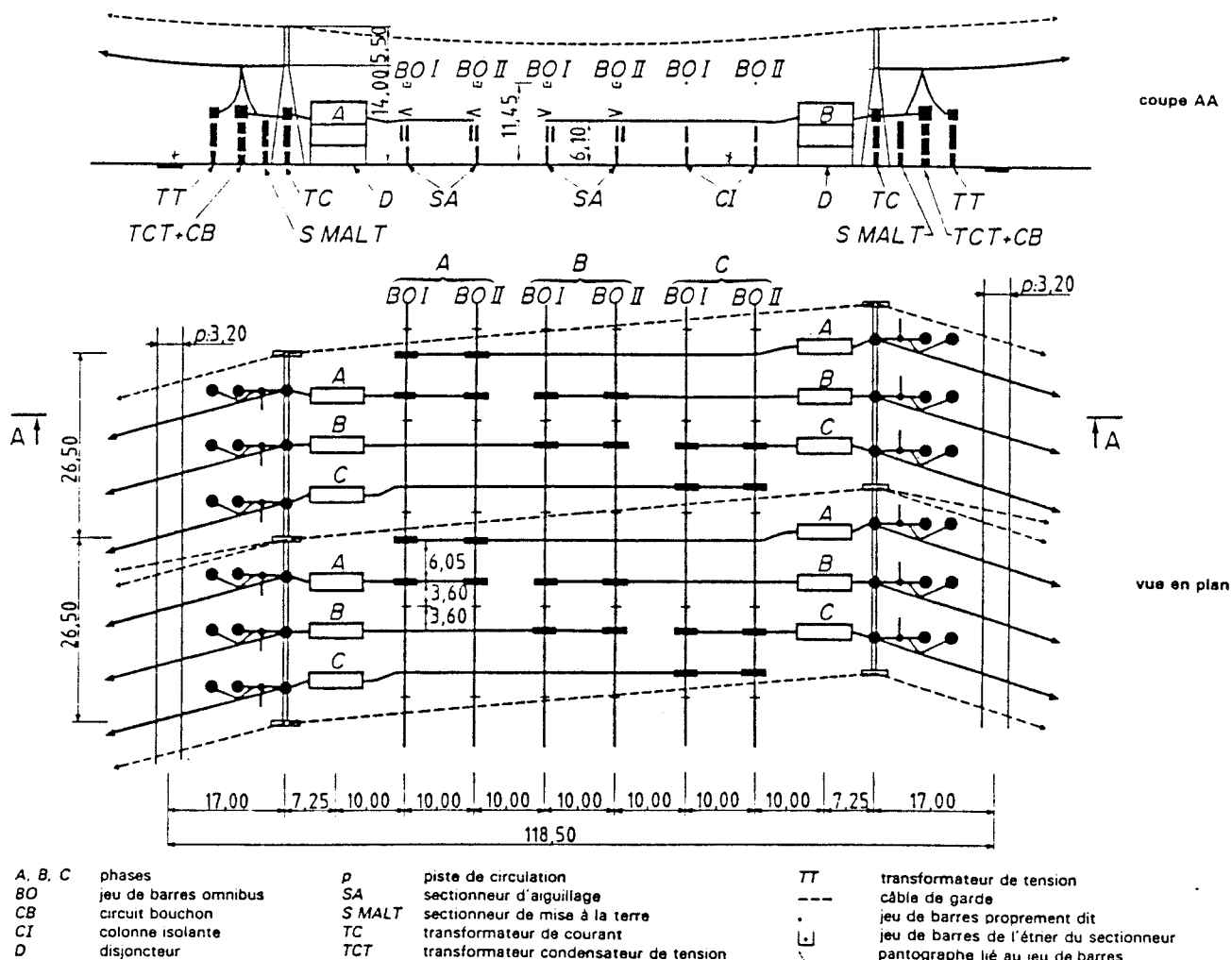
Aujourd'hui, l'une et l'autre des technologies sont utilisées suivant les contraintes de place disponible, du coût du terrain, du type de pollution; toutefois, les postes blindés se rencontrent de plus en plus fréquemment et les efforts de recherche portent plutôt sur l'amélioration de ceux-ci.

I.d.1) Les postes ouverts

La géométrie générale varie d'un poste à l'autre suivant sa fonction, son lieu d'implantation et son environnement électrique (type de centrale de production ou de réseaux auxquels il est relié) si bien qu'une étude exhaustive serait longue et sans intérêt réel ici.

Nous ne présenterons donc qu'un seul exemple qui permettra de donner une idée des ordres de grandeur des dimensions et nous renvoyons le lecteur aux références [2] et [3] par exemple pour une information plus complète.

La figure(I-2) présente le schéma général d'un poste d'interconnexion 400 kV de taille moyenne.



d'un poste d'interconnexion à 400 kV : disposition à phases mixtes et à barres hautes, à deux sommets.

figure(I.2) : Schéma d'un poste d'interconnexion à 400 KV

Ce poste compte deux jeux de barres triphasées BOI et BOII. Cette redondance permet une gestion plus souple de l'ensemble en cas d'incident ou de défaut.

Ces jeux de barres sont constitués de tubes de 20 cm de diamètre et de 8 mm d'épaisseur réalisés en alliage d'aluminium, de silicium et de magnésium assurant une bonne tenue mécanique et permettant un

passage de courant important sans échauffement dangereux (de l'ordre de 7000 A en régime permanent et 10000 A en régime de surcharge).

Comme le montre la vue en plan de la figure(I-2) les barres sont espacées de 10 m et chaque cellule occupe une largeur totale de 26,5 m, une cellule étant l'ensemble des appareils de coupure, de l'appareillage de mesure et de protection propres à une liaison.

La coupe A-A montre que les tubes des jeux de barres sont placés à une hauteur de 11,5 m du sol.

Les sectionneurs d'aiguillage qui sont les organes qui vont permettre par exemple d'isoler ou de connecter un tube provenant d'un disjoncteur lui-même relié à une arrivée, à une barre d'un des jeux, sont des pantographes placés à 6,1 m du sol. A cette même hauteur se trouvent les tubes de liaison avec le disjoncteur.

Ces distances importantes par rapport au sol et entre barres ont pour but, comme on l'a déjà vu, d'éviter les amorçages entre phases, mais aussi d'assurer la protection du personnel intervenant sur le site. Celui-ci doit toujours pouvoir travailler sur un des jeux de barres alors que l'autre est sous tension.

Des câbles de garde sont placés eux à une vingtaine de mètres de hauteur (en pointillés sur la coupe A-A de la figure(I-2)) et ont pour but d'attirer à eux les éventuels coups de foudre et de protéger ainsi l'ensemble de l'installation.

I.d.2 Postes sous enveloppe métallique [4-6]

Les PSEM assurent le même type de fonction que les postes aériens et ont été au départ, conçus sur le même schéma, les distances entre phases ou entre barres étant réduites grâce à l'enveloppe métallique et au gaz qu'elle contient.

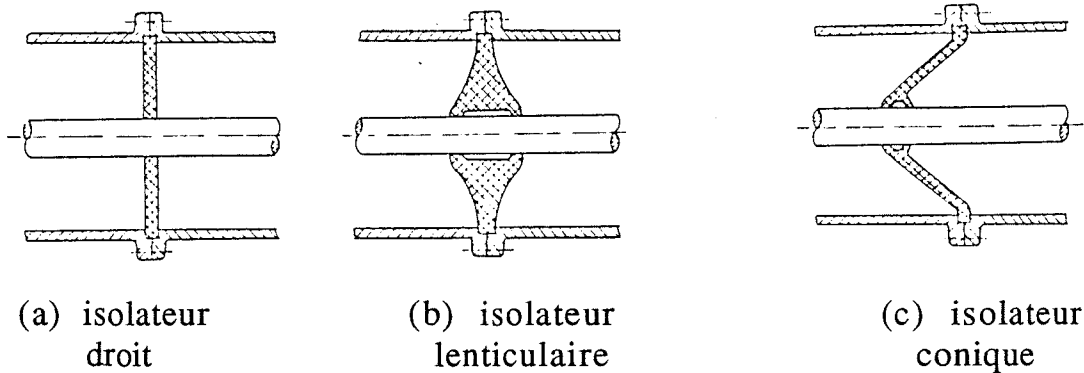
Pour réduire au minimum l'encombrement, des postes dits tripolaires, dans lesquels les trois phases sont regroupées dans la même enveloppe, ont été mis au point. Nous nous intéresserons ici en particulier aux premiers, encore appelés postes unipolaires ; leur conception simple permet une bonne compréhension du fonctionnement et ils sont par ailleurs encore les plus répandus sur le réseau français.

I.d.2 1) Principes de base

Dans un poste de type unipolaire, chaque barre de liaison entre deux éléments est placée à l'intérieur d'un cylindre en aluminium, maintenue au centre de celui-ci par des isolateurs en résine. L'enceinte formée par le cylindre est remplie d'un gaz qui contribue également à l'isolement.

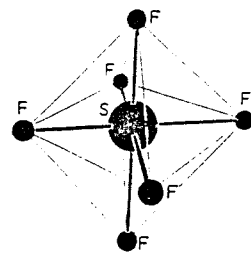
Les enveloppes sont mises à la terre pour éviter toute montée de tension dans le cas où un courant de court circuit interne s'écoulerait à travers celles-ci. De plus, la continuité électrique est assurée entre les différentes pièces métalliques constituant ces enveloppes dans le but de bien évacuer ces courants.

Les isolateurs entre la partie centrale sous tension et l'enveloppe sont constitués d'une résine isolante et sont soit droits (fig(I-3-a)), de forme lenticulaire (fig(I-3-b)) ou de forme conique (fig(I-3-c)) . Ils peuvent être pleins et définir ainsi à l'intérieur de l'enceinte des compartiments étanches ou bien percés, laissant circuler le gaz d'isolement et ne jouant alors qu'un rôle de support.



figure(I-3) : Schéma des différents types d'isolateurs [6]

Le gaz d'isolement est dans la majorité des cas du SF₆ (hexafluorure de soufre). Le SF₆ est un gaz inerte dont les molécules sont constituées d'un atome de soufre central et de six atomes de fluor déposés aux sommets d'un octaèdre régulier (figure(I-4)), Cette géométrie lui confère une grande stabilité.



figure(I-4) : La molécule de SF₆

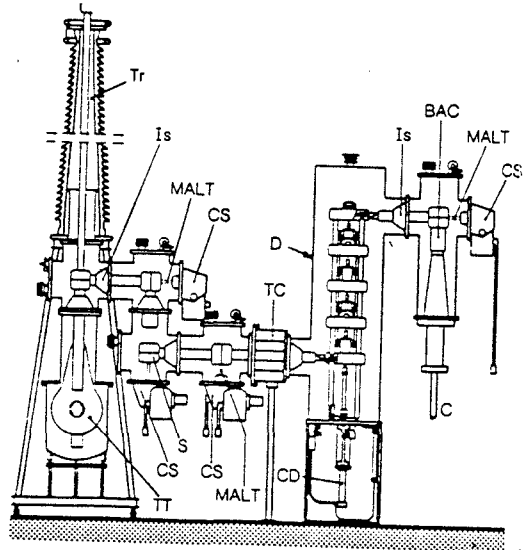
Ce gaz est caractérisé également par une rigidité diélectrique supérieure à la plupart des autres gaz. En d'autres termes, le champ électrique nécessaire pour qu'une décharge apparaisse entre deux pièces métalliques baignant dans le SF₆ est beaucoup plus élevé que pour les autres gaz dans les mêmes conditions de température et de pression. Cette propriété importante rend le SF₆ bien adapté au fonctionnement du poste à des tensions très élevées.

I.d.2.2) Éléments constitutifs du poste

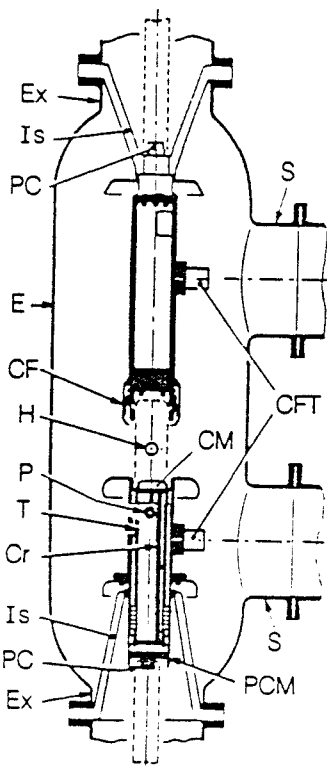
On retrouve dans les postes blindés les éléments essentiels du poste aérien : jeux de barres, sectionneurs, disjoncteurs, transformateurs de mesures, comme le montre la figure (I-5). [4]

Comme exemple de ces appareils, la figure (I-6)[4] présente une vue en coupe d'un sectionneur. Il est constitué par un contact fixe (CF) et un contact mobile (CM) commandé électriquement et qui ferme ou ouvre le circuit. Un hublot (H) permet de contrôler de l'extérieur, avant une intervention du personnel, la pleine ouverture des contacts ou leur fermeture.

figure(I-5) :
Vue en coupe d'une partie
d'un poste blindé 420 KV



- | | |
|------|--|
| BAC | boîte à câble |
| C | câble |
| CD | commande oléopneumatique du disjoncteur |
| CS | commande de sectionneur ou de sectionneur de mise à la terre |
| D | disjoncteur autopneumatique à 4 chambres de coupure (technique à une pression) |
| Is | cône isolant passe-barre |
| MALT | sectionneur de mise à la terre |
| S | sectionneur |
| TC | transformateur de courant |
| TT | transformateur de tension bobiné |
| Tr | traversee air-SF ₆ |
- Poste 420 kV sous enveloppe métallique isolé à l'hexafluorure de soufre : coupe longitudinale d'une travée



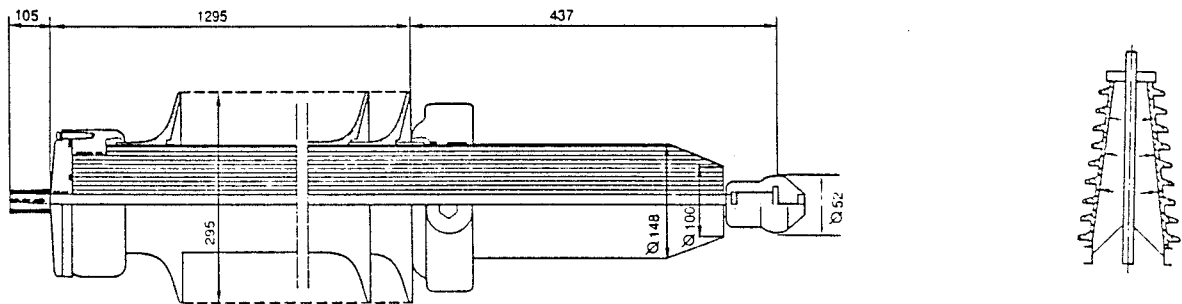
- | | |
|------|---|
| A | arbre de manœuvre |
| BM | bielle isolante de manœuvre |
| CF | contact fixe |
| CF.T | contact fixe dans le cas du montage d'un sectionneur de mise à la terre |
| CM | contact mobile |
| Cr | crémaillère |
| E | enveloppe en aluminium |
| Ex | extrémité d'enveloppe axiale ou oblique |
| H | hublot |
| Is | cône isolant |
| P | pignon d'entraînement |
| PC | prise de courant |
| PCM | porte-contact mobile |
| S | extrémité ou sortie latérale |
| T | tube de contact mobile |

coupe d'un pôle de sectionneur comprenant deux extrémités axiales

figure(I-6) : Vue en coupe d'un sectionneur à SF6

Les traversées air-SF6 (Tr sur la figure(I-5)) sont des éléments propres aux postes blindés. Ces éléments de transition ont été au départ conçus comme des traversées huile/air utilisées dans les transformateurs : sous une enveloppe extérieure en porcelaine des feuilles métalliques concentriques séparées entre elles par un film isolant permettent d'assurer l'isolation du conducteur central (fig(I-7-a). A cause de leur structure, les anglais les nomment "*capacitively graded bushing*" et nous les appellerons "traversées de type condensateur".

Les traversées plus récentes sont constituées d'une enveloppe en porcelaine remplie de SF6 à la même pression que celui de l'enveloppe métallique (fig(I-7-b). Nous les appellerons "traversées au gaz".



(a) traversee de
type condensateur

(b) traversée
au gaz

figure(I-7) : Schémas des deux types de traversées air/SF6

II) INSTALLATIONS DE CONTROLE-COMMANDE

II.a) Contrôle-commande des postes [7-8]

Le bon fonctionnement d'un poste est déterminé par l'efficacité de son système de contrôle-commande. Le système de contrôle centralise des informations essentielles telles que les tensions et courants sur les différents jeux de barres mesurés par les transformateurs de mesure, les éventuels défauts sur le réseau ou encore l'état des différents organes du poste (sectionneur ouvert ou fermé...)

Le système de commande gère les différents automates, les moteurs des disjoncteurs ou des sectionneurs, le moteur auxiliaire des transformateurs. Pour les postes à SF6, il faut ajouter à ces fonctions celles qui concernent le contrôle et la régulation du gaz contenu dans les enveloppes métalliques (température, pression, pompage).

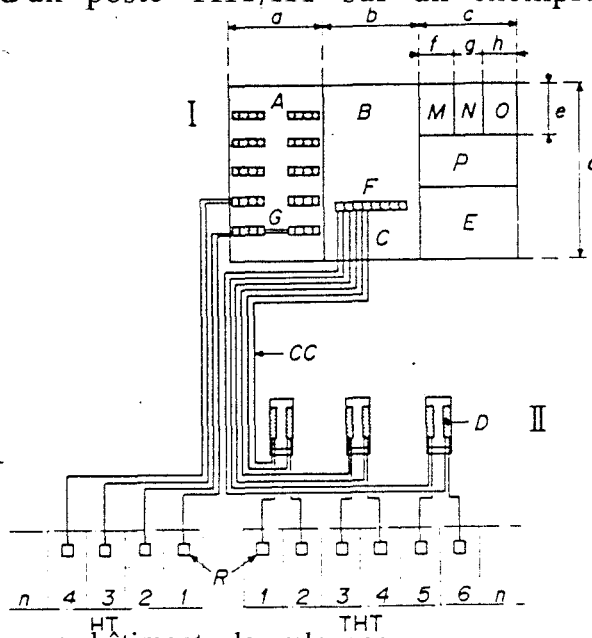
On distingue donc dans le poste, les installations HT (Haute tension) et les installations basse tension (BT) qui assurent le contrôle et la régulation des premières, les deux installations étant électriquement isolées l'une de l'autre.

La figure(II-1) montre comment sont répartis les différents éléments constituant l'installation BT d'un poste THT/HT sur un exemple de poste aérien.

- A salle de contrôle
- B salle de téléconduite
- C local de conduite
- CC câbles BT dans caniveau collecteur
- D équipement de contrôle du poste THT
- E locaux d'exploitation
- F armoires interfaces avec synoptique sur face avant
- G châssis de contrôle pour deux cellules
- M local redresseurs
- N batteries
- O local sécurité
- P atelier
- R coffrets de raccordement
- 1 à n numéros des cellules HT ou THT
- I bâtiment de commande
- II bâtiment de relaying

Exemple de bâtiment de commande d'un poste THT/HT (cotes exprimées en mètres).

a = 8,40	e = 4,87
b = 8,40	f = 3,0
c = 8,40	g = 2,5
d = 15,30	h = 2,90



figure(II-1) : Principe de relaying avec bâtiment de relaying (poste THT) et équipement centralisé (poste HT)

On voit que les éléments THT du poste sont reliés au bâtiment de commande (I) par l'intermédiaire de bâtiments élémentaires de relaying (D) fonctionnant en 127 V ou 48 V. Les liaisons entre les bâtiments de commande et de relaying sont réalisées soit par des circuits indépendants aboutissant directement aux appareils de conduite, soit par des câbles à "quartes" reliés à ces mêmes appareils par une interface (F) assurant le découplage.

Pour les éléments HT, l'installation est dite "centralisée" parce que les équipements HT sont reliés directement au bâtiment de commande. Le câblage utilisé pour ces liaisons provenant des différentes cellules HT est rassemblé dans un caniveau collecteur et ainsi conduit jusqu'au bâtiment de commande. Là, il est réparti soit dans le sous-sol du bâtiment, soit dans des caniveaux entourant le bâtiment. On utilise en général des câbles isolés en matière thermoplastique.

II.a.1) Vers un contrôle commande numérique [7-8]

Comme c'est le cas pour de nombreux processus industriels, l'évolution du contrôle-commande des postes se fait dans le sens d'un traitement numérique des informations. La figure (II-2) présente le schéma type de communication dans le poste où l'on distingue trois niveaux:

- Le niveau 0 regroupe les fonctions touchant directement au matériel haute tension (mesure de tension et de courant, manoeuvre des disjoncteurs ou sectionneurs ...)

- le niveau 1 rassemble toutes les fonctions relatives à un ouvrage et qui peuvent être assurées sans information provenant d'autres éléments du réseau (protection d'une ligne ou d'un jeu de barres ...)

- le niveau 2 gère les données nécessaires à la conduite du poste et qui peuvent provenir de différents ouvrages ou cellules contrôlées par le niveau 1 .

La numérisation des échanges entre le niveau 0 et le niveau 1 permet de simplifier la filerie. Par exemple, le multiplexage des informations provenant de plusieurs capteurs sur un seul support de communication réduit le nombre de conducteurs utilisés. De même , un traitement local des données permet de ne faire remonter au niveau supérieur que des informations vraiment nécessaires .

L'utilisation de réseaux de communication de type industriel (Ethernet, bus à jeton, bus de terrain ...) offre de nombreuses possibilités pour gérer ce type de communication distribuée . La figure (II-3) montre le schéma d'un tel réseau. Les avantages essentiels de ces systèmes sont l'évolutivité c'est-à-dire la capacité du réseau à

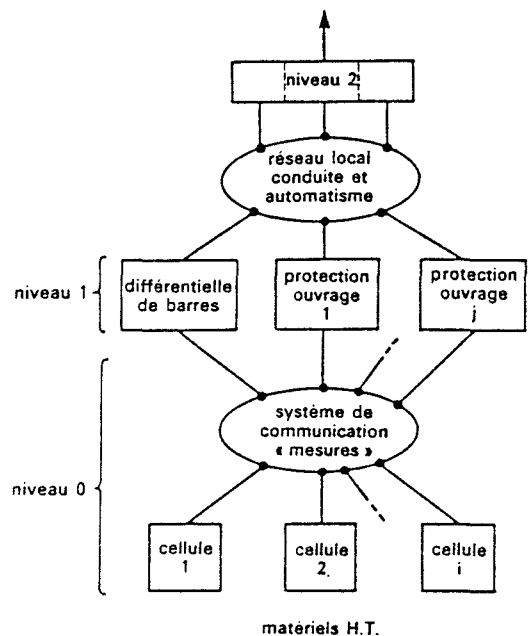
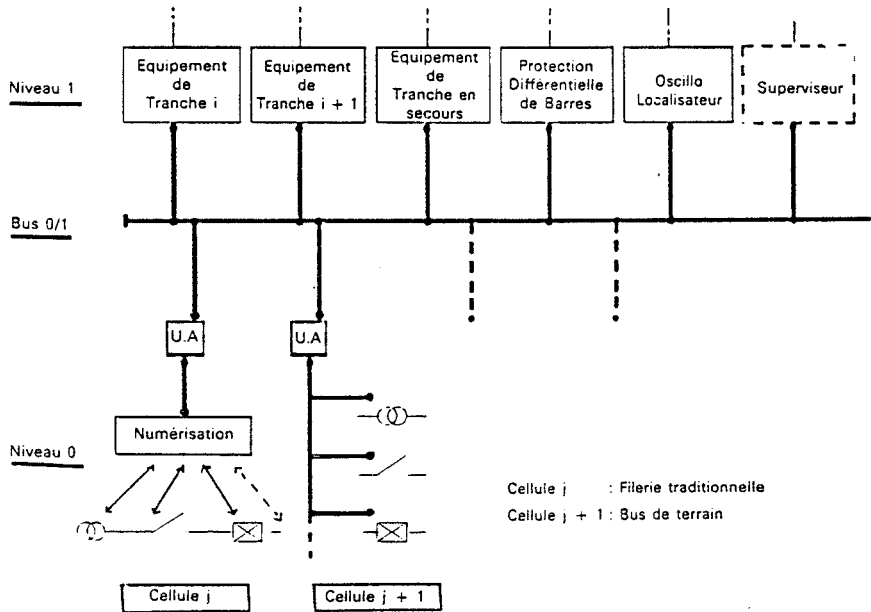


figure (II-2)

Schéma des différents niveaux fonctionnels du système de protection et de contrôle-commande de poste à T.H.T.

s'adapter à l'ajout ou au retrait d'un organe, la compatibilité avec différents types de technologies, les possibilités de contrôle et même d'autocontrôle des équipements de protection qui augmentent la sécurité .



— Architecture cible. Niveaux 0 et 1.

figure(II-3) : Schéma du réseau de communication

La sureté de fonctionnement sera meilleure avec la mise au point et l'intégration dans les réseaux numériques de microcalculateurs à tolérance de panne pouvant fonctionner même en cas de défaut logiciel ou matériel .

Les systèmes numériques présentent toutefois différents points de vulnérabilité. Les premiers sont intrinsèques au système comme par exemple la faible durée de vie du matériel utilisé ,l'évolution technologique le rendant vite obsolète, la fiabilité des logiciels , leur coût important de développement et de maintenance . Les seconds sont liés à l'environnement dans lequel est implanté le système de communication. Celui-ci est en effet fort sensible aux agressions électromagnétiques à cause du faible niveau des courants et tensions utilisés pour transmettre l'information.

Cet aspect est très important pour leur implantation dans les postes où règnent des champs EM de niveaux élevés. De la qualité de leur protection dépend le bon fonctionnement du poste et donc le bon fonctionnement de l'ensemble du réseau. C'est donc dans cette perspective de protection que se place notre travail.

II.b)Contrôle commande dans les centrales nucléaires[8-12]

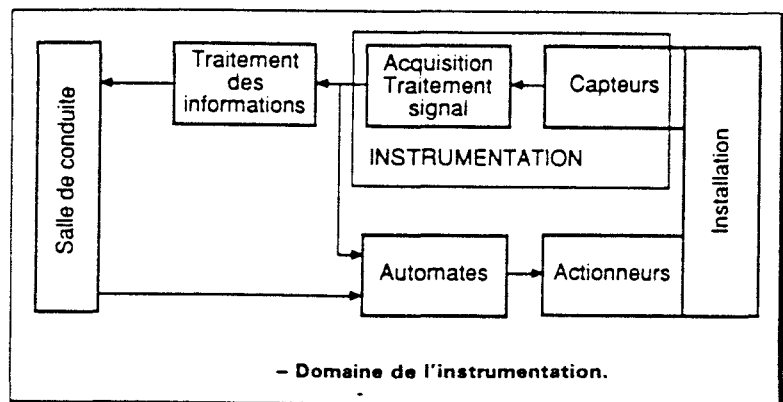
Une centrale nucléaire est constituée de deux ensembles principaux : la chaudière nucléaire et l'installation de production d'électricité. Ces ensembles sont constitués d'éléments divers : réacteur, circuit primaire de refroidissement, circuit secondaire, échangeurs générateurs de vapeur, turboalternateur, condenseur et des circuits annexes. Chacun de ces éléments est lui-même constitué d'actionneurs et d'organes dont le contrôle et la commande permettent de réguler l'ensemble du processus physique.

Même si tous les organes sont importants pour la bonne marche de la centrale, le réacteur et les circuits qui lui sont attachés constituent les éléments dont le contrôle et la sécurité doivent être prioritairement assurés. Pour cela, différentes mesures sont effectuées : d'une part, des mesures thermohydrauliques (débits, pressions, niveaux, températures...) et d'autre part, des mesures proprement nucléaires (flux neutronique, flux de rayonnement gamma), réalisées par des détecteurs introduits dans le coeur ou placés à l'extérieur.

Le traitement de l'information doit prendre en compte deux éléments essentiels : l'environnement électromagnétique très perturbé aux abords du réacteur et le nombre important des mesures : par exemple, le contrôle du coeur d'un réacteur Super-Phénix nécessite la surveillance de 900 couples thermoélectriques par seconde.

La figure (II-4) présente le schéma général de contrôle commande d'une centrale.

figure(II-4) :
Schéma général du
contrôle commande
d'une centrale



Le traitement de l'information peut se faire de façon centralisée, c'est-à-dire que les informations sont véhiculées vers un local où sont rassemblés les matériels de traitement. Ce local est situé à côté de la salle de commande où aboutissent les informations traitées.

Le traitement décentralisé s'effectue, lui, dans de petites unités dispersées dans l'ensemble de l'installation à partir desquelles l'information traitée est acheminée vers la salle de commande.

Dans les unités de production en activité en France, c'est plutôt le premier modèle de communication qui est utilisé. Il nécessite un câblage

important qui est particulièrement vulnérable aux agressions électromagnétiques du fait des distances entre les détecteurs de mesure et la salle d'électronique. Ainsi, on compte un total d'à peu près 650 km de câble de contrôle-commande dans une tranche 1300 MW et 900 km dans une tranche 900 MW, avec des longueurs unitaires allant de quelques dizaines de mètres à 1 ou 2 kilomètres.

Une liaison type entre un détecteur et la salle d'électronique comprend trois éléments : le détecteur soudé à un câble prolongateur à isolement minéral (Al_2O_3), un câble coaxial qui relie le prolongateur à la salle d'électronique et une traversée étanche qui réalise la continuité entre l'intérieur et l'extérieur de l'enceinte étanche. Le câble n'est relié à la terre qu'en un seul point au niveau de la salle d'électronique pour éviter la circulation de courant basse fréquence dans le blindage.

Entre l'enceinte et la salle d'électronique, les câbles sont acheminés dans des goulottes métalliques fermées ou non. Nous décrirons ces chemins de câbles dans les chapitres suivants et nous verrons dans quelle mesure ils peuvent être utilisés comme protection contre les agressions électromagnétiques.

III SOURCES DE PERTURBATIONS

III.a) INTRODUCTION

Comme on l'a vu au paragraphe précédent, l'information transite d'un capteur vers le calculateur central ou du calculateur vers un actionneur à travers des environnements électromagnétiques plus ou moins agressifs. La référence [13] fournit une esquisse de la topologie des perturbations électromagnétiques dans un ensemble centrale-poste haute tension où le contrôle commande se fait de façon centralisée.

Six classes d'environnements électromagnétiques, correspondant chacune à un niveau d'agression moyen, sont définies. La figure (III.1) qui représente schématiquement la structure de l'installation, permet de localiser ces classes d'environnements, et le tableau (I) [13] décrit les principales caractéristiques de chacune d'elles.

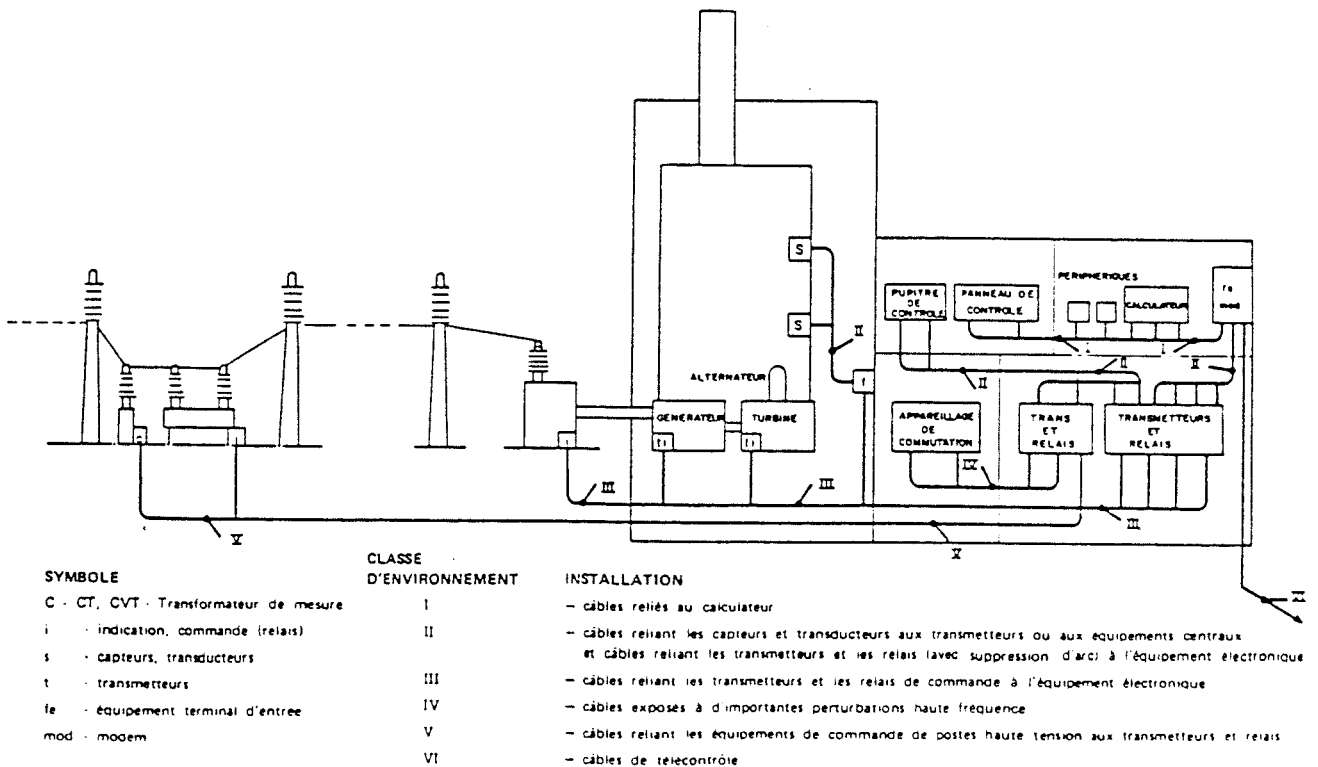


figure (III-1)

Ce tableau, bien qu'incomplet, reste pour l'essentiel d'actualité. De façon générale, une telle approche globale a comme avantage de donner les ordres de grandeur du problème, mais ne prend pas en compte toutes les sources de perturbations; il nous faut maintenant identifier celles-ci et les décrire de façon à mieux cerner les modes d'action spécifiques et les risques encourus par les systèmes électroniques.

n°	principales caractéristiques	types et niveaux des perturbations (P signifie Perturbation)
I	-salle de contrôle bien protégée -bon réseau de masse	P. rayonnée jusqu'à 100 kHz amplitude < 1 V/m risques de perturbations HF conduites (>10 MHz) de 300 à 500 volts
II	-équipement placé dans la centrale loin des sources de perturbations -les câbles blindés et séparés par fonction	P. induite < 1 V par mètre de câble et inférieure à 100 V champ HF allant jusqu'à 1kV/m
III	-câbles non séparés	P. BF du même ordre qu'en classe II champ HF allant jusqu'à 2kV/m
IV	-équipement électronique proche de systèmes utilisant des courants élevés câbles com. non séparés des câbles d'énergie	champ magnétique B F de plusieurs centaines d' ampères/mètre P. H.F. > 10 MHz jusqu' à 10 kV/m
V	abords des jeux de barres proximité des appareils de coupure	P. B.F. champ E de plusieurs kV/m champ H jusque 500 A/m P. H.F. champ E jusque 20 kV/m
VI	équipements reliés à l'extérieur du réseau de terre de l'installation	défaut de terre, décharges de foudre amplitude plusieurs kV impulsion à front raide

(les champs HF sont donnés en valeur crête)

tableau (I) Perturbations liées à chaque classe d'environnement

Nous nous intéresserons ici aux perturbations d'origine externe aux installations : la foudre, l'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire, et à celles d'origine interne : les surtensions de manoeuvre, les décharges électrostatiques et les perturbations créées par les appareils de communication portables.

Pour les perturbations externes, nous décrirons succinctement les mécanismes physiques qui génèrent la foudre et ses caractéristiques qui nous permettront ensuite de comprendre les modes d'interaction avec les structures.

Concernant l'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire, la même démarche sera suivie en envisageant d'une part l'impulsion générée dans les quelques nanosecondes après l'explosion nucléaire : l'IEMN et d'autre part celle qui se développe plusieurs secondes après que les chercheurs américains ont nommé MHD-EMP (*MagnetoHydroDynamic-ElectroMagnetic Pulse*) ou IMHD (Impulsion MagnetoHydroDynamique), qui est moins connue que l' IEMN mais qui pourrait avoir sur le réseau électrique des conséquences au moins aussi importantes.

Les perturbations internes dues aux manoeuvres d'appareils dans les postes sont générées de façon similaire que ce poste soit aérien ou sous enveloppe métallique, par contre les modes d'action diffèrent d'un type de poste à l'autre. Une bibliographie importante existe sur ce sujet, nous en donnerons une synthèse en privilégiant les documents les plus récents.

Les autres perturbations seront enfin évoquées brièvement du fait qu'elles présentent moins de risques que celles déjà citées.

III. b) LA Foudre

III.b.1) Principe physique[14-18,24]

La décharge de foudre est en fait un écoulement de courants importants entre un nuage chargé positivement ou négativement et la terre. L'établissement de ce courant se fait en deux phases .

Dans le cas d'un nuage chargé négativement, au cours de la première phase dite de prédécharge, un précurseur ou traceur prend naissance sous la base du nuage et progresse par bonds successifs vers le sol. Lorsque le traceur s'approche du sol, des prédécharges ascendantes partent du sol vers celui-ci pour établir un canal ionisé entre le nuage et le sol. La deuxième phase commence alors avec le passage de plusieurs milliers d'ampères du sol par ce canal : c'est l'arc en retour.

Au cours d'un même coup de foudre négatif, ces deux phases prédécharge et arc en retour se répètent en moyenne trois ou quatre fois à des intervalles de 30 à 40 ms. Les arcs suivant le premier arc en retour, dits arcs subséquents, sont généralement d'intensité plus faible.

Dans le cas plus rare où le nuage est chargé positivement, un processus similaire se produit mais cette fois, la prédécharge démarre de la terre - généralement d'un point saillant : pylône, tour, montagne isolée . Aucun arc subséquent n'a été enregistré pour ce type de décharge.

III.b.2) caractéristiques des courants de foudre

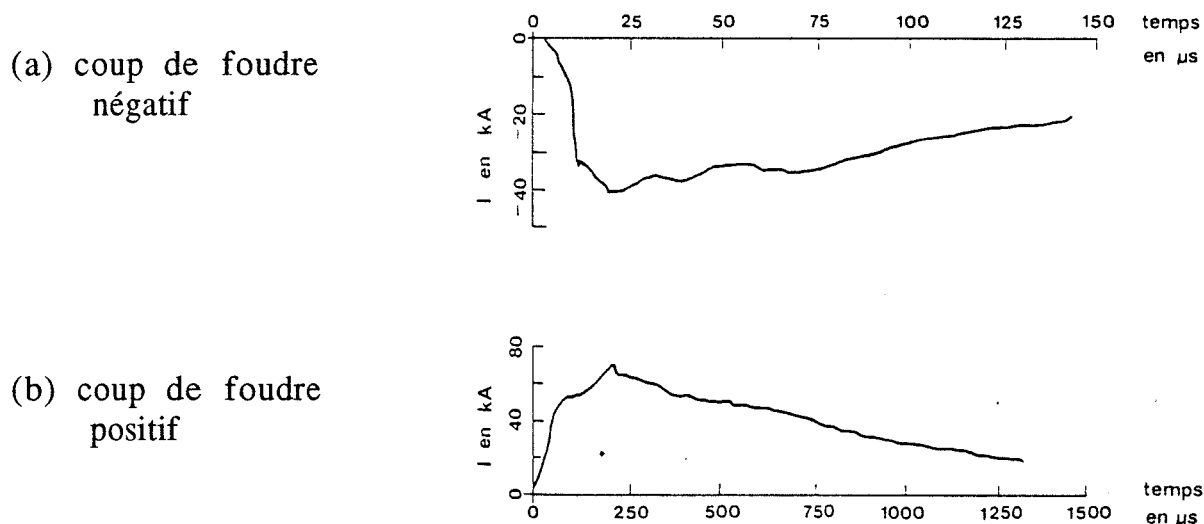
Les paramètres importants en vue de la protection sont : l'intensité du courant, sa dérivée maximale (di/dt) et la quantité totale de courant transférée au cours de la décharge, chacun correspondant à une forme particulière du risque de perturbation.

Les caractéristiques varient d'un coup de foudre à l'autre, et la seule connaissance qu'on en a est expérimentale. Des mesures nombreuses ont permis d'établir pour chaque paramètre une valeur moyenne et des probabilités pour qu'il dépasse une valeur donnée présentée dans le tableau [II] [16].

Probabilité de dépassement	Crête de courant	Charge	Pente	$\int i^2 dt$	Durée totale	Nombre de décharges
P (%)	I (kA)	Q (C)	S (kA/ μ s)	(kA ² .s)	T (s)	n
50	26	14	48	0,54	0,09	1,8
10	73	70	74	1,9	0,56	5
1	180	330	97	35	2,7	12

tableau (II) : Caractéristiques des coups de foudre

La figure (III-2) permet de visualiser la forme caractéristique de l'intensité du courant en fonction du temps par un coup de foudre négatif (III-2-a) et un coup de foudre positif (III-2-b) .



figure(III-2) : Courbe caractéristiques courant-temps des coups de foudre positifs et négatifs

III.b.3) champs rayonnés

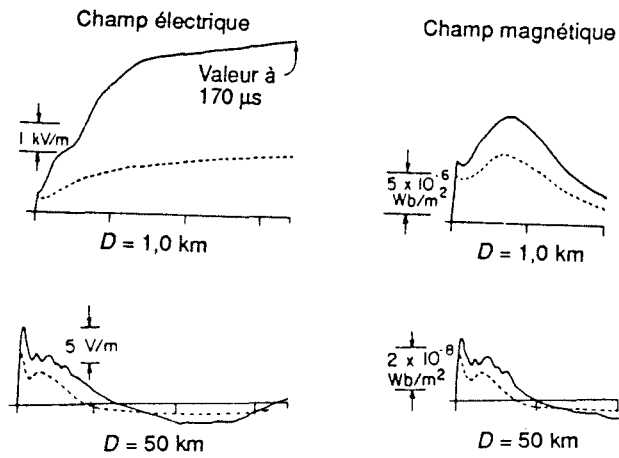
Chaque phase de la décharge se caractérise par un rayonnement électromagnétique important dans des bandes de fréquence très larges (de quelques kHz jusqu'à des fréquences dépassant celles des Ultra-violets).

Nous nous limiterons ici aux champs électriques et magnétiques générés par l'écoulement du courant dans le canal ionisé qui sont, du point de vue de la compatibilité électromagnétique, les plus perturbateurs.

Les paramètres significatifs du champ impulsif sont: le temps de montée, l'amplitude maximale et la largeur de l'impulsion à mi-hauteur. On y ajoute de plus en plus la dérivée maximale par rapport au temps, qui est déterminante dans la génération de transitoires.

A une connaissance de ces paramètres initialement expérimentale, s'ajoutent aujourd'hui des évaluations théoriques basées sur la modélisation du canal de foudre de façon simple et du calcul de son rayonnement [15] [19-24]

La figure (III-3) permet de comparer l'évolution du champ électrique et du champ magnétique en fonction du temps, mesurée à 1km et 50km du point d'impact pour des premiers arcs (trait plein) et des arcs subséquents (trait pointillés).



figure(III-3) : Courbes caractéristiques des champs magnétiques et électriques rayonnés par l'arc en retour

Loin du point d'impact du coup de foudre, les champs s'atténuent de façon inversement proportionnelle à la distance D . A proximité de la source, la composante électrostatique du champ électrique est dominante et s'atténue en $1/D^3$.

L'amplitude du champ électrique à 1km de la source est de quelques kV/m et peut dépasser 10 kV/m à une centaine de mètres de la source.

La mesure précise de temps de montée faite par MM. Weidman et Krider [20] montre que le champ électrique croît "lentement" jusqu'à mi-hauteur puis atteint en quelques nanosecondes la valeur crête.

La figure (III-4) montre ces valeurs de temps de montée qui ont une valeur moyenne de 90 nanosecondes et la figure (III-5), les durées à mi-hauteur de l'impulsion mesurée par ces auteurs à proximité de l'océan (propagation au-dessus d'un milieu très conducteur).

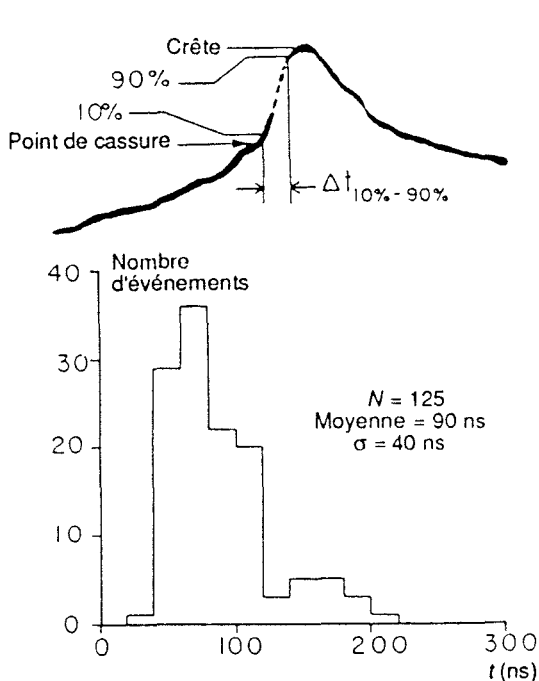


figure (III-4) : Temps de montée des signaux

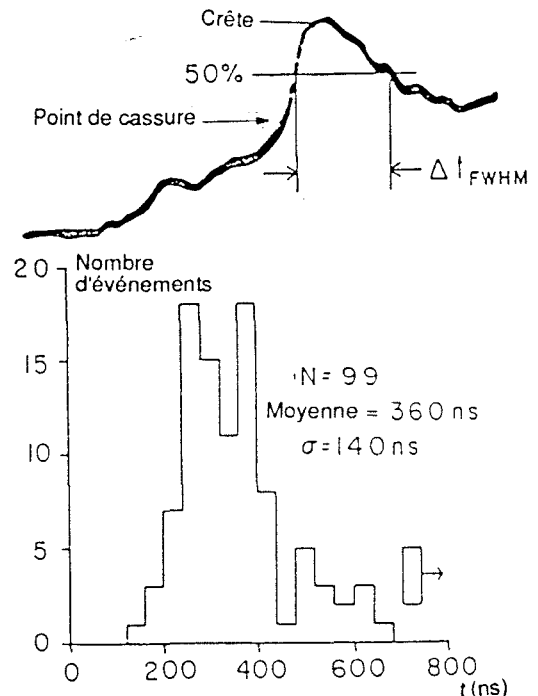


figure (III-5) : Durées à mi-hauteur

III.b.4) modes de perturbation des sites Haute Tension

Les perturbations causées par les décharges de foudre se manifestent selon trois modes principaux : le foudroiement direct des installations, le couplage du champ rayonné aux structures métalliques, couplage par le courant circulant dans la terre, dit couplage galvanique.

Chacun de ces modes peut affecter directement le poste ou la centrale, ou indirectement par le biais des lignes HT sous forme de perturbations conduites.

4.1) foudroiement direct d'une installation

Nous nous limiterons à l'étude du foudroiement des postes, les équipements des centrales étant généralement à l'intérieur de bâtiments et donc moins exposés au foudroiement direct.

Pour le poste, le foudroiement direct est la contrainte la plus sévère qu'il puisse subir avec comme conséquence, la destruction d'équipements causée par la surchauffe intense due au passage du courant de foudre. Les ingénieurs ont donc été amenés à mettre en place des structures de protection (câbles de garde, paratonnerres) qui permettent de "capter" les décharges de foudre et de véhiculer les courants importants de l'arc en retour vers le réseau de masse du poste.

Le calcul des caractéristiques de ces éléments de protection repose sur un modèle analytique simple : le modèle électrogéométrique que nous décrirons.

Le passage de l'impulsion transitoire dans le réseau de masse de l'installation génère des perturbations. Le mode de génération des perturbations est considéré par les différents auteurs sous deux approches .

L'une en rend compte par une montée en potentiel transitoire et locale du réseau de masse qui génère dans les câbles de contrôle commande des tensions et courants parasites . Cette explication est largement utilisée [28,29,33,35-38] et nous l'appellerons "approche par les potentiels". Nous décrirons plus particulièrement les travaux de M. Mitani [29] parce qu'ils ont l'avantage de présenter un nombre important de mesures effectuées sur une trentaine d'installations en service et de décrire une démarche globale de protection.

L'autre approche explique l'apparition des courants et tensions parasites sur les câbles de communication, par le fait que les courants qui circulent dans le réseau de masse perturbent ces câbles par le biais d'une impédance de transfert. Les perturbations dues au flux du champ magnétique à travers les boucles formées entre les câbles et le réseau de masse sont également prises en compte. Cette approche est utilisée par plusieurs auteurs de façon implicite [40-42], mais est surtout explicitée en [39] et par l'équipe du Pr. Van Der Laan de l'université de Eindhoven [43-45] qui en donne les justifications théoriques. C'est sur ces travaux que nous baserons l'explication de cette approche par les courants et flux.

4.1.1) le modèle électrogéométrique

Le mécanisme d'accrochage du traceur à une structure donnée fait l'objet de nombreuses recherches et n'est pas encore bien cerné. Le seul modèle dont on dispose et qui donne des résultats acceptables est le modèle électrogéométrique [26,27,28] qui est basé sur le principe suivant:

"l'objet qui se trouve en premier à la distance d'amorçage de la pointe du traceur constituera le point d'impact du coup de foudre"

La distance d'amorçage est donnée par la formule empirique:

$$d = 2I + 30(1 - (\exp(-I/6,8)))$$

où I est l'intensité présumée du courant de foudre.

Ce modèle ne peut pas tenir compte de la forme de l'objet et s'applique de la même façon à un pylône qu'à une ligne ou un bâtiment.

Malgré cette imprécision, il permet de définir des zones de risque de foudroiement et est abondamment utilisé pour élaborer des systèmes de protection des postes. Celle-ci est basée sur l'utilisation de mâts métalliques fonctionnant comme des paratonnerres classiques et/ou de câbles de garde (cf § I.d.1) dont la hauteur et l'espacement sont calculés de façon à ce qu'un éventuel traceur les atteigne, plutôt que le poste lui-même. (La référence [27] discute ces critères de distance et de hauteur et compare l'intérêt respectif de l'utilisation des mâts ou des câbles.)

L'application généralisée de ces méthodes fait que les foudroiements d'équipements sont rares. Les courants de foudre sont préférentiellement véhiculés par les structures métalliques vers le réseau de masse puis vers la Terre proprement dite.

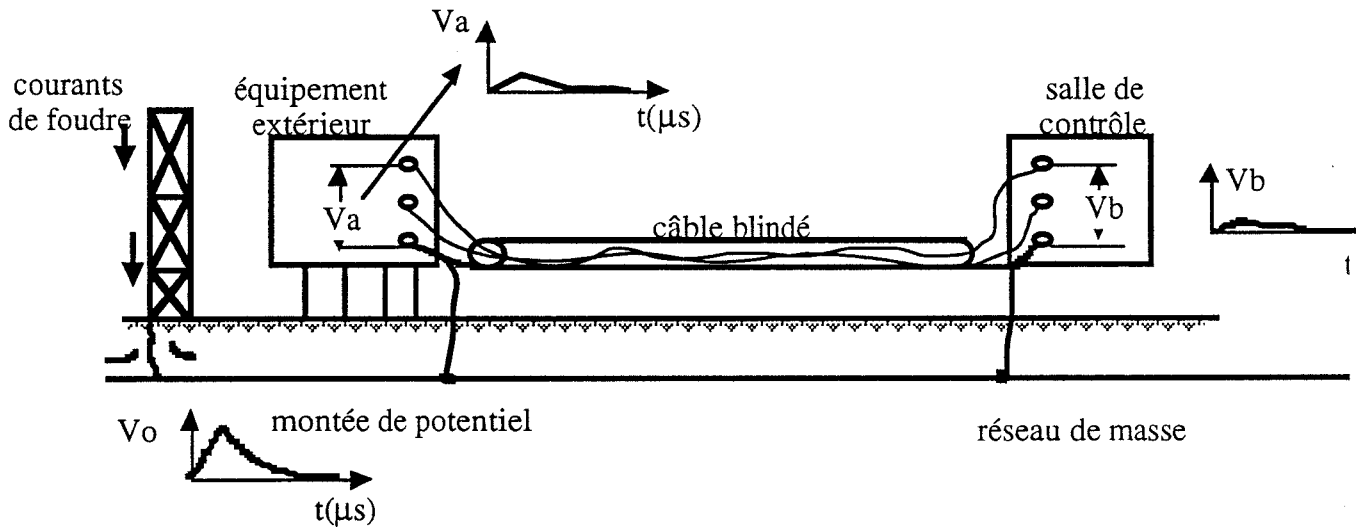
4.1.2) effet de la perturbation transitoire atteignant le réseau de masse : approche par les potentiels

Dans cette approche, l'écoulement du courant transitoire vers le réseau de masse provoque une montée de potentiel locale et une augmentation transitoire de l'impédance de terre apparente. Cette augmentation atteindrait un facteur 10 au moins par rapport à la résistance en continu [29]. Ce phénomène peut avoir deux conséquences:

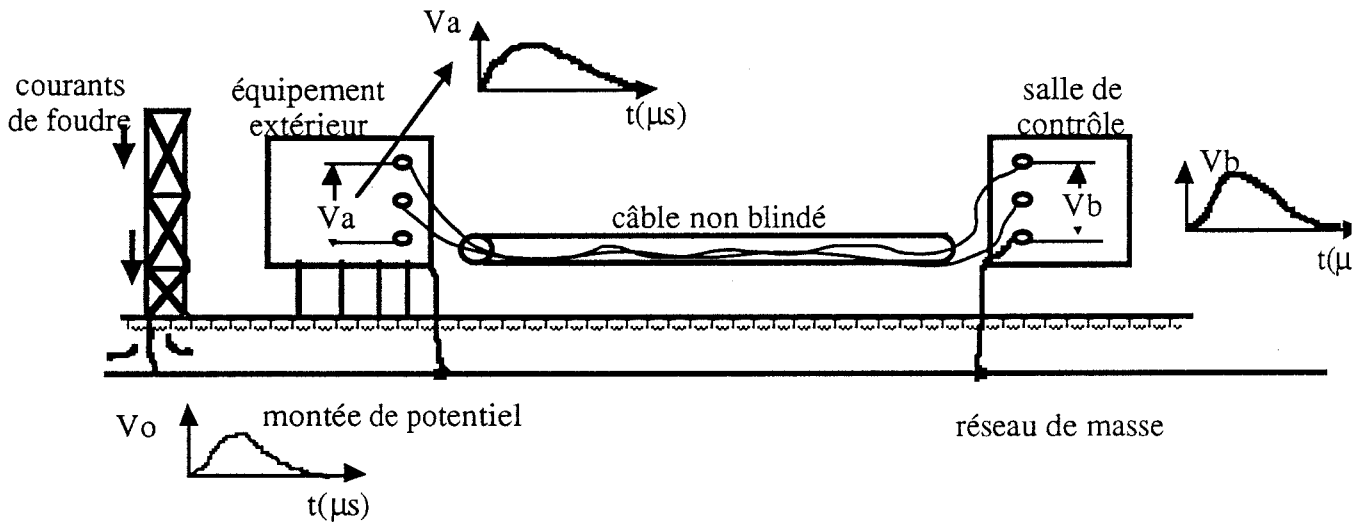
- une montée en potentiel d'un équipement provoquant des amorçages entre équipements.
- la génération de parasites sur des câbles reliant des zones de potentiels différents

Cette deuxième conséquence est illustrée par la figure (III-6) [29] pour un câble blindé et un câble non blindé.

L'usage du câble blindé permet de dévier les courants parasites par le blindage et donc de diminuer l'amplitude des parasites induits sur les conducteurs véhiculant l'information.



(a)



figure(III-6) (b)

M. Mitani propose une mesure de cette montée en potentiel en injectant un courant de type foudre en un point du réseau de masse et en mesurant la tension entre un point de ce réseau et une référence lointaine (fig(III-7)). L'injection du courant se fait par le circuit composé du générateur d'impulsions et du câble connecté sur son impédance caractéristique, situé sur la partie droite du schéma(III-7). La mesure de la tension se fait par le circuit composé du voltmètre et du câble relié à son impédance caractéristique, situé sur la partie gauche du schéma(III-7).

Les deux circuits sont ainsi disposés de façon à minimiser les couplages directs entre eux, mais aussi le couplage galvanique dû au courant de retour du circuit d'alimentation. La mesure de la tension V est, selon l'auteur, l'indicateur de la montée de potentiel au point P par rapport à une référence de masse lointaine, et provoquée par l'injection du courant dans le réseau de masse du site.

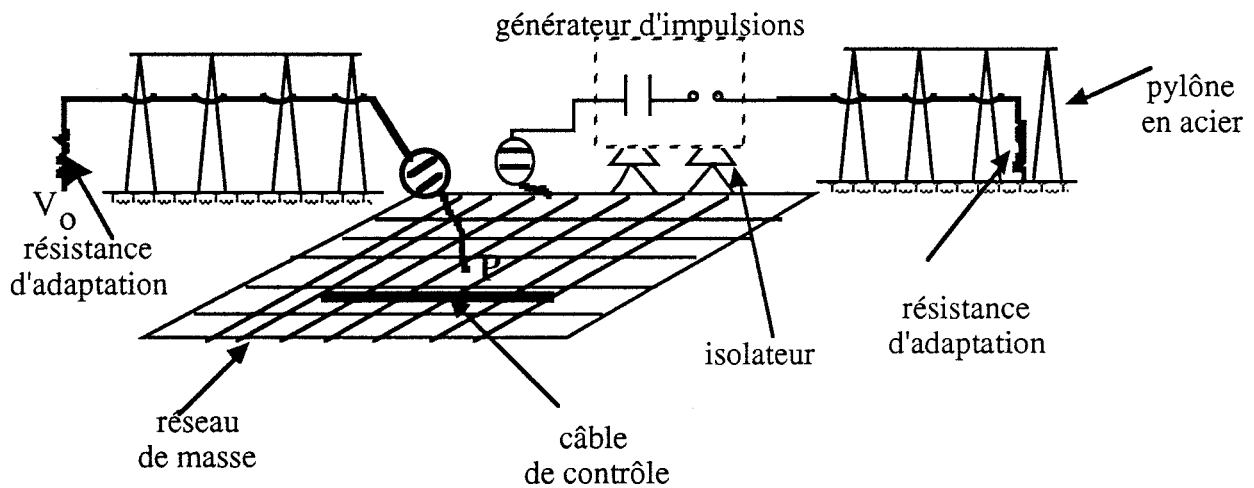


figure (III-7) Dispositif de mesure des montées de potentiel [29]

Les résultats de la mesure sont exprimés en V/A (Volts par Ampère injecté) et rassemblés sur la figure (III-8).

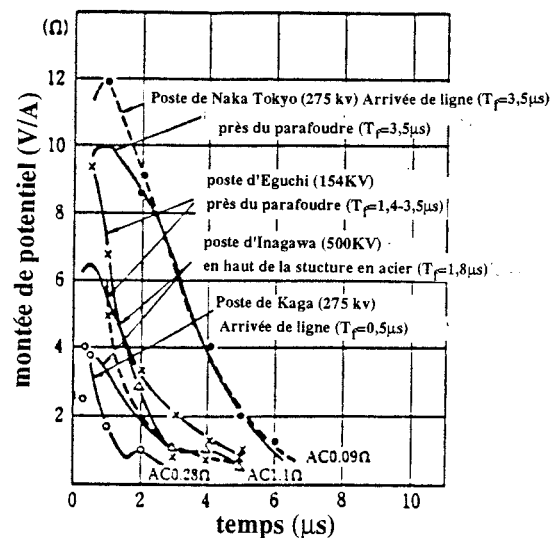


figure (III-8) Mesure de montées de potentiel sur des postes en service

Par ailleurs des mesures ont été opérées sur des câbles de communication blindés et non blindés, du côté salle de commande et à l'extrémité côté appareillage. Le résultat pour un câble non blindé est en moyenne de 0,4 V/A induit côté appareillage et 0,24 V/A à l'autre extrémité et respectivement de 0,033 V/A et 0,007 V/A pour un câble blindé.

A cette démarche expérimentale, l'auteur joint une modélisation des structures parafoudres et du réseau de masse qui permet d'évaluer l'amplitude de l'impulsion de courant qui atteint le réseau de masse en un point donné en cas de coup de foudre, et une étude statistique du foudroiement de la région où se situe le poste. Il en déduit une statistique du niveau des courants induits sur un câble de communication. Par exemple, la probabilité d'induire une tension de 4,5 kV sur un câble non blindé en cas de coup de foudre violent est de 1 fois en 65 ans pour un poste donné et 10 fois moindre pour un câble blindé.

4.1.2) effet de la perturbation transitoire atteignant le réseau de masse : approche par les courants et flux [43-45]

M. Van Der Laan et son équipe proposent une autre approche physique. En effet la notion de potentiel telle qu'elle est utilisée précédemment ne tient pas compte de la façon avec laquelle la mesure est pratiquée. L'approche physique proposée consiste à dire que l'écoulement des courants dans le sol et dans les structures qui s'y rapportent crée un flux magnétique qu'on ne peut négliger. La mesure du potentiel entre une terre éloignée et un point de la structure sera influencée par l'ensemble des courants de terre et des flux magnétiques à travers la boucle fermée par les fils de mesure.

Dans cette approche, deux affirmations communes sont en fait mises en causes :

-la Terre peut fournir ou absorber du courant sans changer de potentiel, autrement dit ce serait une source ou un absorbant de courant parfait.

-la Terre est une équipotentielle de référence

La première affirmation est réfutée en prenant en considération la loi de conservation des charges :

$$\operatorname{div} j + \frac{\delta \rho}{\delta t} = 0$$

Si la densité de courant j est absorbée ou fournie à un volume V la densité de charge est modifiée. En appliquant la loi de Gauss : $\nabla E = \rho/\epsilon$ et $D = \epsilon E$ on déduit :

$$\operatorname{div} \left(j + \frac{\delta D}{\delta t} \right) = 0$$

On interprète cette équation par le fait que tout courant circule dans une boucle fermée et en particulier dans le cas de la foudre, on a le schéma de circulation suivant:

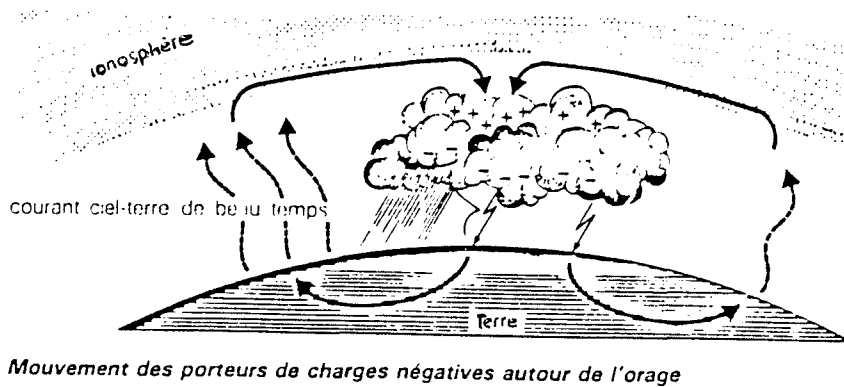


figure (III-9) : Schéma de circuit électrique atmosphérique global [18]

L'équipotentialité de la Terre n'est pas possible du fait de la résistivité du sol, mais en envisageant le cas d'une "terre" métallique la notion de potentiel de référence est invalidée par l'expérience décrite par la figure (III-10) [43].

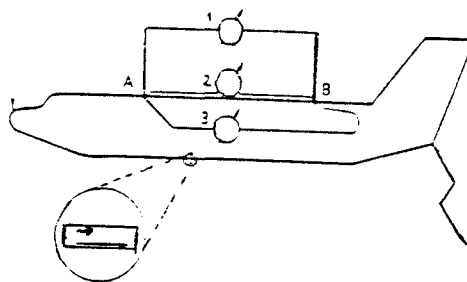


figure (III-10)

Les trois voltmètres placés entre les points A et B donnent des indications différentes en haute fréquence. V_3 est pratiquement nul et $V_1 > V_2$.

L'explication est donnée par l'équation de Maxwell :

$$\int_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \frac{d\phi}{dt}$$

En présence du flux variable avec le temps, l'intégrale du champ Electrique dépend du contour d'intégration et de la variation temporelle du flux du magnétique qui traverse ce contour.

La somme des tensions sur une boucle fermée n'est plus forcément nulle. La loi des noeuds de Kirchoff, à savoir que le courant qui arrive en un point du circuit est égal à celui qui en part, peut encore s'appliquer, par contre la loi des mailles n'est plus applicable sans tenir compte du flux à travers cette maille.

La notion de potentiel électrostatique perd son sens dès que les fréquences sont élevées. Les problèmes en 50 Hz peuvent en général être traités en usant de l'approximation basses fréquences sauf si les dimensions des boucles considérées sont importantes.

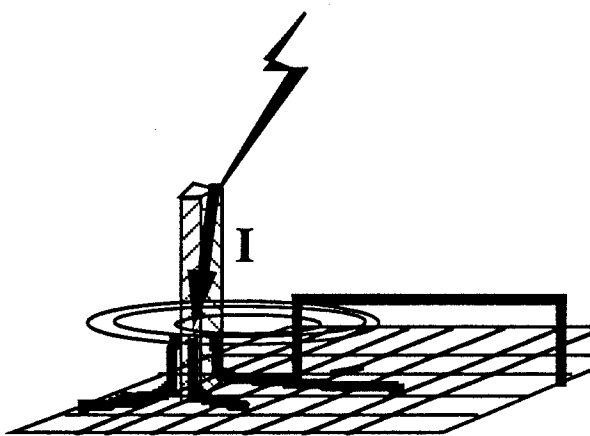


figure (III-11) : Schéma du foudroiement direct d'une installation

Dans le cas du foudroiement d'une installation (fig (III-11)) ,le courant s'écoule vers le réseau de masse et la perturbation est transmise au câble de communication par le biais d'une impédance de transfert entre la masse et le câble (à ne pas confondre avec l'impédance de tranfert du câble) et par le flux du champ magnétique à travers la boucle formée par le câble et la masse.

Les deux moyens pour assurer la protection des câbles découlent de ces remarques : la réduction de l'impédance de transfert du système et la diminution de la surface des boucles.

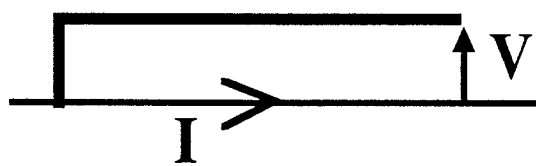
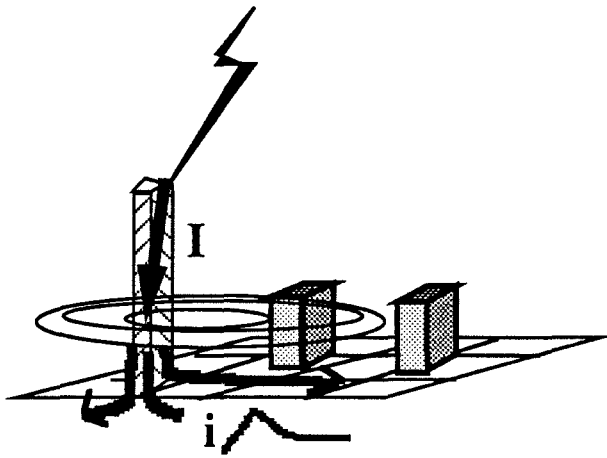


figure (III-12) : Définition de l'impédance de transfert

L'impédance de transfert est définie comme le rapport V/I en prenant les notations de la figure (III-12)

L'augmentation de la résistance de terre est expliquée par l'effet de peau : quand la fréquence augmente, l'épaisseur de peau $\delta = (2/\omega\mu\sigma)^{0.5}$ diminue, provoquant ainsi une diminution de la section à travers laquelle le courant peut s'écouler.

L'amorçage entre équipements est expliqué par une tension supérieure à la tenue diélectrique de l'air entre les équipements (fig(III-13)).



figure(III-13)

Cette tension est, tout comme celle qui apparaît à l'extrémité des câbles de communication, due au passage du courant dans le réseau de masse, à l'impédance de transfert du système qui prend en compte la résistance du réseau de masse et aux champs rayonnés.

En conclusion, de ces deux approches, la deuxième a le mérite de reposer sur des bases claires et rigoureuses. L'approche par les potentiels fluctuants est une extrapolation d'approximations basses fréquences qui n'est pas toujours justifiée. Les mesures effectuées par M. Mitani, risquent d'après ce que nous venons de voir, d'être tributaires du mode de disposition des conducteurs utilisés. De plus, on ne peut pas être sûr que le couplage galvanique a été supprimé dans le dispositif expérimental, ne connaissant pas la configuration des lignes de champ magnétique.

Par ailleurs, l'amorçage entre équipements est imputé au même processus physique (tension entre les équipements) et les explications sont fort proches même si les termes diffèrent.

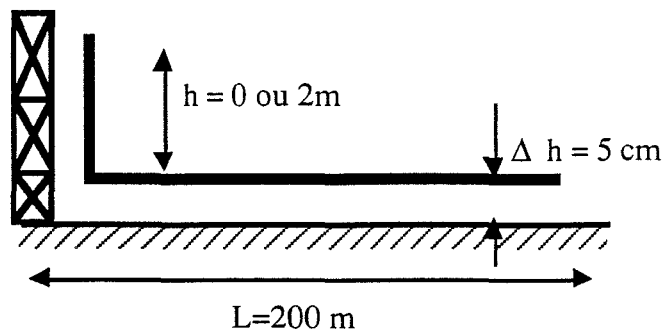
4.2) Coup de foudre à proximité d'une installation

Un tel coup de foudre peut provoquer soit une perturbation par la génération d'importants courants galvaniques, soit par rayonnement avec le même type de conséquences que celles décrites plus haut.

Le réseau de masse de l'installation est en effet un lieu privilégié pour la circulation du courant, du fait de son impédance en général plus faible que celle du sol alentour.

La contribution du champ rayonné est étudiée en [46] qui décrit un modèle théorique d'évaluation des parasites induits sur une ligne de communication placée dans un poste, suite à un coup de foudre à 3 km de celui-là. Le câble est supposé long de 200m et placé à 5cm du plan de référence pour lequel la conductivité est estimée à 10^4 S/m.

Une des extrémités du câble est un brin vertical placé près d'un équipement conducteur relié à la masse (armoie métallique par exemple); les deux extrémités de la ligne sont en circuit ouvert (fig(III-14)).

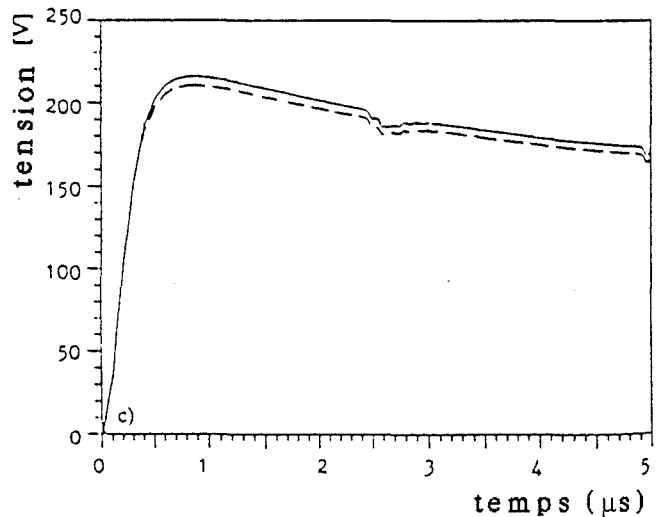
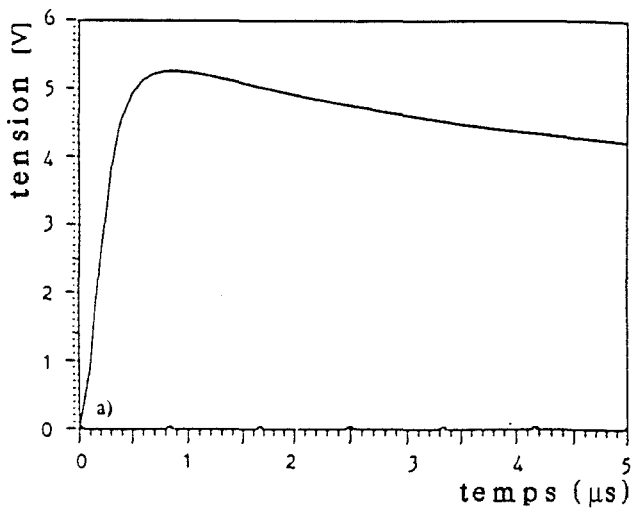


figure(III-14) :

Disposition de la ligne en circuit ouvert aux deux extrémités

La figure(III-15-a) permet de visualiser la signature temporelle de la tension induite calculée en l'absence de brin vertical et la figure (III-15-b) la tension induite en intégrant au calcul un brin vertical de 2m.

Dans cette configuration, on voit que la contribution du champ électrique vertical est prépondérante dans la génération des tensions induites qui peuvent dépasser les 200 Volts et qu'une protection peut s'avérer nécessaire.



figure(III-15) : Signature temporelle de la tension induite sur le conducteur

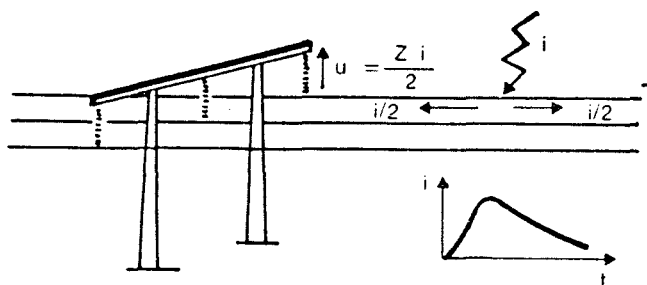
4.3) Perturbations conduites par les lignes

4.3.1) coup de foudre direct sur une ligne

4.3.1.α) cas des lignes sans câble de garde

Le foudroiement d'une ligne haute tension risque de perturber les postes auxquels elle est reliée. Il donne naissance à deux perturbations se déplaçant en sens opposés selon ce qui est schématisé sur la figure (III-16) [16].

La perturbation qui arrive effectivement au poste est affectée par toute une série de phénomènes non linéaires [30] : amorçages des isolateurs (entre ligne et pylônes), effet couronne, caractéristiques des parafoudres, capacité du réseau de masse à évacuer des courants importants...



figure(III-16) : Foudroiement d'une ligne sur un conducteur de phase

Lors de l'amorçage, l'onde véhiculée par la ligne est écrêtée. Cet amorçage a lieu si la tension U entre le conducteur foudroyé et le pylône relié à la terre par une résistance la plus faible possible, dépasse la tension d'amorçage. U est donnée en [16] par la relation $U = Z I/2$ où Z est l'impédance d'onde du conducteur (de l'ordre de 500 ohms) et I le courant de foudre. La tension d'amorçage dépend des caractéristiques géométriques des isolateurs et de leur pollution qui tend à la diminuer.

L'effet couronne engendre une distorsion des surtensions due à une dissipation d'énergie par injection de charges d'espace autour des conducteurs. La référence [31] lui est consacrée entièrement et le chapitre XII de la référence [16] présente une synthèse sur l'atténuation des surtensions dans les lignes due à ce phénomène et dont nous reprenons ici les conclusions pratiques :

-l'onde de surtension véhiculée par la ligne se déforme très vite : une onde dont le temps de montée est de $0,2 \mu\text{s}$ au point d'injection, a au bout de 3km, un temps de montée de $3,5\mu\text{s}$ et de $8\mu\text{s}$ au bout de 10 km.

-l'amplitude est réduite à 63% de sa valeur initiale après 3km et 30% à 10km du point d'injection.

La conséquence pratique de ces deux phénomènes est que seuls les coups de foudre proches des postes risquent d'avoir des conséquences sur les systèmes de contrôle-commande de ceux-ci.

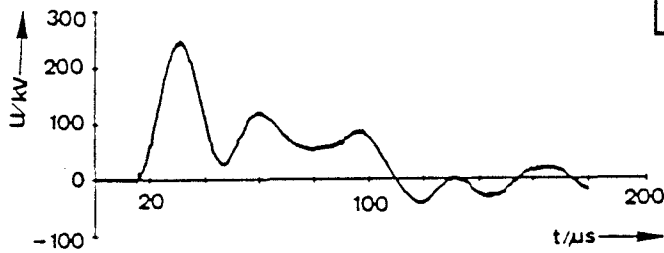
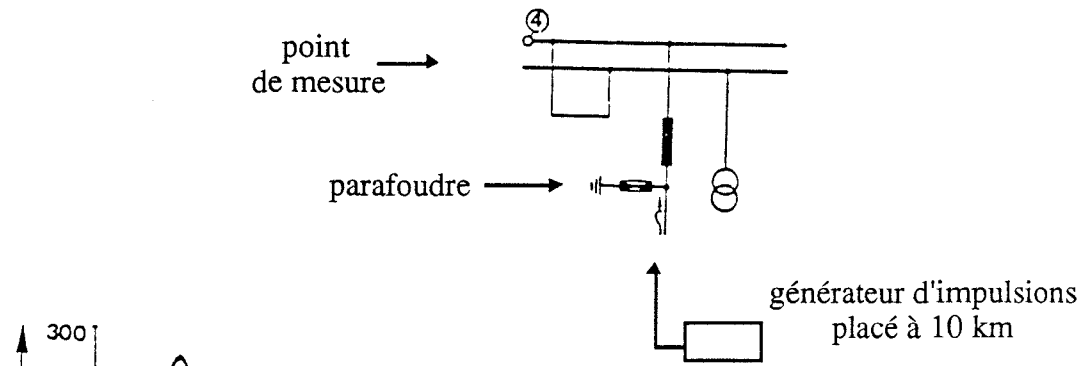
Pour les foudroiements en proximité des postes, le rôle des parafoudres d'entrée du poste est déterminant. Ils fonctionnent sur le principe d'une résistance non linéaire placée entre la phase et la terre. En régime normal, cette résistance est très élevée mais elle chute rapidement en cas de surintensité afin d'évacuer le courant perturbateur vers le réseau de masse.

Le parafoudre protège les équipements mais injecte de grosses quantités de courant dans le réseau de masse avec les conséquences décrites au § 4.2.1 .

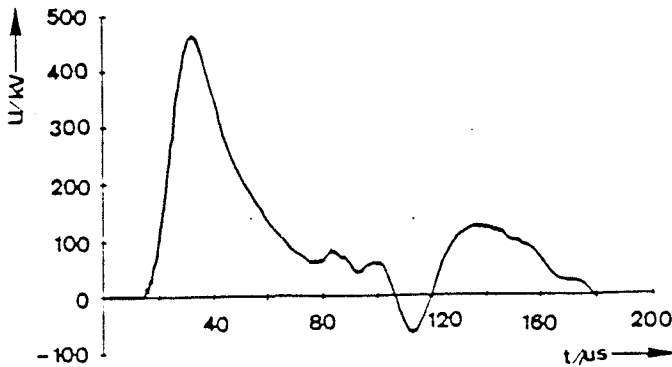
La publication [32] expose une étude expérimentale effectuée sur un poste réel juste avant sa mise en service et qui consiste à injecter un courant du même type que le courant de foudre sur une ligne reliée au poste et à mesurer l'amplitude de l'onde qui parvient en différents points de l'installation suivant que l'on place un parafoudre en entrée ou non.

La figure (III-17) présente le schéma de l'entrée du poste (III-17-a) et la signature temporelle de la tension induite sur le jeu de barres en présence (III-17-b) ou en absence (III-17-c) du parafoudre permettant ainsi de mieux appréhender le rôle protecteur de cet élément. Nous avons repris ici les courbes théoriques calculées avec le programme EMTP qui sont en bon accord avec les mesures. Les résultats sont donnés en volts induits au point de mesure par kiloVolt au niveau du générateur .

(a) schéma de l'installation



(b) tension induite en présence du parafoudre

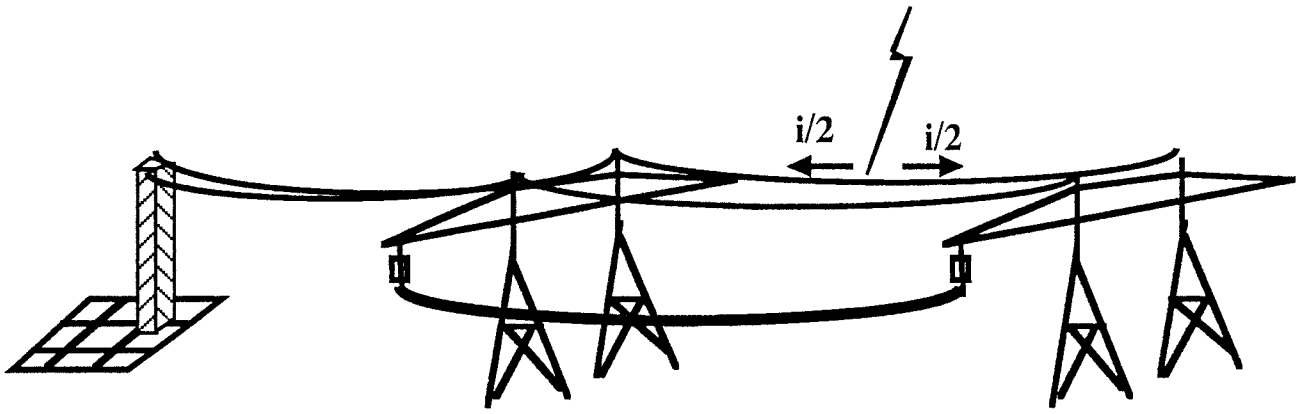


(c) tension induite en absence du parafoudre

figure (III-17) : Influence du parafoudre sur les perturbations induites à l'entrée d'un poste

4.3.1.β) lignes protégées par des câbles de garde

Tout comme pour la protection des installations, le modèle électro-géométrique permet de définir des règles de protection des lignes et en particulier de préciser les distances optimales entre les lignes et les câbles de garde pour la meilleure efficacité de ceux-ci [28,47,48]. Ces câbles de garde sont connectés aux différents pylônes puis au réseau de masse du poste. Quand un impact de foudre atteint un câble de garde, deux ondes progressives de courant sont générées selon ce que montre la figure (III-18)



figure(III-18)

Si cet impact est proche du poste, une partie importante du courant s'écoule à travers le réseau de masse.

Le foudroiement d'un câble de garde ou d'un pylône risque également de provoquer un amorçage en retour du fait d'une tension aux bornes de l'isolateur supérieure à la tension d'amorçage.

L'origine de cette tension est expliquée communément par la montée en potentiel du pylône du fait de son impédance et de l'impédance non nulle de la liaison à la terre.

Le calcul de cette montée de potentiel est effectué en tenant compte des réflexions de l'onde progressive, générées sur le câble de garde, à chaque rupture d'impédance rencontrée.

Dans l'approche alternative à celle-ci [43-45], la définition du potentiel est illusoire, en effet si on veut mesurer la tension en haut du pylône, les voltmètres V1 et V2 placés comme le montre la figure(III-19), donnent des résultats différents.

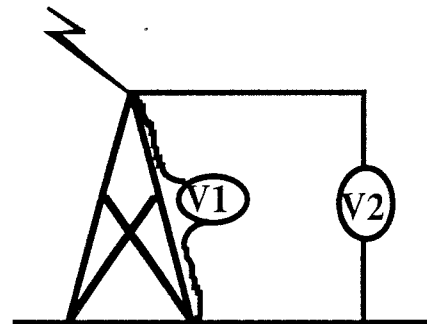


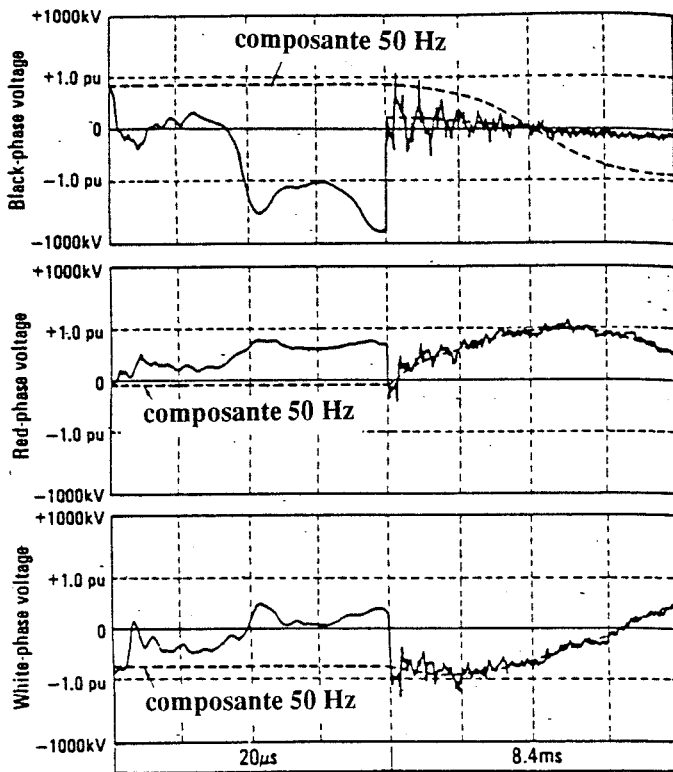
figure (III-19)

Cette approche consiste à définir des boucles à une grande échelle: la première est constituée par les câbles de garde et le sol où les courants de foudre circulent, la deuxième est formée par les câbles de garde et les lignes Haute tension. Lorsque le câble de garde est foudroyé, le courant ne circule pas, dans un premier temps, dans cette deuxième boucle, mais l'impédance de transfert entre les deux circuits génère aux bornes du deuxième une tension importante qui peut dépasser la tension d'amorçage.

On peut remarquer que cette approche est certainement plus rigoureuse, mais que l'approche par les potentiels a le mérite d'avoir donné des résultats numériques exploitables; il faudrait en clarifier les termes.

Si l'on s'en tient aux données expérimentales, la référence[30] fournit des résultats de mesures de surtension opérées dans trois postes en service où ont été installés des systèmes digitaux de mesure automatique dans la bande de fréquence 5Hz-10MHz.

La figure (III-20) montre l'enregistrement d'une perturbation, due à un amorçage en retour, et parvenue jusqu'au poste.



figure(III-20) : Perturbation due à un amorçage en retour

Le premier diagramme (black phase voltage) fait apparaître la perturbation d'une valeur crête de 1000kV environ, sur la phase qui a subit effectivement l'amorçage en retour. Les deux autres diagrammes présentent la perturbation induite sur les deux autres phases, d'une amplitude environ moitié et de polarité inversée.

4.3.2) Coup de foudre proche des lignes

Le terme "proche" correspond ici à une distance d'au moins 50m [52], les éventuels coups de foudre plus proches étant attirés par les câbles de garde selon le principe du modèle électrogéométrique.

La source majeure de perturbation provient dans ce cas des champs rayonnés par l'arc en retour.

Le couplage de ces champs avec les lignes haute tension a été abondamment étudié et l'est encore. Les références [49-51] fournissent une synthèse des connaissances sur le sujet, donnent une abondante bibliographie et de nombreux exemples tant théoriques qu'expérimentaux.

Les références [51-53] traitent plus particulièrement des coups de foudre très proches des lignes.

Le principe de ces études consiste en fait à modéliser le canal de foudre [21-25] puis à calculer à partir de la fonction de courant, les champs rayonnés et les courants induits sur les lignes.

Les principales conclusions auxquelles aboutissent les auteurs de la référence [51] sont que :

-la polarité du courant induit sur la ligne est opposée à celle de l'arc en retour.(cf paragraphe (III-b))

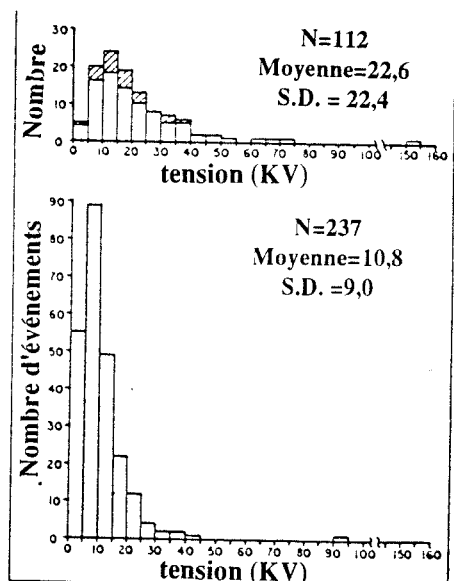
-dans la majorité des cas, le courant induit est unipolaire

-le maximum de courant induit l'est au point le plus proche du point d'impact.

Les diagrammes de la figure(III-21) [51] représentent une répartition des parasites induits sur une ligne expérimentale de 460m de long dûs à des coups de foudre à proximité de celle-ci.

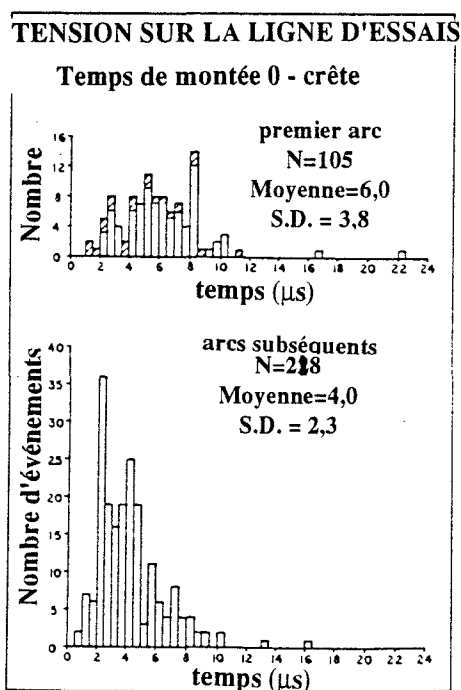
L'histogramme du haut de la figure correspond à la tension induite sur la ligne à la suite du premier arc en retour et l'amplitude moyenne des 112 événements mesurés est de 22,6kV.

Le deuxième histogramme montre la répartition de l'amplitude des tensions induites dues aux arcs subséquents dont la valeur moyenne est de 10kV environ pour 237 événements.



figure(III-21) : Répartition des tensions induites sur les lignes

La figure (III-22) montre les temps de montée des différentes tensions induites. Ces temps sont en moyenne plus faibles pour les arcs subséquents ($4 \mu s$) que pour les premiers arcs ($6 \mu s$). Ces temps correspondent à la montée de zéro à la valeur maximale du signal induit et masquent donc des transitions qui peuvent être plus rapides. La valeur moyenne de ces temps de 10 à 90% du signal est respectivement de $4 \mu s$ et $2,6 \mu s$ pour les premiers arcs et les subséquents.



figure(III-22) : Temps de montée des tensions induites sur les lignes

III.c) PERTURBATIONS DUES A UNE EXPLOSION NUCLEAIRE EN HAUTE ALTITUDE : IEMN , IMHD

III.c.1) Introduction

L'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire, est aujourd'hui pour l'ingénieur une onde électromagnétique plane de type impulsionnel, de grande amplitude (50 kV/m), de temps de montée très bref (quelques ns), de quelques centaines de nanosecondes de durée, pouvant illuminer simultanément tout un continent et nommée IEMN .

Le risque supposé pour les équipements électriques et électroniques est très important et dans les pays industrialisés , l'IEMN apparaît comme une menace grave de paralysie totale. Cette paralysie serait la conséquence immédiate de la mise hors service simultanée des réseaux des distributions d'énergie et de télécommunication, des centrales de production électrique et de nombre d'équipements industriels.

Le caractère canonique des hypothèses de travail fait que la protection contre l'IEMN se prête bien aux études théoriques et expérimentales, même s'il y a une incertitude quant aux paramètres d'une telle impulsion et aux conséquences qu'elle aurait effectivement.

Un article paru dans les IEEE Transactions on Power Delivery [55], tend à montrer qu'une IEMN n'aurait qu'une probabilité très faible de mettre hors service tout le réseau électrique américain et que certains paramètres du phénomène sont surestimés.

Les conséquences d'une IEMN sur le réseau électrique français et européen ne seraient probablement pas les mêmes, du fait de son degré d'interconnexion beaucoup plus important que celui des Etats Unis. Si bien que l'attitude européenne et française est d'assurer la meilleure protection possible, malgré ces incertitudes.

Par ailleurs, l'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire s'accompagne d'une impulsion de faible amplitude : l'IMHD, de temps de montée de l'ordre de la seconde et d'une durée de quelques dizaines de secondes et qui interviendrait plusieurs secondes après l'explosion. Comme nous le verrons, ses caractéristiques sont telles, qu'elle menace surtout le réseau électrique et ce, de manière peut être aussi critique que l'IEMN.

Nous allons donc aborder dans un premier temps le principe physique de l'IEMN et les perturbations générées en distinguant d'une part le mode de pénétration dans les bâtiments et d'autre part les perturbations induites sur les lignes et sur le réseau en général et ensuite nous décrirons l'IMHD et ses conséquences sur le réseau.

III.c.2) L'IEMN

2.1) Principe physique [14],[56],[57]

La figure (III-23) (inspirée de [56]), schématise le processus qui donne naissance à l'onde électromagnétique lors de l'explosion nucléaire en haute altitude. Celle-ci génère d'intenses rayonnements gama et X qui par effet photoélectrique et surtout effet Compton produisent un flux d'électrons très énergétiques. Ces électrons rapides interagissant avec les molécules du milieu ambiant génèrent des électrons secondaires.

L'explication de l'apparition des champs électromagnétiques rayonnés découle des équations de Maxwell pour lesquelles ces courants intenses constituent les termes sources.

Les flèches du diagramme en trait pointillé signifient que le champ électrique créé participe au développement de l'impulsion en accélérant les électrons qui vont créer de nouveaux électrons secondaires.

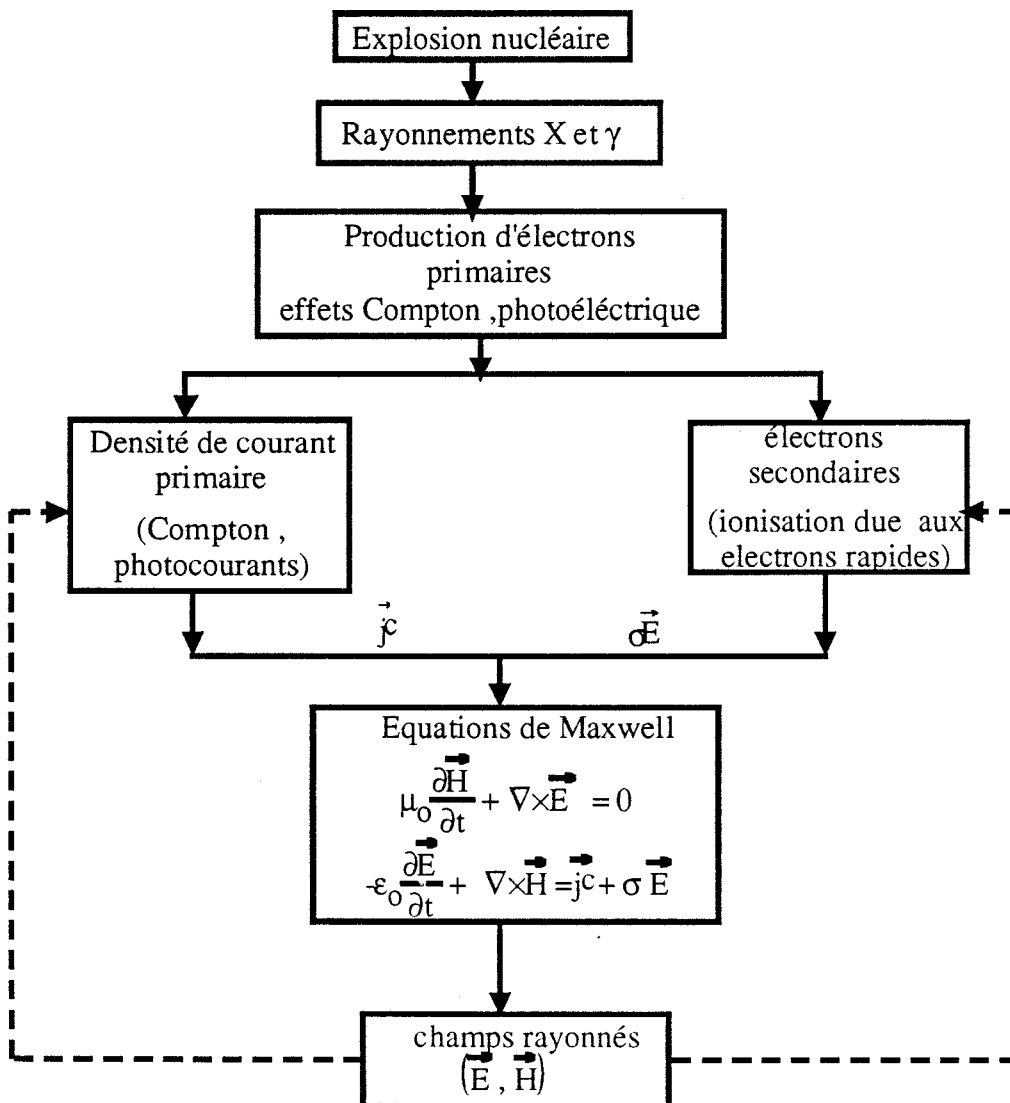


figure (III-23) : Processus de génération de L'IEMN

2.2) caractéristiques des champs rayonnés

A partir des mesures effectuées sur les explosions expérimentales, la forme du champ électrique reçu au sol en fonction du temps a été modélisée par différentes fonctions mathématiques. (fig(III-24))

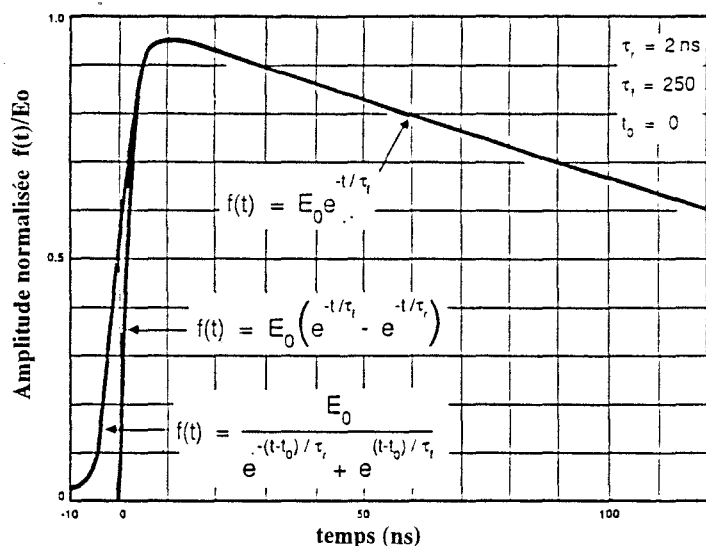


figure (III-24) :
Modélisation de l'impulsion

Nous utiliserons dans ce document la formulation biexponentielle définie par $E(t) = E_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$

Une telle formulation traduit un temps de montée de l'impulsion t_m de 10% à 90% de l'amplitude crête : $t_m = 2,2/\beta$, une durée à mi-hauteur $t_d = 0,69/\alpha$ et une amplitude crête $E_{max} = E_0 ((1 + \alpha/\beta) + (\ln(\alpha/\beta) - 1))$

En particulier nous travaillerons avec l'onde Bell qui est définie telle que :

$\alpha = 4 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ $\beta = 4,76 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}$ $E_0 = 52,5 \text{ kV/m}$ ce qui correspond à un temps de montée de 10 ns et une durée à mi-hauteur de 250ns environ.

Le spectre en fréquence de cette onde compte des raies significatives jusque 50MHz (fig(III-25))

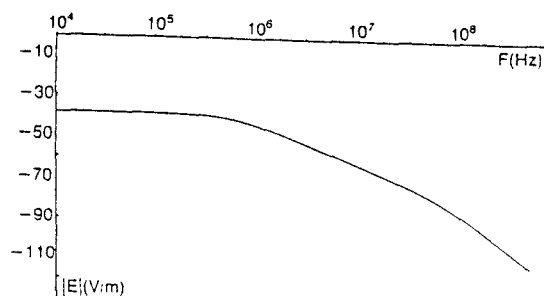


figure (III-25) : Spectre de l'impulsion IEMN

2.3) pénétration des ondes dans les bâtiments

Dans beaucoup de sites industriels, et dans les centrales de production, la majorité des câbles de contrôle commande sont installés à l'intérieur des bâtiments et le niveau des parasites induits à la suite d'une IEMN dépend essentiellement du niveau de champ transmis par les parois. On distinguera deux types de bâtiments industriels : les constructions en béton et les constructions en charpente métallique et tôles.

2.3.1) pénétration des ondes dans les constructions en béton

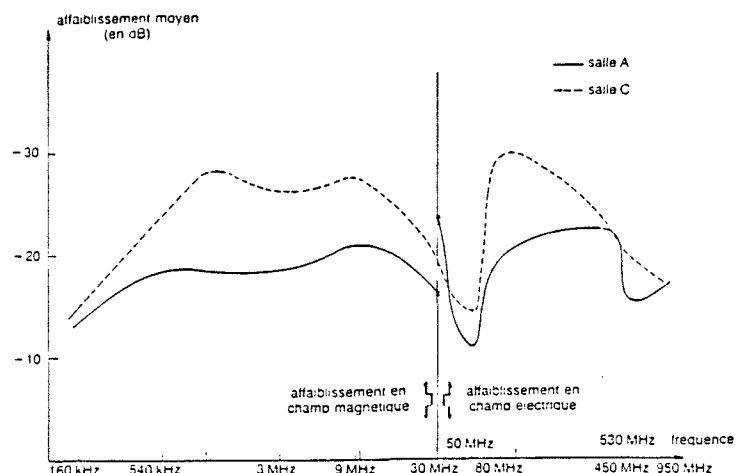
Pour de tels bâtiments, la protection contre les ondes électromagnétiques est assurée essentiellement par les armatures en acier du béton et sa qualité dépend essentiellement de la qualité des connections des armatures à la masse et entre elles. Deux études, l'une théorique [58], l'autre expérimentale [59,60] donnent une évaluation de cette protection.

L'approche théorique [58] consiste à modéliser les parois par des fils parallèles et à calculer le rapport entre le champ transmis et le champ incident. Ce rapport est d'environ -20dB en considérant une onde de type onde Bell.

Dans l'approche expérimentale [59] les auteurs ont illuminé un bâtiment de télécommunications à différentes fréquences comprises entre 100kHz et 30GHz. Dans la bande de fréquence qui nous intéresse les mesures d'atténuation ont été effectuées en champ magnétique jusque 30MHz et en champ électrique au delà. Sur la figure (III-26) se trouve représentée l'atténuation moyenne mesurée dans différentes salles du bâtiment : ce résultat confirme l'atténuation calculée de 20dB.

La chute de l'efficacité de blindage autour de la fréquence de 50MHz est expliquée par les auteurs comme une conséquence de mauvaise connexion entre elles des armatures métalliques des blocs de béton qui constituent le bâtiment et qui provoquent des mécanismes de résonance. La référence [60] décrit cette étude expérimentale de façon beaucoup plus détaillée et analyse en particulier le rôle des différentes ouvertures du bâtiment qui vont surtout permettre la pénétration des ondes dont la longueur est de l'ordre des dimensions de ces ouvertures.

figure (III-26) :
Atténuation moyenne
des champs mesurés
à l'intérieur du bâtiment



2.3.2) pénétration des ondes dans des bâtiments métalliques

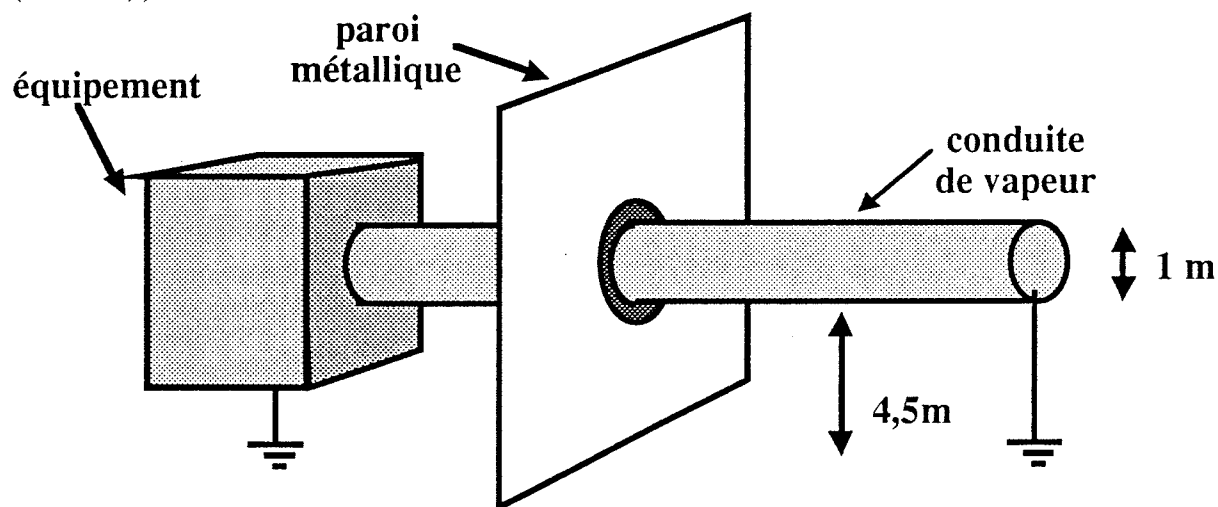
De tels bâtiments pourraient constituer des cages de Faraday, susceptibles de protéger les équipements placés à l'intérieur. En fait, trois éléments limitent cette faradisation :

-la qualité de la continuité électrique entre les différents éléments de la structure (liaisons des tôles entre elles et au réseau de masse).

-les ouvertures : fenêtres, portes...

-les conduites métalliques qui pénètrent dans le bâtiment : câbles d'énergie, aérations, conduites de vapeur ...

Pour illustrer ce dernier cas, prenons l'exemple d'une conduite de vapeur de 1m de diamètre sortant d'un bâtiment en tôle à une hauteur de 5m ; elle est reliée à l'intérieur du bâtiment à la terre par le biais de l'équipement auquel elle est connectée et directement à l'extérieur (fig (III-27)).



figure(III-27)

En négligeant en première approximation la déformation du champ par le bâtiment, une onde plane d'amplitude crête de 50kV/m serait susceptible d'induire un courant crête supérieur à 10000 Ampères!...

Si la conduite est soigneusement connectée à la paroi du bâtiment, elle-même mise correctement à la masse, cette perturbation est évacuée avant de pénétrer dans le bâtiment et d'y perturber des équipements électroniques.

Donc, l'efficacité de blindage d'un bâtiment métallique peut varier fortement d'un bâtiment à l'autre suivant le soin qui a été apporté dès la conception et lors des travaux de maintenance à la mise à la terre des différents éléments de la structure.

2.4) perturbations causées sur le réseau électrique par l'IEMN

Comme nous l'avons vu, l'évaluation des risques réels est un problème délicat. Nous reprendrons ici les éléments d'études récentes sur le sujet, qui s'en tiennent à envisager les conséquences de l'IEMN à partir des hypothèses canoniques. [61-66]

Les perturbations les plus gênantes pour le réseau sont certainement celles qui conduisent à des surtensions, soit entre équipements, soit entre lignes haute tension et terre. Ces amorçages peuvent engendrer des destructions dont les effets cumulés se traduiront sur le réseau par des pertes de charge, ou une chute de la puissance fournie avec le risque de le déstabiliser.

Voyons quels seraient les effets de l'IEMN sur chacun des éléments du réseau : lignes, charges, générateur.

2.4.1) Effet de l'IEMN sur les lignes

F.M. Tesche et P.R. Barnes ont proposé [64] un modèle de calcul des parasites induits sur des lignes Haute Tension du réseau américain, basé sur la théorie des lignes de transmission. Appliqué à des lignes réelles de 500, 230, 69 et 12kV, il permet d'établir [63] que le risque d'amorçage ligne-terre est pratiquement nul pour les lignes 500 et 230kV, qu'il est très faible pour la ligne 69kV et qu'il est non négligeable pour la ligne 12kV (Tab(III) qui exprime en pourcentages les probabilités de défaut minimales et maximales)

tableau(III)

tension en kV	champ de 25 kV		champ de 39 kV		champ de 50 kV	
	min	max	min	max	min	max
500	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
230	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
69	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	1.7
12	0.2	1.0	3.1	6.0	9.0	15

En admettant que ces résultats soient applicables au réseau français, ce seraient essentiellement les lignes du réseau de distribution qui risqueraient de subir des avaries et de "décrocher" du réseau de petites charges. Les réseaux d'interconnexion et de répartition (cf §I.1) seraient à l'abri de défauts majeurs.

2.4.2) pertes de charge

La perte de charge peut être due à deux processus :

-la mise hors service de certaines lignes de distribution et des équipements qui y sont reliés. (Dans ce cas, c'est une multitude d'avaries qui met en danger le réseau)

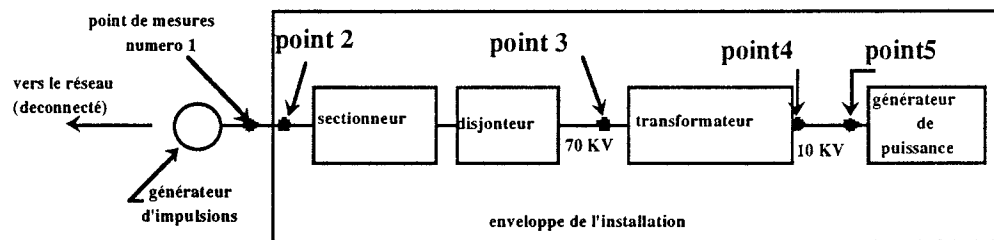
-la mise hors service d'un poste de transformation (ici ,une avarie localisée engendre des perturbations sur une grande échelle)

Dans le deuxième cas, le point vulnérable est surtout le système de contrôle commande du poste : les lignes d'alimentations des moteurs d'appareils de coupure qui fonctionnent à des tensions de quelques centaines de volts ou les lignes d'informations qui véhiculent des tensions encore plus faibles.

2.4.3) chute de la puissance fournie

La chute de la puissance fournie provient de l'arrêt complet ou partiel d'unités de production.

La référence [65] présente une étude expérimentale qui vise à déterminer la réponse d'une installation de production d'énergie en service, à une IEMN . On injecte en un point de l'installation un courant du type de celui qui pourrait être induit par une IEMN et on examine comment il est atténué par les différents équipements sectionneurs, transformateurs... (fig(III-28).



figure(III-28) : Schéma fonctionnel de la centrale sur laquelle est effectuée la mesure en injection[65]

Le tableau (IV) montre l'atténuation du signal aux différents points de mesure.

	point de mesure	courant max en kA	attenuation en dB
tableau(IV) Atténuation des signaux aux différents points de mesure	1	7.0	0.0
	2	3.0	7.3
	3	2.0	11.0
	4	0.4	25.0
	5	0.25	29.0

On voit que le transformateur apporte une atténuation de la perturbation de 14dB et que l'atténuation totale de 30 dB limite fortement le niveau de l'agresseur sur l'alternateur.

Comme dans le cas des postes, on peut penser que les circuits de contrôle commande sont les éléments les plus vulnérables. Une mesure de la réponse du système de commande serait importante pour l'évaluation des risques mais nous ne disposons pas de document à ce sujet.

De même la réponse du réseau de masse à l'IEMN est importante et a été peu abordée . La référence [66] décrit les effets de l'IEMN sur un conducteur enterré; les auteurs montrent en particulier que le passage de l'impulsion a des effets secondaires pendant quelques millisecondes qui peuvent se traduire par des perturbations importantes. Le claquage diélectrique du sol suite à l'accumulation de charges, provoque selon eux une injection de courant dans les conducteurs enterrés.

III.c.3) L'IMHD [67-68]

3.1) Origine de l'IMHD [67]

L'IMHD aurait une double cause, la première intervenant dans les dix secondes après l'explosion et la deuxième de façon plus tardive.

L'explosion génère un important volume de gaz ionisé à haute température. Cette "boule de feu" (*Fire ball*) qui augmente de volume, déforme les lignes du champ magnétique terrestre du fait de son caractère diamagnétique et génère ainsi la première partie de la perturbation.

Par ailleurs, l'absorption des rayons X par l'atmosphère environnant le lieu de l'explosion crée une vaste zone d'air ionisé. Le mouvement ascendant de cet air réchauffé par l'explosion produit un déplacement de charges à travers les lignes du champ magnétique terrestre. Ce courant et son image due à la présence du sol conducteur provoquent la perturbation "tardive".

La durée totale de l'IMHD est estimée à 400 secondes au maximum. Son spectre ne contient que des composantes basses fréquences (inférieures à 1 Hz) .

La figure (III-29) présente la signature temporelle caractéristique d'une IMHD; l'amplitude du champ électrique généré est estimée à quelques dizaines de volts par kilomètre sur une surface de l'ordre de celle du continent Nord-Américain.

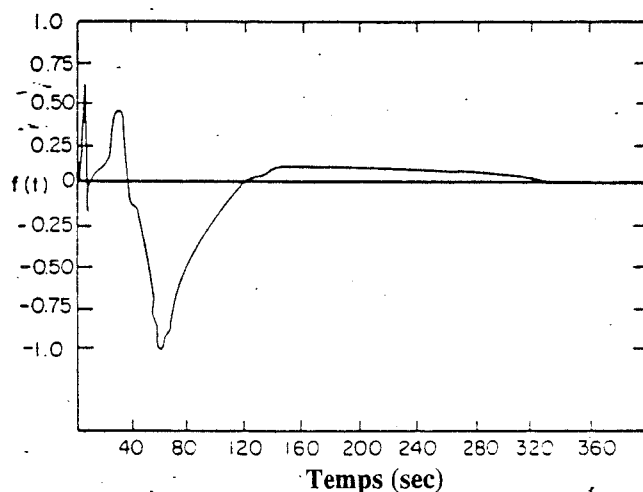
3.2) Effets de l'IMHD sur le réseau.

Compte tenu de son faible niveau d'amplitude, la perturbation ne risque pas d'affecter directement le système de commande des installations. Par contre, elle risque de générer des surtensions quasi-continues importantes sur des lignes très longues. Si on considère un

champ électrique parallèle à la ligne d'amplitude 20 V/km, une composante quasi-continue de plusieurs kV peut se superposer au signal alternatif et perturber le fonctionnement des transformateurs et alternateurs.

Par ailleurs, une telle impulsion risque de provoquer une augmentation de la puissance réactive et créer des fluctuations de tension sur le réseau.

Ces deux effets, bien décrits dans les références [67-68], sont de nature à déstabiliser le réseau surtout compte tenu du fait qu'ils interviennent après l'IEMN qui l'a déjà peut-être endommagé.



figure(III-29) : Signature temporelle de l'IMHD

III.d) PERTURBATIONS D'ORIGINE INTERNE DANS LES POSTES

Ces perturbations d'origine interne ont deux sources principales :

- les manoeuvres d'appareils de coupure (sectionneurs, disjoncteurs)
- les courts-circuits.

Les perturbations dues aux manoeuvres ont la particularité par rapport aux autres types de perturbations, qu'elles sont liées au fonctionnement normal du poste et donc prévisibles.

Les courts-circuits quant à eux, sont souvent une conséquence d'un défaut d'isolation entre phase et terre survenant à la suite d'une surtension ou d'une surintensité causée par une manoeuvre. Mais comme nous le verrons, pour les postes sous enveloppe, le risque de défaut peut être détecté et une action préventive mise en oeuvre.

Nous allons présenter dans un premier temps le principe de génération des perturbations lors de manoeuvres, commun aux postes aériens et sous enveloppe.

Nous verrons ensuite les caractéristiques de ces perturbations et leur mode de propagation dans les postes aériens.

Ce mode est différent pour les PSEM où la perturbation est générée à l'intérieur de l'enveloppe métallique et peut se propager dans le poste en traversant des discontinuités électriques de l'enveloppe, les hublots ou les traversées air/SF₆ (*Bushing*). Une onde se propageant entre l'enveloppe et le sol est ainsi générée et est susceptible de perturber les circuits bas niveau de contrôle commande.

Elle est souvent assimilée à une montée transitoire de la terre en potentiel et beaucoup d'auteurs la nomment TGPR (pour *Transient Ground Potential Rise*) ou en français MTTT (pour Montée Transitoire de la Terre en Tension).

Pour les raisons exposées au §(III.b.4.1.2), nous préférons une terminologie ne faisant pas référence à la " montée en potentiel de la terre" et nous retiendrons l'appellation anglaise "TEV" pour Transient Enclosure Voltage que nous traduisons par Tension Transitoire d'Enveloppe (TTE).

Par ailleurs, les caractéristiques qui seront données des perturbations concernent essentiellement les champs rayonnés susceptibles d'induire des perturbations sur les circuits secondaires bas niveaux sont les résultats de travaux expérimentaux.

La modélisation des surtensions et surintensités conduites par les structures a été réalisée par de nombreux auteurs grâce au programme EMTP (*ElectroMagnetic Transient Program*) mais celle des champs

rayonnés par les postes n'en est qu'à ses débuts. EDF et le LEG de l'université de Grenoble y travaillent actuellement [69], et ont proposé un modèle théorique et un code de calcul : "Anapost" qui est en cours de validation. C'est le seul outil disponible actuellement, à notre connaissance, réalisant ce type de calcul.

III.d.1) Génération des perturbations lors des manoeuvres [16.70]

Pour exposer le principe de génération des perturbations dues aux manoeuvres, nous détaillerons le cas de la fermeture d'un sectionneur de poste aérien. Ce sectionneur met sous tension un circuit comprenant en aval un jeu de barres alimentant une ligne HT et en amont des transformateurs de mesures et le secondaire du transformateur de puissance relié à la source HT (Figure(III-30)).

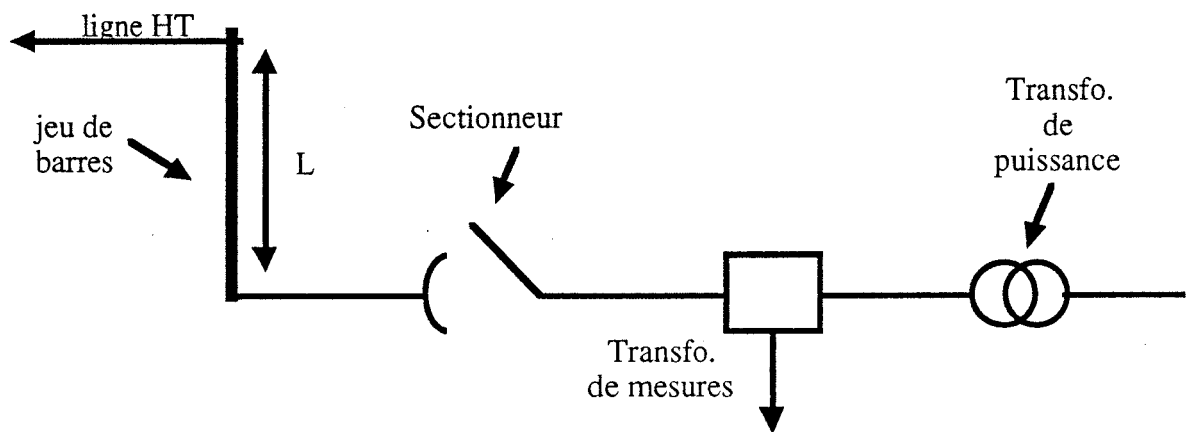
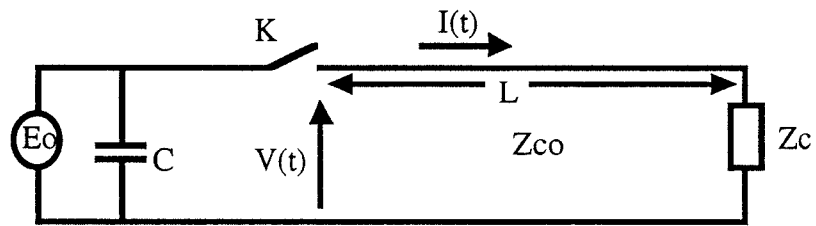


Figure (III-30) : Schéma d'une partie d'une installation comprenant un sectionneur

Lorsque l'armature mobile du sectionneur à la tension du réseau se rapproche du point fixe relié à la ligne à mettre sous tension, le champ électrique augmente entre ces deux points. Dès qu'il dépasse une valeur critique E_c , un arc électrique s'établit entre ces deux points par lequel le courant circule jusqu'à ce que les deux points soient à la même tension. Ce phénomène peut être assimilé à un échelon de tension appliqué sur le jeu de barres. Du point de vue transitoire, le système est équivalent au schéma de la figure (III-31).



figure(III-31) :
Schéma électrique de l'installation

où E_0 est l'amplitude de l'échelon appliqué, K est le sectionneur et C la capacité par rapport à la terre du circuit amont du sectionneur.

Z_c est l'impédance en bout du jeu de barres et Z_{co} est l'impédance caractéristique du jeu de barres par rapport au sol.

Z_c et Z_{co} étant généralement différentes, une onde oscillatoire amortie va s'établir par réflexion successive de l'impulsion sur la charge Z_c et la capacité C . La pseudo-période de ces oscillations sera le double du temps de propagation sur le jeu de barres soit $2L/c$ où c est la vitesse de la lumière; et donc la pseudo-fréquence est inversement proportionnelle à la longueur du jeu de barres.

Pour un jeu de barres de 200 m, cette fréquence serait d'environ 750 kHz.

Le temps de fermeture du sectionneur étant plus grand que 20ms, la période du signal 50 Hz, après l'extinction du premier arc, la différence de tension entre le point mobile et le point fixe augmente et jusqu'à ce qu'un nouvel arc s'établisse.

Ce processus se reproduit jusqu'à ce que le contact physique des deux pièces métalliques soit effectif.

La différence de tension nécessaire pour l'amorçage diminuant avec la distance entre les pièces, les transitoires générés ont une amplitude de moins en moins importante et la tension sur le point fixe est progressivement semblable à celle du point mobile(fig (III-32)).

- ① la tension de la barre reliée au réseau (tension réseau),
- ② la tension du tronçon de jeu barres, lors de sa mise sous tension, pendant la fermeture du sectionneur.

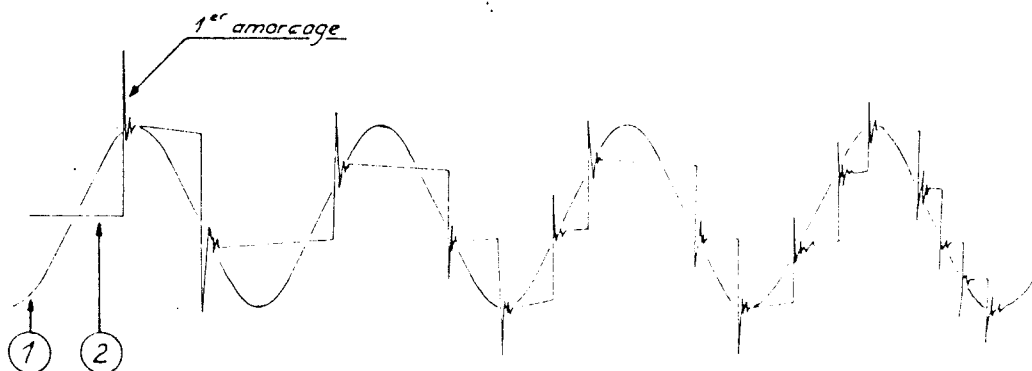


figure (III-32) : Tensions de part et d'autre du sectionneur
lors de sa fermeture

L'ouverture du circuit par le sectionneur produit le même type de surtensions que l'on peut expliquer par un raisonnement analogue. Dans le cas où l'appareil de coupure est un disjoncteur, le temps de fermeture est inférieur à la période du signal 50 Hz ; il n'y a donc qu'un seul amorçage.

L'oscillation générée a une amplitude qui dépend du moment où la manoeuvre intervient. Elle est maximale si la fermeture a lieu au maximum de la tension du réseau.

III.d.2) Manoeuvres dans un poste aérien

La référence [16] donne une description des diverses manoeuvres qui peuvent être opérées dans le poste :

- | | |
|------------|---|
| fermetures | <ul style="list-style-type: none">- Enclenchement et réenclenchement de lignes à vide ou terminées par un transformateur à vide.- Mise sous tension de transformateurs à vide, d'inductances de compensation ou de transformateurs chargés par des inductances.- Mise sous tension de batteries de condensateurs.- Réenclenchement sur défaut permanent.- Apparition de défaut. |
| ouvertures | <ul style="list-style-type: none">- Courants capacitifs : lignes et câbles à vide ou terminés sur transformateurs à vide, batteries de condensateurs.- Faibles courants inductifs : transformateurs à vide ou chargés par des inductances de compensation.- Forts courants : élimination de défauts, perte de charge. |

Chacune d'elles est décrite ainsi que les contraintes spécifiques qu'elle engendre. Nous ne les reprendrons donc pas ici.

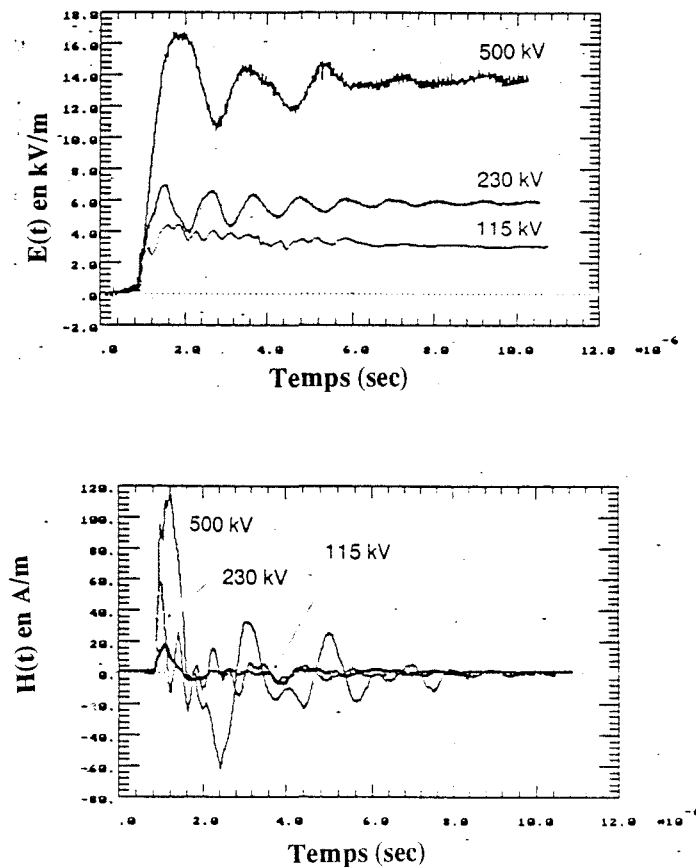
2.1) Champs rayonnés

La référence [71] synthétise des résultats de mesures de champs rayonnés par les postes fonctionnant à différentes tensions (115, 230, 500 kV) : le tableau (V) présente les amplitudes crêtes moyennes et maximales du champ mesuré sous le jeu de barres, ainsi que les fréquences caractéristiques des oscillations. Les signatures temporelles

caractéristiques de ces champs électriques et magnétiques apparaissent sur les figures (III-33-a) et (III-33-b).

	115 KV	230 KV	500 KV
Champ Electrique			
Amplitude (crête)	7 kV/m	5,5 kV/m	14 kV/m
Amplitude Max. Obs.	9,3 kV/m	7 kV/m	16 kV/m
Fréquences dominantes	2-3 MHz, DC	1-2 MHz, DC	0,5 MHz, DC
Durée	25 μ s-10 ms	< 10 ms	< 10 ms
Forme de l'onde	unipolaire	unipolaire	unipolaire
Champ Magnétique			
Amplitude (crête-crête)	37 A/m	70 A/m	157 A/m
Amplitude Max. Obs.	49 A/m	84 A/m	212 A/m
Fréquences dominantes	2-3 MHz	1-2 MHz,	0,5 MHz
Durée	10 μ s	10 μ s	10 μ s
Forme de l'onde	bipolaire	bipolaire	bipolaire

tableau(V) : Caractéristiques des champs mesurés sous les jeux de barres d'un poste aérien dus à l'ouverture d'un sectionneur



figure(III-33) : Signatures temporelles des champs électriques et magnétiques dus à l'ouverture d'un sectionneur

De ces tableaux et courbes, on tire que le champ électrique est unipolaire c'est-à-dire qu'il ne présente que des valeurs positives et qu'il atteint une amplitude typique de 15 kV/m et que le champ magnétique est bipolaire, il présente des pics positifs et négatifs avec une amplitude maximale typique de 150 A/m.

Ces auteurs montrent que le champ rayonné augmente avec la hauteur à laquelle il est mesuré sous le jeu de barres mais qu'il décroît rapidement quand on s'éloigne de la verticale du jeu de barres; ce deuxième phénomène est illustré par le tableau (VI) où les valeurs de champs mesurées au sol à 10 et 20 m de la verticale du jeu de barres sont données .

	115 KV	230 KV	500 KV
Champ Electrique			
x = 0 m, h = 0 m	9,3 kV/m	6,8 kV/m	15,2 kV/m
x = 10 m, h = 0 m	1,8 kV/m	1,7 kV/m	6,6 kV/m
x = 20 m, h = 0 m	0,6 kV/m	0,8 kV/m	1,3 kV/m
Champ Magnétique			
x = 0 m, h = 0 m	49A/m	83,8 A/m	212 A/m
x = 10 m, h = 0 m	7,2 A/m	20,6 A/m	37,5 A/m
x = 20 m, h = 0 m	2,4 A/m	4,2 A/m	25,8 A/m

tableau (VI) : Champ mesuré sous un jeu de barres à différentes distances de la verticale de celui-ci [71]

Un autre point intéressant de l'étude consiste à placer sous le jeu de barres 110 kV, une structure métallique reliée au réseau de masse du poste d'une hauteur de 1,85 m. Le capteur posé au-dessus de cette structure donne une valeur moyenne sur plusieurs mesures du champ vertical de 63 kV/m alors qu'il est de 15 kV/m à 2,3 m de hauteur en l'absence de la structure. Ces mesures montrent que des équipements électriques où des câbles de contrôle placés sur de telles structures peuvent subir des contraintes très importantes.

Enfin, des résultats de mesures concernant la fermeture et l'ouverture d'un disjoncteur sont fournis; dans ce cas, les champs électriques sont deux à trois fois plus faibles que ceux du tableau (VI) et les champs magnétiques sont atténués d'un facteur 10 à 15.

La référence [72] donne quant à elle, pour les champs rayonnés mesurés sous les jeux de barres lors de fermetures ou d'ouvertures de sectionneurs les résultats du tableau (VII).

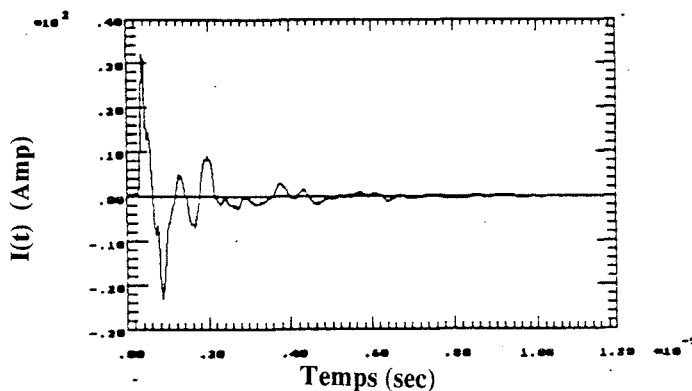
	champs transitoires en 345kV		champs transitoires en 500kV	
	Electrique	magnétique	Electrique	magnétique
t. de montée	180ns	60ns	700ns	100ns
durée	100ns	2000ns	1500ns	5000ns
amplitude	5KV/m	1,2A/m	50 KV/m	2A/m
fréquence	10-20MHz	5 MHz	1-20MHz	1-20MHz

tableau (VII) : Champs électromagnétiques mesurés sous les jeux de barres [72]

On constate que le champ magnétique est beaucoup plus faible et que le champ électrique est plus important que ceux donnés en [71].

La référence [73] présente des résultats obtenus antérieurement par les auteurs de [71] lors de manoeuvres sur des jeux de barres 110 kV. Les valeurs mesurées sont de l'ordre de celles de [72] mais l'intérêt de cette étude est qu'elle fournit une mesure du courant induit sur un câble reliant un disjoncteur au bâtiment de contrôle.

La figure (III-34) présente le courant, en fonction du temps mesuré au niveau du disjoncteur et qui atteint une valeur crête-crête 56 ampères.



figure(III-34) : Courant total induit sur un câble de communication reliant un disjoncteur au bâtiment de contrôle [73]

Ce courant est de 53 A quand la mesure est faite sur le même câble mais cette fois dans le caniveau à environ 15 m du disjoncteur et il se réduit à 18 A dans la salle de commande située à une centaine de mètres de là.

En conclusion, on peut dire que l'ensemble de ces données est assez dispersé (plus d'un facteur 100), d'une installation à l'autre et il nous est difficile d'interpréter ces écarts ne connaissant pas suffisamment les conditions de mesures. Les données concernant le câble relié au disjoncteur sont importantes parce qu'elles donnent un ordre de grandeur du courant induit sur le circuit contrôle commande et qu'on trouve très peu de résultats de ce type publiés.

III.c.3) Perturbations dans les postes sous enveloppe métallique PSEM

Les perturbations dues aux manoeuvres dans les postes sous enveloppe ont été décrites de façon détaillée dans quatre articles publiés en 1982 par le groupe de recherche de l'Ontario Hydro au Canada. [74-77] Ces articles décrivent le principe de génération des surtensions ; puis ils traitent des TGPR et de leurs effets sur les équipements électroniques, des méthodes de protection et enfin des effets sur les hommes.

En 1988, la CIGRE (Conférence internationale des grands réseaux électriques) a publié une monographie sur les transitoires dûs aux manoeuvres dans les PSEM [78] qui regroupe une quinzaine d'articles abordant à peu près tous les aspects du problème (génération, modélisation, influence de la mise à la terre, influence des propriétés du SF6 sur les surtensions, méthodes de protection.

Par ailleurs, de nombreuses études ont été publiées depuis sur le sujet, s'intéressant chacune à des aspects particuliers du problème (influence de l'effet de peau sur la propagation des surtensions [79], de l'effet couronne [80] , amorçage phase terre consécutif à une surtension transitoire [81], les traversées air-SF6 [82,83]...).

De nombreuses études portent aussi sur la prévention des défauts phase terre qui sont des contraintes très sévères pour le poste, et qui provoquent systématiquement sa mise hors service momentanée [84-92].

Une synthèse complète faisant l'état des connaissances et des questions sur ces perturbations serait à faire mais nécessiterait qu'on y consacre tout le manuscrit. Nous nous limiterons donc à l'évocation des données de base concernant ces perturbations en renvoyant à la bibliographie pour les compléments d'information.

3.1) Tension transitoire d'enveloppe TTE

3.1.1.) Apparition des tensions transitoires d'enveloppe.

La fréquence des oscillations transitoires se propageant dans le PSEM est en général plus élevée que dans un poste aérien du fait des dimensions plus petites. L'effet de peau intervenant, les ondes se propagent dans un premier temps en surface des éléments métalliques, à l'intérieur de l'enveloppe jusqu'à ce qu'elles rencontrent une discontinuité de cette enveloppe, comme par exemple la traversée air-SF6.

Dans ce cas, se propage une onde entre l'enveloppe et le plan de masse dont l'origine peut s'expliquer en schématisant la traversée air-SF6 par une jonction de trois lignes de transmission (fig(III-35)).

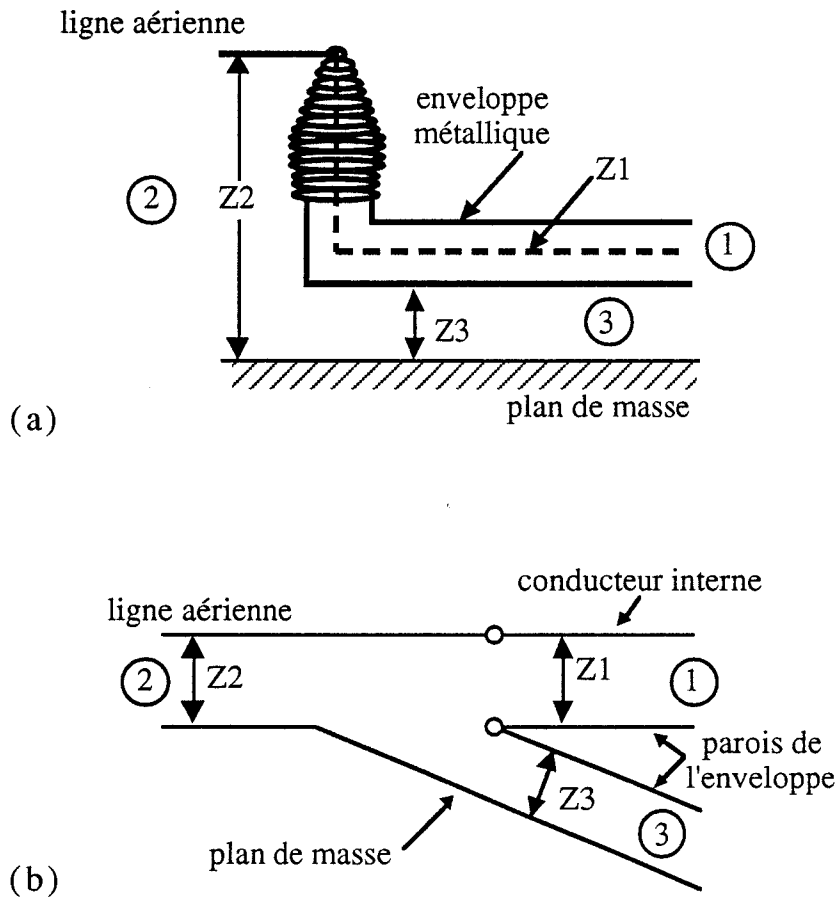


figure (III-35) : Schémas de modélisation de la traversée air/SF6

L'onde interne à l'enveloppe provient du port 1 ; une partie de cette onde est réfléchiée par la discontinuité, une autre partie est transmise vers le port 2 et le reste vers le port 3.

La figure (III-36) extraite de [93] et traduite, fait la synthèse des différentes perturbations qui peuvent affecter les PSEM.

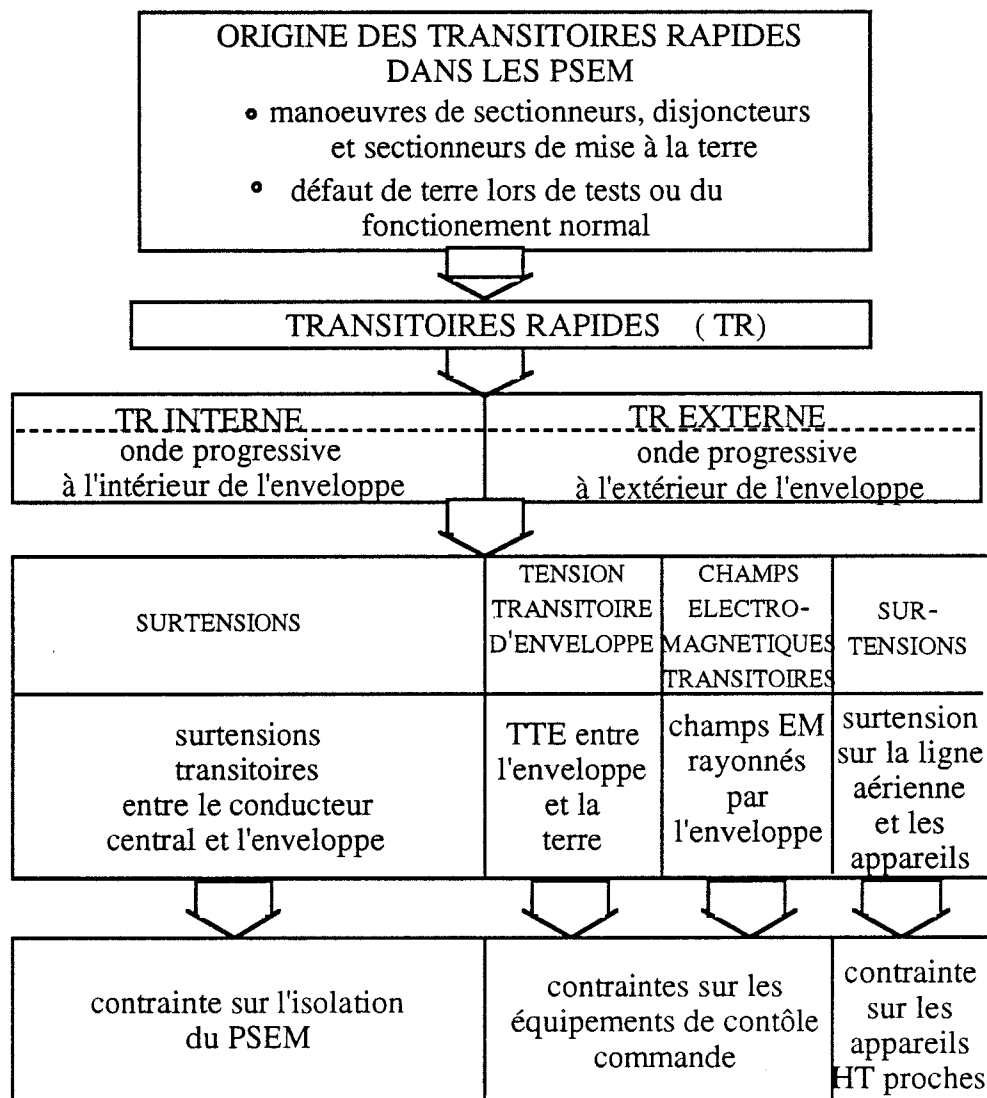


figure (III-36) Synthèse des différentes perturbations des PSEM[93]

3.1.2) Amplitude et largeur du spectre des perturbations valeurs typiques

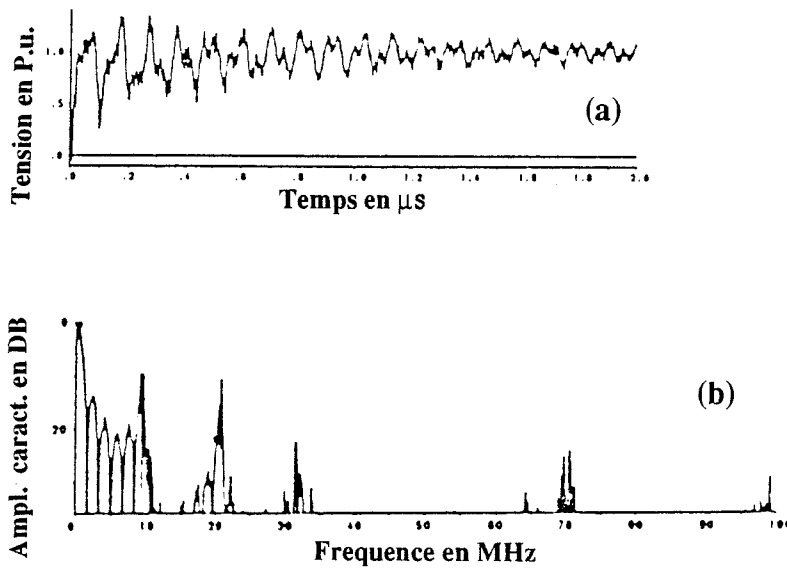
L'amplitude moyenne des surtensions internes est généralement inférieure à 1,5 P.u. (P.u veut dire Par Unité. L'unité étant la tension simple crête du réseau). L'amplitude moyenne des TTE va de 0,1 à 0,5 P.u. avec une moyenne de 0,25 P.u ce qui correspond à environ 100kV pour un poste 420kV. La référence [98] indique que la TTE peut s'évaluer par la formule: $S3 = -(1+a) Z3 / (Z1 + Z2 + Z3)$ où $Z1$, $Z2$, $Z3$ sont les impédances caractéristiques des lignes définies sur le schéma de la figure(III-35) et "a" la tension résiduelle du conducteur central qui vaut entre 0 et 1 P.u. (la tension résiduelle est définie au paragraphe suivant) S3 est comprise, pour cette référence entre 0,25 et 0,5 P.u.

L'amplitude moyenne des champs rayonnés en espace libre est d'environ 10 kV/m mais comme pour les postes aériens, cette valeur est beaucoup plus importante aux abords d'objets reliés au réseau de terre

du fait des déformations des lignes de champ électrique, ce qui explique que des amorçages puissent se produire entre les équipements.

La bande de fréquence de ces phénomènes s'étend chez certains auteurs au-delà de 100 MHz, mais cette fréquence ne fait pas l'unanimité et la valeur de 50 MHz est souvent considérée comme valeur typique maximale.

La figure (III-37)[96] permet de visualiser les signatures temporelles (fig(III-37-a)) et spectrales (fig(III-37-b)) caractéristiques d'une surtension interne.



figure(III-37) : Signatures temporelles et spectrales des surtensions internes

3.1.3) Paramètres déterminant ces perturbations

3.1.3.α) Tension résiduelle

Selon la référence [74] l'élément déterminant l'amplitude de la surtension interne survenant lors d'une manoeuvre, est la tension résiduelle (Trapped charge) entre la ligne qui est déconnectée ou que l'on veut mettre à la tension du réseau et la terre. Lorsque l'on déconnecte du réseau une partie d'un poste les jeux de barres déconnectés conservent une tension par rapport au sol qui décroît lentement au cours du temps : la tension résiduelle qui est généralement exprimée en P.u.

Une tension résiduelle de 1 P.u. engendrerait une surtension interne, supérieure à 2,5 P.u. lors de la manoeuvre. Mais selon plusieurs auteurs [74,94], cette tension résiduelle est le plus souvent comprise entre 0,1 et 0,3 P.u. ce qui conduit à des amplitudes de perturbations généralement inférieures à 1,5 P.u..

3.1.3.β) Etat de surface de l'enveloppe

Les références [95,79] soulignent l'influence du matériau tapissant la surface interne de l'enveloppe et du conducteur central. [95] indique que suivant la nature de ce matériau, une atténuation de l'amplitude des perturbations allant jusqu'à 50 % et une réduction significative de leurs fronts de montée peuvent être obtenus.

3.1.3.γ) Les traversées air-SF6 et autres discontinuités

Les références [82,83] étudient plus particulièrement la modélisation des traversées air-SF6 de type condensateur (cf§I). Selon la référence [96], les transitoires ont une amplitude plus importante dans les traversées de type condensateur que dans celles au gaz à cause d'une addition des différentes composantes réfléchies dans cette traversée.

La référence [97] indique que pour une traversée verticale, le temps de montée est plus important que pour une traversée horizontale et que l'amplitude des perturbations est par contre plus petite. Par ailleurs, la référence [98] montre que les champs rayonnés par les discontinuités de l'enveloppe et les hublots sont de l'ordre d'une centaine de volts par mètre, ce qui est relativement faible par rapport au champ total rayonné par la traversée d'environ une dizaine de kV/m.

3.1.3.δ) Influence de la hauteur de l'enveloppe par rapport au sol

Plusieurs auteurs ont montré que l'amplitude des TTE augmente avec la distance entre l'enveloppe métallique et le plan de masse. En particulier, la référence [97] fournit une mesure de cette amplitude en fonction de la hauteur sur un dispositif expérimental constitué d'une enveloppe simple et d'une traversée horizontale (fig(III-38)). Le résultat est présenté dans le tableau (VIII).

figure(III-38)

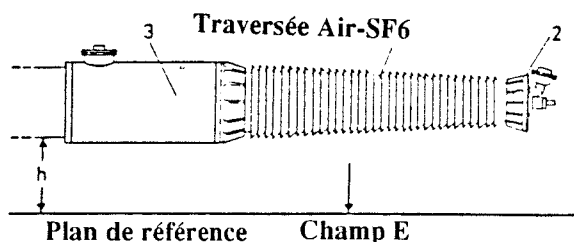


tableau (VIII)

hauteur en m	0,28	0,52	1,00
amplitude en P.u.	0,506	0,563	0,622

3.1.4) Modélisation

Comme pour les postes aériens, la modélisation est basée essentiellement sur le programme de calcul EMTP qui détermine les surtensions et surintensités compte tenu de la géométrie du réseau et le type de perturbation. Les différentes contributions consistent à chercher le meilleur schéma équivalent pour chacun des éléments constitutifs du poste (jeu de barres, transformateurs, traversées...) [78,99,100]

3.1.5) Champs rayonnés : données expérimentales

Le tableau (IX) tiré de la référence [71] présente les valeurs moyennes des amplitudes des champs mesurés près de la traversée air-SF6. Les valeurs sont plus faibles que pour les postes aériens mais on note des fréquences significatives allant au-delà de 100 MHz.

	230 kV GIS	500 kV GIS
Champ Électrique		
Amplitude (crête-crête)	5 kV/m	7 kV/m
Fréquences dominantes	115 MHz	20 MHz
Durée	1 μ s	4 μ s
Forme de l'onde	bipolaire	bipolaire
Champ Magnétique		
Amplitude (crête-crête)	80 A/m	110 A/m
Fréquences dominantes	40 MHz	10 MHz
Durée	4 μ s	10 μ s
Forme de l'onde	bipolaire	bipolaire

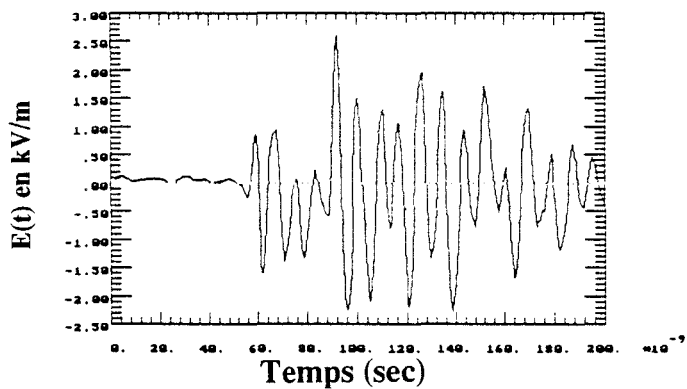
tableau(IX) champs mesurés sous l'enveloppe et dus
à l'ouverture d'un sectionneur

Tirées du même article, les figures (III-39) donnent un exemple de signatures temporelles de ces champs.

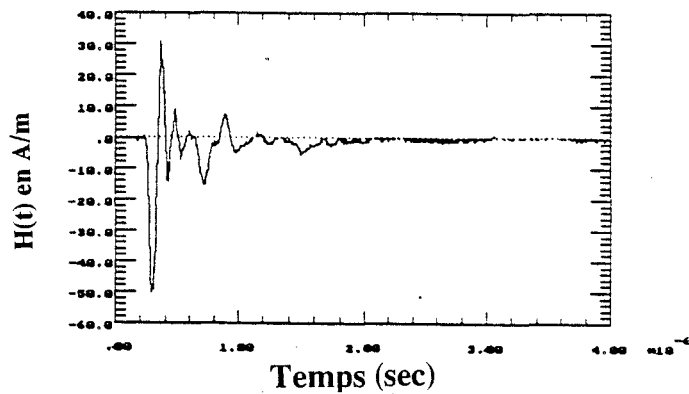
La référence [78] donne des valeurs typiques de 10 kV/m pour le champ E et 10 A/m pour H dans une gamme de fréquences allant de 10 à 20 MHz.

La référence [93] indique pour un poste 800 kV un champ E d'amplitude 57 kV par mètre avec une fréquence principale de 10 MHz mesurée à une dizaine de centimètres au-dessous de l'enveloppe métallique.

Comme pour les postes aériens, une dispersion importante existe, liée à la configuration géométrique du poste et aux conditions de mesure.



Champ Electrique Transitoire
dans un PSEM 230 KV



Champ Magnetique Transitoire
dans un PSEM 230 KV

figure(III-39) Champs transitoires mesurés sous une enveloppe de PSEM
dus à une ouverture de sectionneur.

3.2) Les courts-circuits

3.2.1) Les causes

Parmi les différents événements de courts-circuits, on peut distinguer deux cas de figure : ceux qui surviennent à la suite d'une perturbation transitoire, du type de celles décrites, et ceux survenant sans qu'un tel lien direct puisse être établi.

Pour les premiers, trois explications sont actuellement proposées :

- la modification de la tenue diélectrique du gaz par changement de composition [81,85] due aux surtensions importantes à fréquences élevées.

- la présence de particules métalliques mêlées au gaz diminuant sa tenue diélectrique[91,92,101]

- la présence de défauts, de protusions dans l'enveloppe métallique provoquant une augmentation anormale du champ électrique local qui en cas de surtension dépasserait le champ électrique critique [86].

Les courts-circuits ayant lieu sans lien avec les transitoires rapides sont également imputés aux particules métalliques mobiles et aux défauts d'enveloppe.

3.2.2.) Prévention des courts-circuits : détection des décharges partielles

La corrélation a pu être établie entre les courts-circuits et des ondes électromagnétiques à temps de montée de l'ordre de la nanoseconde, d'amplitude de l'ordre du volt, émises par les particules métalliques ou un défaut d'enveloppe et généralement appelées "décharges partielles" [85].

Différentes méthodes sont mises en oeuvre pour détecter ces décharges partielles [88] basées sur le fait que la décharge partielle s'accompagne d'une émission acoustique et d'une modification locale de la composition chimique des gaz.

Les méthodes acoustiques consistent à poser des transducteurs électroacoustiques sur l'enveloppe [87,90] et sont donc faciles à mettre en oeuvre.

Les méthodes électromagnétiques nécessitent la pose de capteurs spécifiques [89] à l'intérieur de l'enveloppe. Lorsqu'une décharge se produit, la comparaison des signaux provenant des différents capteurs permet de localiser avec une bonne précision le défaut[85].

L'inconvénient est que ces capteurs étant internes, la mise en oeuvre de la méthode se trouve compliquée pour des installations déjà en service.

Les méthodes chimiques [88] quant à elles reposent sur le fait que les décharges partielles activent la production de SOF₂ et de SO₂F₂ dans l'enveloppe et consistent à doser ces éléments par chromatographie.

III.e) PERTURBATIONS DUES AUX APPAREILS DE COMMUNICATION PORTATIFS

Le champ électrique dû aux émetteurs récepteurs (E.R) ou aux talkie-walkie peut créer des perturbations sur les composants électroniques. La référence[102] étudie les perturbations que pouvaient engendrer un échantillon de 6 émetteurs sur des équipements bas niveau, de contrôle nucléaire (1 redresseur 380 volts-alternatifs/260 volts-continus, un transmetteur de pression différentielle, un micro-calculateur...).

Les six émetteurs utilisés sont décrits dans le tableau (X)

Les émetteurs-récepteurs portatifs dans les expérimentations.
The types of portable transceivers in the experiments

tableau (X)

Modèle <i>Model</i>	Puissance <i>Output</i>	Fréquence <i>Frequency</i>	Modulation <i>Modulation</i>
BELCOM	3 W	27 MHz	AM
THOMSON	1 W	68 MHz	FM
THOMSON	10 W	71 MHz	FM
MOTOROLA	1.8 W	160 MHz	FM
BOSCH	12 W	160 MHz	FM
MOTOROLA	1 W	444 MHz	FM

Les mesures effectuées sur le redresseur montrent que celui ci présente une variation du courant débité allant jusque 100A quand on approche l'antenne de l'E.R à une distance de 5 cm.

Le transmetteur de pression différentielle subit une chute du signal transmis allant jusque 20% lorsque l'antenne de l'E.R. est placée à 20 cm.

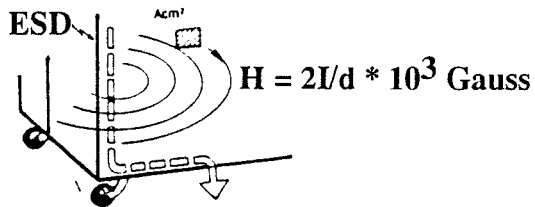
Seuls les E.R (10W - 71 MHz) et (12W - 160 MHz) perturbent le micro-calculateur quand l'antenne est distante respectivement de 60 cm et 10 cm et cette perturbation se traduit par l'arrêt de l'alimentation.

Les conclusions que tire l'auteur de son étude sont que les risques varient d'un équipement à l'autre et dépendent également du site (armoires métalliques, appareils...) mais que ceux-ci sont réels et nécessitent soit l'interdiction des E.R soit la définition de distances minimales à respecter entre l'antenne et les équipements. Cette distance dépend du niveau de champ que peut supporter l'équipement et qui est en général de l'ordre 10 V/m. Elle est estimée à $d = 3,5 \sqrt{P}/E$ pour une antenne quart d'onde et $d = \sqrt{P}/E$ pour une antenne un huitième d'onde avec P la puissance émise par l'E.R.

III.f DECHARGES ELECTROSTASTIQUES [103 -106]

La décharge électrostatique est un transfert de charges électriques entre un corps électriquement chargé (généralement une personne ou un objet qu'elle manipule) et un corps non chargé ou faiblement (appareil mis à la terre, équipement électronique). Ce type de perturbation menace surtout les équipements des salles de contrôle-commande, et les composants électroniques qu'ils contiennent. Les potentiels électrostatiques peuvent atteindre 10 kV suivant l'humidité de l'air et le revêtement de sol. Selon la référence [103], l'élément déterminant du phénomène est le courant de décharge. La perturbation apparaît à l'intérieur de l'équipement sous forme d'un champ électromagnétique intense à proximité du trajet d'écoulement du courant (figure (III-40)).

figure (III-40)
Modèle simplifié de couplage de la décharge électrostatique



Les paramètres de ces courants sont donnés par la figure (III-41) [103]

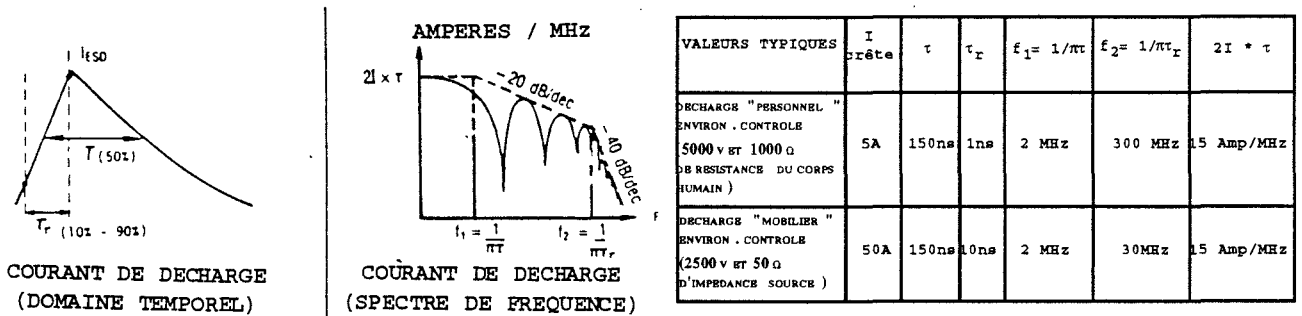


figure (III-41) Forme d'onde et spectre de la décharge électrostatique

La référence [104] fait état d'une corrélation entre la différence de potentiel entre les objets entre lesquels se produit la décharge et la forme de celle-ci (figure (III-42)). En dessous de 3 kV, la forme typique du courant a un premier front de montée qui dure moins d'une nanoseconde puis décroît en un temps d'environ 100 ns.

Entre 4 kV et 8 kV, les temps de montée des impulsions vont de moins d'une nanoseconde à 20 ns et les temps de descente sont comparables aux précédents. Au delà de 10 kV, les temps de montée sont plus longs et peuvent dépasser les 20 ns.

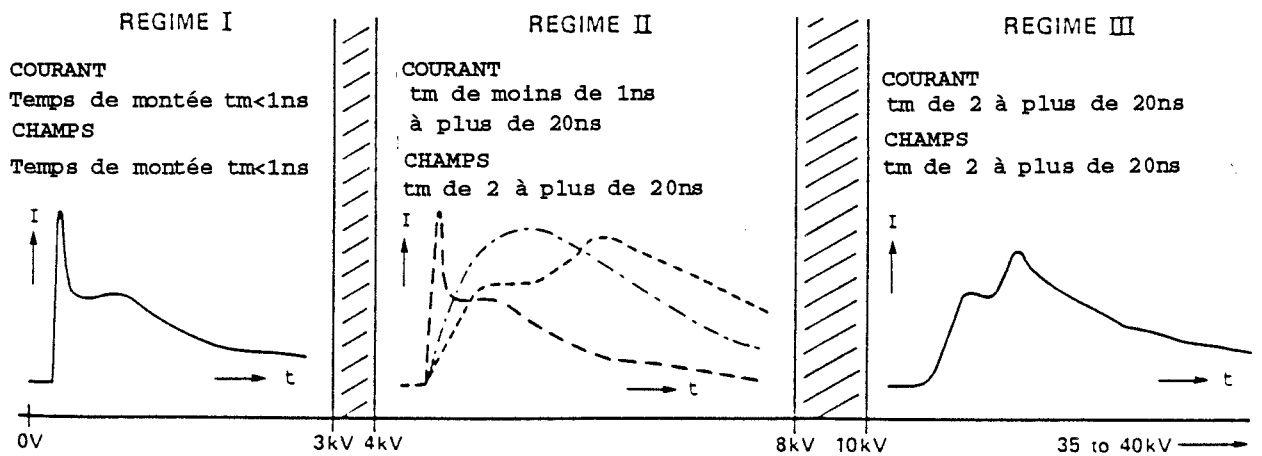


figure (III-42) Formes caractéristiques des courants de décharges

Ces trois types de décharges ont pu être observés lors de mesures d'amorçages multiples entre une main chargée au départ à 15 kV et un objet. Au fur et à mesure que la main s'approche, l'arc s'établit puis cesse puis reprend une différence de potentiel plus faible (figure (III-43)) [104]

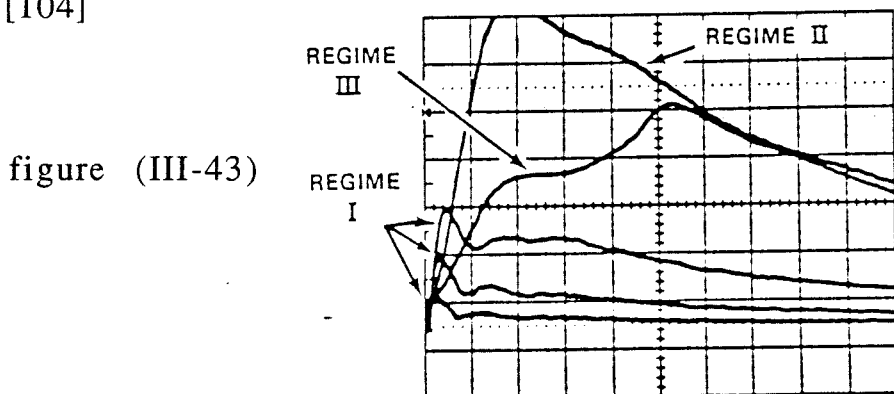


figure (III-43)

La référence [106] analyse les modes de couplages des perturbations dues aux décharges électrostatiques et les boîtiers métalliques. Du fait des fréquences élevées contenues dans le spectre de ce type de décharges, même de très petites discontinuités de blindage sont susceptibles de laisser pénétrer la perturbation dans le boîtier (fentes, vis...).

IV) PROTECTION CONTRE LES AGRESSIONS

IV.a) Moyens divers

Pour assurer le bon fonctionnement des installations, deux types de mesures peuvent être prises, les premières visant à supprimer ou atténuer la cause des perturbations, les secondes ayant comme but de protéger les câbles et équipements vulnérables.

Le premier type de mesures concerne surtout les perturbations d'origine interne aux installations qui, comme on l'a vu, sont liées à l'activité normale du poste et presque prévisibles.

Dans les postes sous enveloppe par exemple, de nombreuses dispositions peuvent être prises (et le sont déjà pour certaines) dès la conception pour réduire les surtensions.

On peut par exemple réduire la hauteur de l'enveloppe par rapport au plan de masse ou assurer une transition d'impédance d'onde progressive lors de la traversée SF₆/air des conducteurs [97]. D'autres auteurs ont étudié la mise à la terre par plusieurs câbles verticaux placés à distance régulière sous l'enveloppe [98] ou par un plan métallique qui peut être la paroi du bâtiment contenant le poste [76, 83, 98].

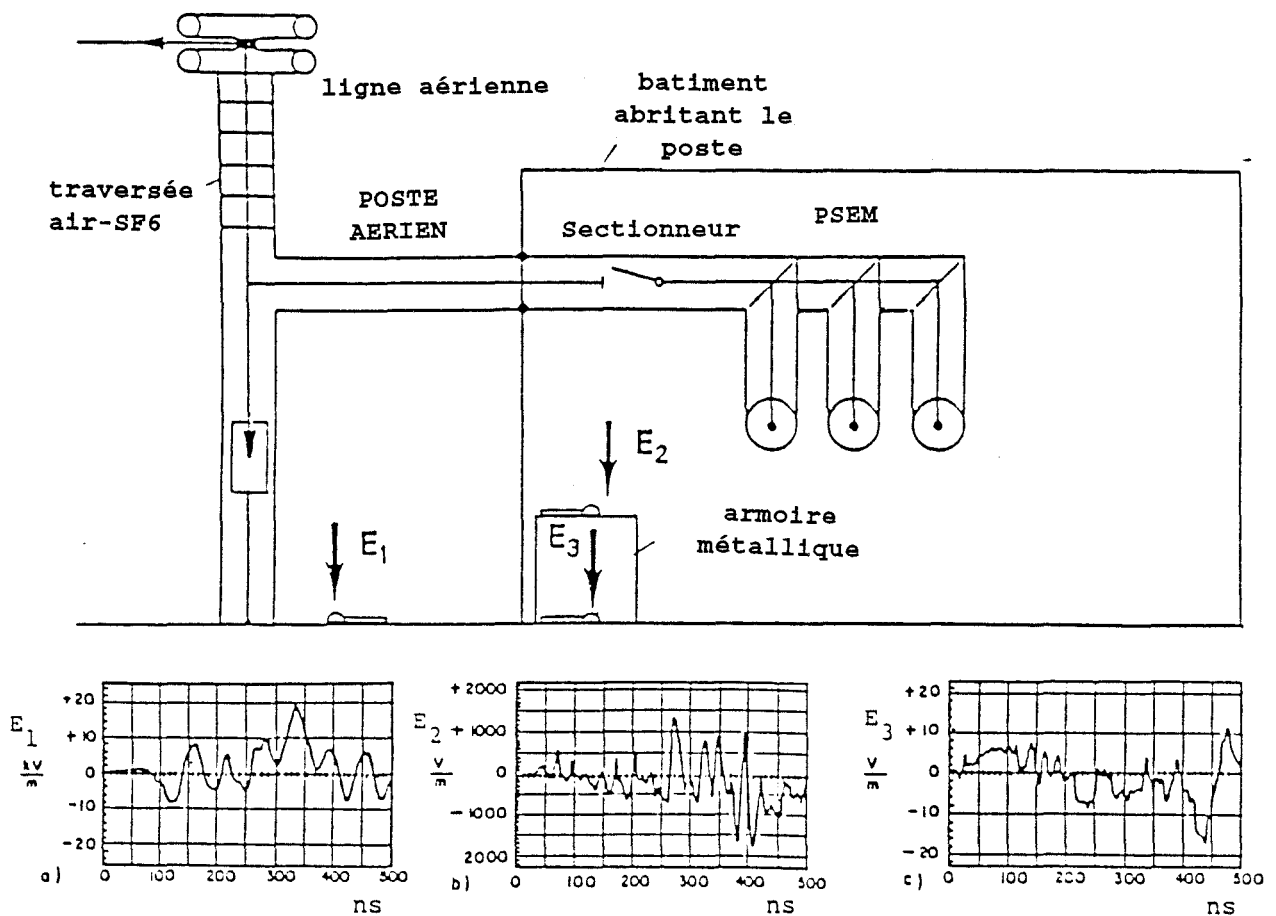
La référence [109] propose la réduction des surtensions, à la source même en plaçant au niveau du sectionneur une résistance en parallèle qui amortit les transitoires.

L'atténuation des perturbations d'origine externe (foudre, IEMN) est bien sûr impossible à l'échelle de l'installation, par contre elle l'est quand on considère les sous-ensembles de cette installation.

La démarche de protection consiste alors à identifier dans un premier temps les modes de propagation et de couplage des perturbations, puis à réduire ces couplages.

L'un des moyens les plus efficaces pour protéger les équipements contre les rayonnements est de les placer dans des armoires métalliques jouant le rôle de cage de Faraday.

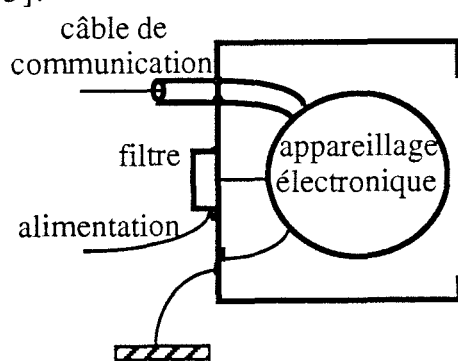
La référence [108] étudie la protection d'appareils sensibles, aux abords d'une traversée air/SF₆. La figure (III-44) représente schématiquement l'installation qui comprend une traversée air/SF₆ en extérieur, le poste proprement dit à l'intérieur du bâtiment et une armoire métallique placée près de l'enveloppe. La paroi qui est traversée par l'enveloppe est en fait un écran métallique qui permet une bonne liaison à la terre. Elle assure une première atténuation du champ E qui passe d'une valeur crête de 20 kV/m à une valeur maximale de 1 kV/m. L'armoire métallique permet, elle, de réduire cette valeur maximale d'un facteur 100 (courbe c).



figure(III-44)

Les auteurs des études [43-45] montrent qu'il n'est pas nécessaire que l'enceinte soit fermée pour qu'elle assure une bonne protection. Ils ont mis en évidence que les éléments essentiels sont : la façon de relier les blindages des câbles à l'enceinte, la liaison à la terre, et le filtrage de l'alimentation (figure (III-45) tirée de [45]).

Les différents câbles de communication et d'alimentation arrivent par l'arrière de l'enceinte. Les écrans de câbles sont soigneusement reliés à l'enceinte métallique, les câbles d'alimentation passent par des filtres pour éliminer les perturbations conduites et l'enceinte est mise à la masse par une liaison aussi courte que possible.



figure(III-45) [45]

Les expériences faites avec de tels dispositifs montrent que les courants de mode commun sont déviés et que, des appareils de mesure par exemple, peuvent être utilisés ainsi dans des milieux très perturbés sans aucune avarie [44,110].

Par ailleurs, ils préconisent l'usage de conduits métalliques pour protéger les câbles sensibles traversant des milieux très perturbés.

Par exemple, si un câble blindé relie deux équipements mis chacun à la terre, l'écran du câble étant relié à chaque extrémité à l'équipement (figure(III-46)), un important courant risque de circuler à travers cet écran et par le biais de l'impédance de transfert du câble, une tension de mode commun sera générée aux extrémités des conducteurs intérieurs du câble.

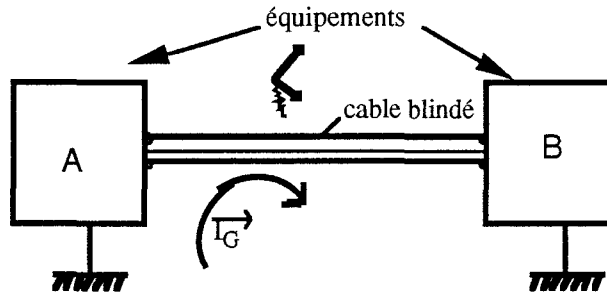


figure (III-46)

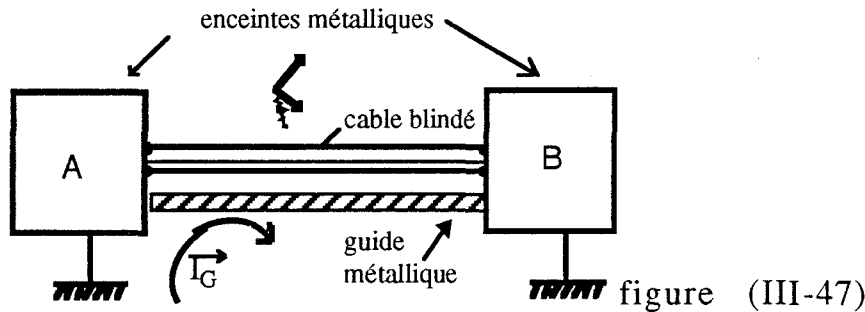
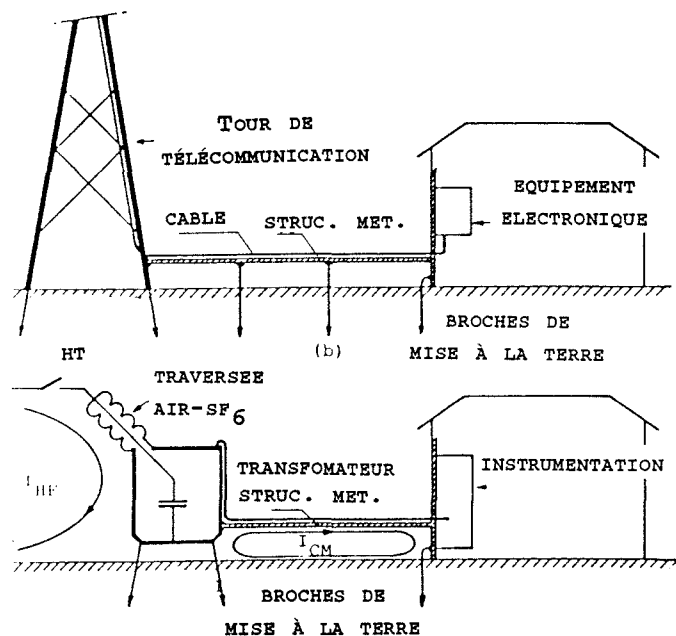


figure (III-47)

En plaçant le câble dans une structure métallique ayant la plus faible impédance de transfert possible, reliée aux deux équipements (figure (III-47)), le courant qui circulait dans le blindage du câble est en fait dévié et circule dans la structure métallique. Les parasites induits dans le câble ainsi sont fortement atténués. Ce concept peut aussi bien s'appliquer pour dévier un courant de foudre, qu'une perturbation dans un poste (figure (III-48) [45].

figure (III-48)



Le rôle de protection des chemins de câbles métalliques a également été étudiée au cours de deux études faites en France [111-112] .

La référence [111] décrit des mesures de perturbations induites sur un câble de contrôle de centrale nucléaire lors d'essais sur site et montre que si le câble est placé dans une goulotte métallique, celle-ci se comporte comme un blindage supplémentaire qui atténue les parasites induits. La référence [112] qui traite du couplage entre les câbles d'énergie et les câbles de communication arrive aux mêmes conclusions.

Toutefois dans ces études, ne sont traités que des cas simplifiés où le chemin de câbles ne contient qu'un seul câble, or dans la réalité, le nombre de câbles par goulotte peut être important et on ne sait pas quelle sera alors son influence sur ces câbles.

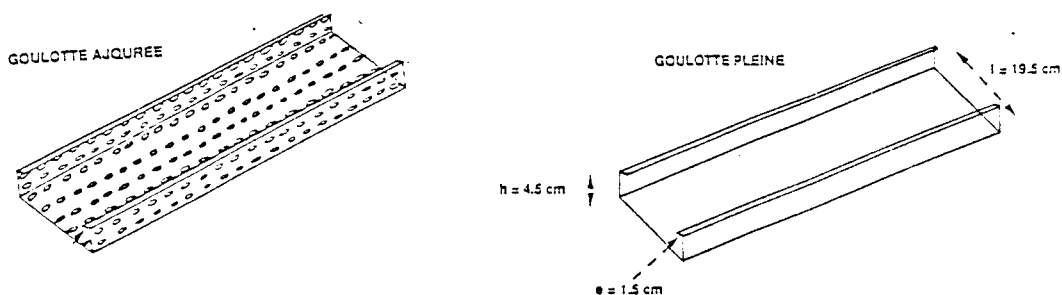
Ces chemins de câbles sont utilisés de façon abondante sur les sites industriels et en particulier dans les centrales nucléaires et les postes, mais dans la majorité des cas, leur fonction initiale est d'assurer le support des câbles et non leur protection électromagnétique.

Les questions non résolues au sujet de ces chemins de câbles, et le fait qu'ils soient présents non seulement dans les centrales électriques et les bâtiments industriels mais aussi dans tous les bâtiments où un nombre de câbles important est nécessaire, c'est-à-dire à peu près toutes les constructions à usage collectif de grande dimension (immeubles, hôpitaux, gares, aéroports...), nous ont amenés à les étudier plus spécifiquement.

IV.b) Etude des chemins de câbles métalliques

IV.b.1) La nécessité d'un modèle prédictif.

Les chemins de câbles existant sont de tailles très diverses. Ce sont en général des structures métalliques en forme de "u" de quelques mètres de longueur (figure (III-49)) . Cette structure peut être fermée par couvercle métallique.



figure(III-49)

Les dimensions transversales varient de quatre à cinq centimètres pour accueillir des câbles en nombre très limité assurant en général des liaisons stratégiques (contrôle de flux neutronique d'un réacteur par exemple), jusqu'à 1 mètre, avec cette fois plusieurs dizaines de câbles, voire centaines de câbles.

Les câbles peuvent être de taille et de fonctions très différentes (alimentation, commande, mesures...).

De plus la configuration géométrique des chemins de câbles change d'un site à l'autre : ils peuvent être accrochés à une paroi à différentes hauteurs du sol ou suspendus à un plafond. Cette diversité de cas possibles rend l'étude expérimentale complète irréalisable et fait qu'un modèle prédictif s'impose.

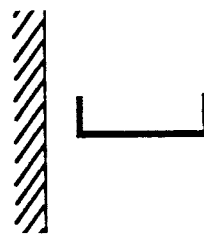
IV.b.2) Quel type de modèle ?

Les chercheurs de l'équipe du Pr. Van der Laan modélisent les guides métalliques supposés de longueur infinie en utilisant un code 2D basé sur la méthode des moments. A partir du courant injecté dans la structure, ils calculent les champs rayonnés et en déduisent une impédance de transfert de celle-ci.

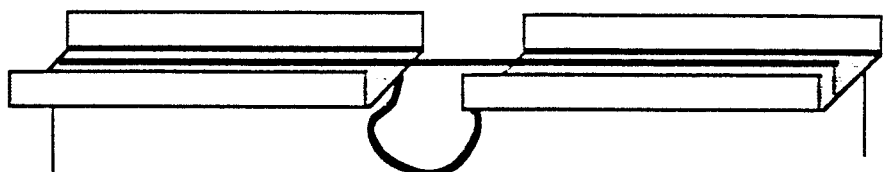
Notre démarche est plus axée sur le calcul du courant induit sur la structure quand elle est illuminée par une onde électromagnétique plane. A partir de ce courant induit et de sa répartition sur la structure nous aurons accès à l'impédance de transfert dont nous évaluerons les possibilités d'application. Les intérêts du modèle proposé sont de traiter des structures de longueur infinie en espace libre, ou finie à proximité d'un plan de masse. Dans ce deuxième cas la structure peut être soit au dessus du plan de masse soit contre ou en dessous (cas d'une goulotte sous un plafond) figure (III-50) et les calculs peuvent être réalisés dans le domaine temporel ou fréquentiel.



figure(III-50)



Par ailleurs un nombre important de câbles (chargés aux extrémités par différentes impédances) peut être pris en compte. Nous nous proposons également d'étudier l'influence du mode de liaison des chemins de câbles entre eux sur les parasites induits sur les câbles posés dessus. (configuration de la figure(III-51) pour un seul câble)



figure(III-51)

Pour valider ces modèles théoriques de couplage, nous proposons ici deux types d'études expérimentales, l'une sur des structures de taille réelle placées dans un simulateur d'onde plane de grande dimension et l'autre sur des éléments métalliques en similitude géométrique illuminés dans une cellule TEM. Nous confronterons également nos calculs d'impédance de transfert des chemins de câbles à ceux effectués par l'équipe de recherche de l'université d' Eindhoven.

IV.b.3) Les limites du modèle théorique

Nous ne prétendons pas traiter ici l'influence de tous les chemins de câbles sur les courants induits dans les câbles qu'ils contiennent dans le cas où une IEMN illuminerait une centrale nucléaire, mais nous voulons plutôt construire des outils informatiques qui permettent de mieux comprendre les mécanismes de couplage, les règles de connexion des câbles aux chemins de câbles, des chemins de câbles entre eux, ou à la masse. Le but est aussi de pouvoir cerner les paramètres géométriques déterminant l'intensité et la répartition des courants induits sur les structures.

Par ailleurs les ondes incidentes illuminant les structures sont supposées planes, il ne sera pas tenu compte des réflexions sur les structures métalliques et les équipements proches des chemins de câbles dans le cas d'une IEMN, ni du fait que les ondes rayonnées lors de manoeuvres ne sont en général pas planes.

CHAPITRE (2)

**MODELISATION DES CHEMINS DE CABLES
DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL.**

D) PRINCIPE DE LA MODELISATION

II) MODELISATION PAR DES ELEMENTS FILAIRES :

THEORIE DES FILS MINCES

II.a) Calculs analytiques

II.b) Application à une lame de largeur 20 cm et de longueur infinie

II.b.1) Evolution de la répartition du courant sur la lame en fonction de la fréquence

II.b.2) Influence du nombre de fils composant le modèle

II.b.3) Méthodes de validation

II.b.3.1) Modélisation d'un tube de 1 cm de diamètre

II b.3.2) Impédance de transfert d'une lame

II b.3.2.α) Calcul

II.b.3.2.β) Application à une lame de largeur 20 cm

II.c) Modélisation de la structure en forme de "U"

II.c.1) Répartition transversale du courant

II.c.2) Champs diffractés par une structure en "U"

II.d) Conclusion

III) MODELISATION PAR DES ELEMENTS FILAIRES :

THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

III.a) Les hypothèses de base

III.b) Application de la théorie des lignes de transmission

III.c) Application à un câble de gros diamètre

III.d) Modélisation du courant induit sur la lame

III.e) Calcul du courant induit sur un conducteur placé sur un chemin de câbles

III.e.1) Introduction

III.e.2) Conducteur de longueur finie placé sur une lame de longueur infinie

III.e.3) Conducteur de longueur finie placé sur une lame de longueur finie

III.f) Cas où on place un réseau de conducteur sur un chemin de câbles de longueur finie

III.g.) Cas où on place un conducteur entre le chemin de câbles et le plan de référence.

III.h.) Cas où l'on place la structure métallique contre un plan de référence vertical

III.i.) Evaluation de la tension induite à l'extrémité des conducteurs posés sur le chemin de câbles de longueur finie

IV) CONCLUSION

D) PRINCIPE DE LA MODELISATION

Au cours du chapitre précédent, nous avons souligné l'importance des guides métalliques qui supportent les conducteurs de transmission d'informations. Dans ce chapitre, nous proposons une modélisation qui consistera à étudier dans le domaine fréquentiel l'interaction d'une onde électromagnétique avec un tel guide métallique pouvant contenir ou non des conducteurs.

En toute rigueur, ce problème relève de la théorie des antennes non filiformes, ce qui implique la résolution d'équations intégrales ou le recours à des méthodes d'éléments finis. Pour faciliter l'exploitation des modèles mis en oeuvre, nous avons préféré utiliser une autre approche qui consiste à assimiler le système à un ensemble de structures filiformes couplées entre elles. Cette méthode, encore, appelée approximation des fils fins, consiste par exemple à décrire la section droite d'un guide métallique au moyen de N conducteurs filiformes sur lesquels il est beaucoup plus facile de calculer la tension ou le courant induit par l'onde plane extérieure. Deux approches sont alors possibles. La première consiste à dire que la structure est de longueur infinie; on peut ainsi calculer le champ diffracté par cette structure et connaître par cette voie l'atténuation qu'elle peut produire dans son proche voisinage sur le champ électrique incident. La seconde approche consiste à traiter simultanément le guide et le conducteur qu'il contient et de faire intervenir la dimension longitudinale de cette structure complexe.

Si nous référençons un tel système à un plan de masse que nous choisissons parallèle à la structure, on peut confondre celle-ci avec un système de lignes couplées. Nous nous limiterons ici à des systèmes dont les dimensions transversales sont bien plus petites que la longueur de l'onde incidente et nous développerons une théorie simplifiée qui a l'énorme avantage par rapport à la précédente de faire apparaître la dimension longitudinale ainsi que les conditions d'extrémité imposées au conducteur et aux liaisons entre le guide métallique et le plan de référence.

Nous justifierons dans ce chapitre l'approximation des fils minces, appliquerons cette théorie au cas de structures infinies et étendrons ce concept au modèle des lignes couplées dont nous venons de signaler les avantages.

II) MODELISATION PAR DES ELEMENTS FILAIRES : THEORIE DES FILS MINCES

II.a) Calculs analytiques

La théorie de la diffraction des fils minces a été introduite par différents auteurs et notamment par Stratton [113] et Harrington [114]. Nous la reprendrons ici appliquée à N fils parallèles suivant le formalisme proposé par Stratton.

Dans le but de simplifier l'exposé, nous présenterons la démarche de calcul pour une lame de longueur infinie, de quelques dizaines de centimètres de largeur et de quelques millimètres d'épaisseur.

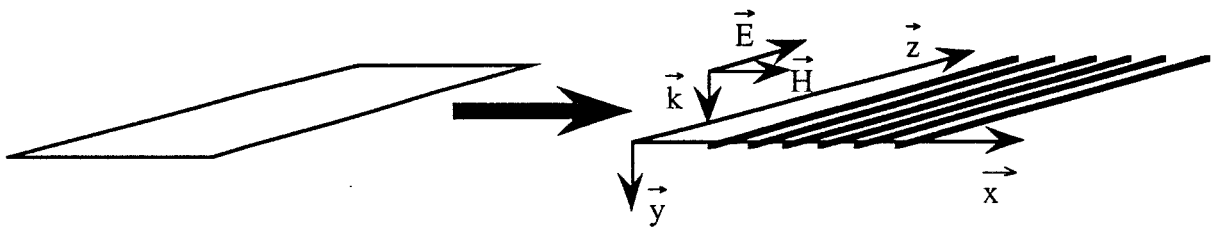


figure (II-1)

Un repère (o, x, y, z) est défini de telle sorte que oz soit parallèle aux fils, ox parallèle au plan contenant la lame et oy perpendiculaire à ce plan (figure (II-1)). L'onde plane incidente est telle que $E_z \neq 0$, $E_x = E_y = 0$ et $H_x \neq 0$ et $H_y = H_z = 0$ et se déplace suivant l'axe oy .

Si on considère un fil de repère "u" en particulier, on peut définir un repère qui lui est propre, figure (II-2).

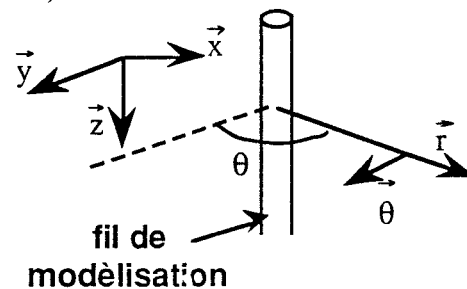


figure (II-2)

Dans ce repère, l'onde incidente a 3 composantes cylindriques E_{zu}^{inc} , H_{ou}^{inc} , H_{ru}^{inc} et induit à l'intérieur du fil, les champs E_{zu}^i , H_{ru}^i , H_{ou}^i .

Nous appellerons $E_{z nu}^e$, $H_{r nu}^e$, $H_{o nu}^e$ les champs rayonnés par le fil de repère "n" qui parviennent sur le fil de repère "u".

D'après Stratton [113-p41] quand les conductivités des milieux contigus sont finies, les composantes tangentielles des champs E et H sont continues sur l'interface entre les deux milieux : ce qui donne les équations (2-1) et (2-2)

$$E_{zu}^i = E_{zu}^{inc} + \sum_{n=1}^N E_{znu}^e \quad (2-1)$$

$$H_{\theta u}^i = H_{u\text{tg}}^{inc} + \left(\sum_{n=1}^N H_{\theta nu}^e \right) \text{tangenciel} \quad (2-2)$$

Par ailleurs les équations des ondes cylindriques pouvant se propager à l'intérieur et à l'extérieur du conducteur cylindrique sont : [113]

$$E_z^i = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [J_n(\lambda_1 r) a_n^i] F_n \quad (2-3)$$

$$H_r^i = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{n k_1^2}{\mu_1 \omega \lambda_1^2 r} J_n(\lambda_1 r) a_n^i \right] F_n \quad (2-4)$$

$$H_{\theta}^i = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{j k_1^2}{\mu_1 \omega \lambda_1} J'_n(\lambda_1 r) a_n^i \right] F_n \quad (2-5)$$

$$E_z^e = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [H_n^{(1)}(\lambda_2 r) a_n^e] \quad (2-6)$$

$$H_r^e = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{n k_2^2}{\mu_2 \omega \lambda_2^2 r} H_n^{(1)}(\lambda_2 r) a_n^e \right] F_n \quad (2-7)$$

$$H_{\theta}^e = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{j k_2^2}{\mu_2 \omega \lambda_2} H_n^{(1)'}(\lambda_2 r) a_n^e \right] F_n \quad (2-8)$$

avec J_n la fonction de Bessel d'ordre n
 $H_n^{(1)}$ la fonction de Hankel de première espèce d'ordre n
 J'_n la dérivée de J_n et $H_n^{(1)'}$ la dérivée de $H_n^{(1)}$

$$F_n = \exp(jn\theta + jhz - j\omega t)$$

a_n^i et a_n^e sont des coefficients à déterminer.

$$\lambda_1^2 = k_1^2 - h^2 \quad \lambda_2^2 = k_2^2 - h^2$$

h est un facteur de propagation suivant l'axe z. Il correspond à la propagation d'une onde de surface symétrique par rapport à l'axe du fil et dite "onde de Sommerfeld-Goubau", du nom des chercheurs qui les ont mises en évidence [124]. Si une gaine diélectrique entoure le conducteur, l'onde de surface a tendance à se confiner à l'intérieur du diélectrique. D'après [113] ces ondes sont produites par des sources à distances finies, ou dans des milieux comportant des discontinuités. Or, nous nous plaçons ici dans le cas d'ondes planes dont la source se trouve à une distance infinie, de plus, nous avons fait l'hypothèse que tous les conducteurs sont dans un milieu homogène qui est l'air. Dans ce cas, les ondes de surface ne sont pas excitées, h est égal à zéro et la propagation des ondes diffractées par les fils est purement radiale. Nous avons donc les relations :

$$\lambda_1 = k_1 \text{ et } \lambda_2 = k_2.$$

Le facteur de propagation s'exprime de façon générale par

$$k = (j\omega\mu\sigma + \omega^2\varepsilon\mu)^{1/2} \quad (2-9)$$

où μ , ε , σ sont la perméabilité magnétique, la permittivité diélectrique et la conductivité du milieu considéré.

D'autre part on admet dans un premier temps que l'espace entre conducteurs est grand devant le diamètre. Il en résulte que le courant induit dans le conducteur est peu influencé par les effets de proximité et qu'il est de ce fait peu dépendant de la variable angulaire θ ce qui revient à négliger dans l'expression générale du champ, les termes d'ordre supérieur à $n=0$.

La composante radiale du champ magnétique sera donc nulle.

On a par ailleurs:

$F_n = \exp(-j\omega t)$ (dans le souci d'alléger l'écriture, ce terme de dépendance temporelle sera omis dans les équations).

En tenant compte des propriétés mathématiques des fonctions de Bessel : $H_0^{(1)} = H_1^{(1)}$ et $J_0 = -J_1$. Les composantes tangentielles deviennent pour un fil de repère u :

$$E_{zu}^i = J_0(k_1\rho) a_{0u}^i \quad (2-10)$$

$$E_{zu}^e = H_0^{(1)}(k_2\rho) a_{0u}^e \quad (2-11)$$

$$H_{\theta u}^i = -\frac{j k_1}{\mu_1 \omega} J_1(k_1\rho) a_{0u}^i$$

$$H_{\theta u}^e = -\frac{j k_2}{\mu_2 \omega} H_1^{(1)}(k_2\rho) a_{0u}^e$$

$$\text{avec } k_1 = (j\omega\mu_1\sigma_1 + \omega^2\varepsilon_1\mu_1)^{1/2} = \lambda_1$$

Comme on considère un fil bon conducteur $\omega\mu_1\sigma_1 \gg \omega^2\varepsilon_1\mu_1$
d'où $k_1 = (j\omega\mu_1\sigma_1)^{1/2}$ (2-12)

$$k_2 = \omega(\mu_0\varepsilon_0)^{1/2} \quad (2-13)$$

En considérant que les dimensions transversales des chemins de câbles étudiés sont petites devant la longueur d'onde, on se place dans l'approximation d'un champ quasi-statique. La relation $k_2\rho \ll 1$ qui en découle permet de remplacer dans les équations les fonctions de Hankel par leur développement limité :

$$H_0^{(1)}(k_2\rho) = 1 + j\frac{2}{\pi} \left[\gamma + \ln\left(\frac{k_2\rho}{2}\right) \right] \quad (2-14)$$

$$H_1^{(1)}(k_2\rho) = -j\frac{1}{\pi} \left(\frac{2}{k_2\rho} \right) \quad (2-15)$$

Ces approximations autorisent l'application du théorème d'Ampère qui permet d'exprimer le champ magnétique rayonné par le fil de repère u en fonction du courant Iu qui circule dans ce même fil :

$$H_{\theta u}^e(\rho) = \frac{Iu}{2\pi\rho} \quad (2-16)$$

d'où la relation entre Iu et la constante a_{0u}^e introduite plus haut

$$a_{0u}^e = -\frac{\omega\mu_2}{4} Iu \quad (2-17)$$

Ce qui donne pour les champs rayonnés par le fil de repère "u" :

$$E_{zu}^e(\rho) = -\frac{\omega\mu_2}{4} \left[1 + j\frac{2}{\pi} \left[\gamma + \ln\left(\frac{k_2\rho}{2}\right) \right] \right] Iu \quad (2-18)$$

$$H_{\theta u}^e(\rho) = \frac{Iu}{2\pi\rho} \quad (2-19)$$

$$\text{On pose } g(\rho) = -\frac{\omega\mu_2}{4} \left[1 + j\frac{2}{\pi} \left[\gamma + \ln\left(\frac{k_2\rho}{2}\right) \right] \right] \quad (2-20)$$

$$\text{On a alors } E_{zu}^e(\rho) = g(\rho) Iu \quad (2-21)$$

On peut dès lors appliquer les conditions de continuité (2-1) et (2-2) sur un point de chaque fil. Nous choisissons le point A (fig (II-3)).

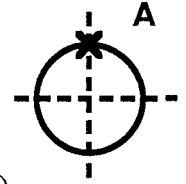


figure (II-3)

On appelle d_{nu} la distance entre le centre du fil n et le point A du fil u , et "a" le rayon des fils de modélisation.

En les associant aux équations (2-10) et aux équations (2-19) et (2-21), les équations de continuité (2-1) et (2-2) deviennent pour le fil de repère u :

$$J_0(k_1 a) a_{0u}^i = E_{zu}^{inc} + \sum_{n=1}^N g(\rho)(d_{nu}) I_n \quad (2-22)$$

$$-\frac{j k_1}{\mu_1 \omega} J_1(k_1 a) a_{0u}^i = H_{u\,tg}^{inc} - H_{tang} \quad (2-23)$$

avec

$$H_{tang} = \left[\sum_{n=1}^N \frac{I_n}{2\pi d_{nu}} \right] \text{tangential} \quad (2-24)$$

On en déduit

$$a_{0u}^i = (H_{tang} - H_{u\,tg}^{inc}) \frac{\mu_1 \omega}{j k_1 J_1(k_1 a)} \quad (2-25)$$

$$\frac{\mu_1 \omega}{k_1 j} \frac{J_0(k_1 a)}{J_1(k_1 a)} H_{tang} - \sum_{n=1}^N g(d_{nu}) I_n = E_{zu}^{inc} + H_{u\,tg}^{inc} \frac{\mu_1 \omega J_0(k_1 a)}{j k_1 J_1(k_1 a)} \quad (2-26)$$

Si on applique les mêmes conditions limites pour l'ensemble des N conducteurs, on obtient un système de N équations à N inconnues qui s'exprime :

$$\begin{bmatrix} m_{11} & \cdots & m_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ m_{N1} & \cdots & m_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{z1}^{inc} + A H_{1\,tg}^{inc} \\ \vdots \\ E_{zN}^{inc} + A H_{N\,tg}^{inc} \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

avec

$$A = \frac{\mu_1 \omega J_0(k_1 a)}{j k_1 J_1(k_1 a)} \quad (2-28)$$

$$m_{1p} = A \frac{\sin(\theta_{(1p)})}{2\pi d_{1p}} + g(d_{p1}) \quad (2-29)$$

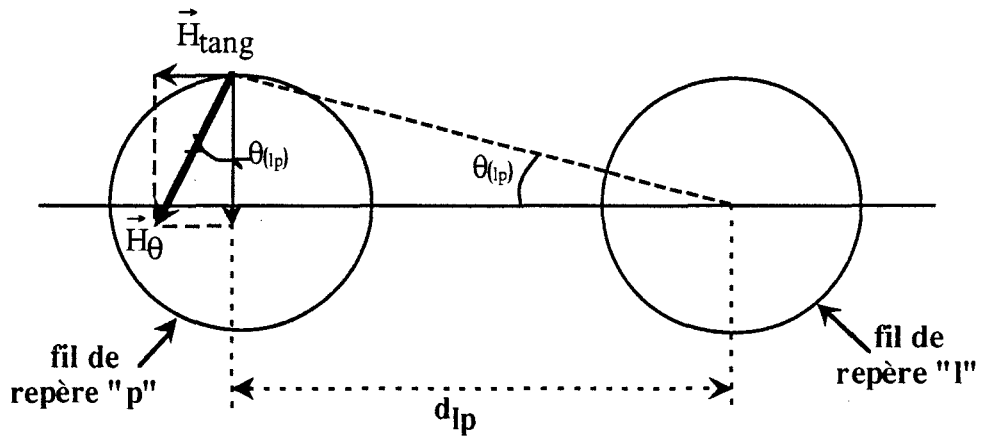


figure (II-4)

où $\theta_{(lp)}$ est l'angle entre la droite qui joint les centres des fils l et p et la droite qui joint le centre du fil "l" au point A du fil p.

La résolution du système (2-27) se fait sans problème particulier et fournit la valeur du courant dans chaque fil de modélisation. On considère alors que le courant total induit dans la structure est la somme des courants induits dans les fils de modélisation.

II.b) Application à une lame de largeur 20 cm et de longueur infinie

II.b.1) Evolution de la répartition du courant sur la lame en fonction de la fréquence

La planche(2-I) présente les résultats de calculs du courant induit, effectués à 3 fréquences (1 kHz, 10 kHz et 100 kHz), sur une lame de 20 cm de largeur, modélisée par 100 fils de diamètre 0,25 mm et de conductivité $\sigma = 10^{10}$. Cette conductivité n'est pas réaliste physiquement mais tend vers le cas d'une conductivité infinie qui n'est pas intégrable au modèle numérique. Les courbes des trois diagrammes représentent en ordonnée, les amplitudes des courants dans chacun des 100 fils de modélisation et en abscisse la distance entre les fils et le bord gauche de la lame.

Deux phénomènes caractéristiques sont mis en évidence : le courant induit décroît linéairement avec la fréquence de l'onde incidente et il a d'autant plus tendance à se confiner sur les bords de la lame que la fréquence augmente.

II.b.2) Influence du nombre de fils composant le modèle

Pour évaluer le nombre de fils nécessaires à la modélisation nous calculons le champ E_z total au dessus d'une lame de 20 cm de largeur.

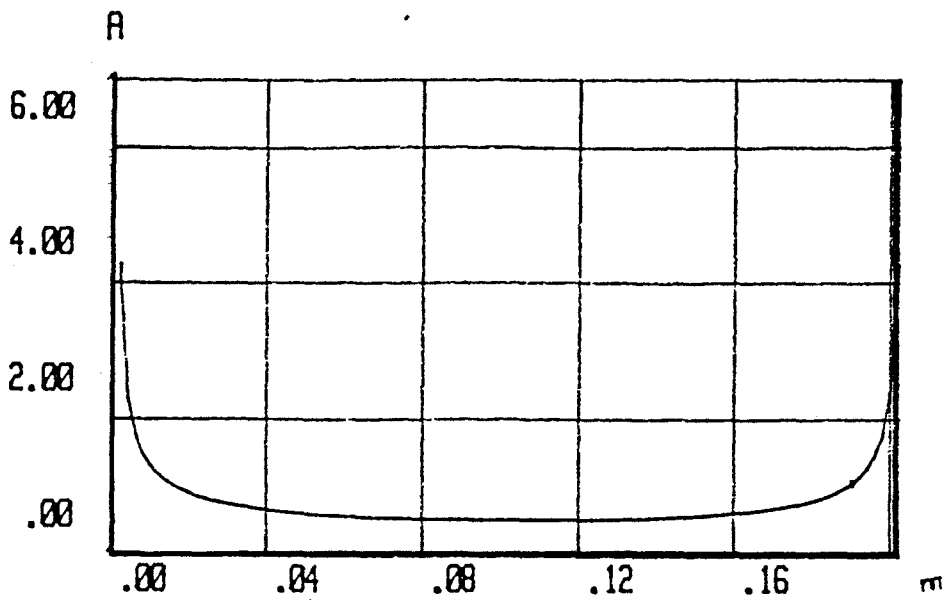
Dans un premier temps elle est modélisée par des fils de 2 mm de rayons. La figure(a) de la planche (2-II) montre que le champ électrique calculé converge pour un nombre de fils de l'ordre de 20.

Ensuite, la même lame est modélisée par des fils de 0,5 mm de rayon et la convergence se produit alors pour un nombre de fils de l'ordre de la cinquantaine.

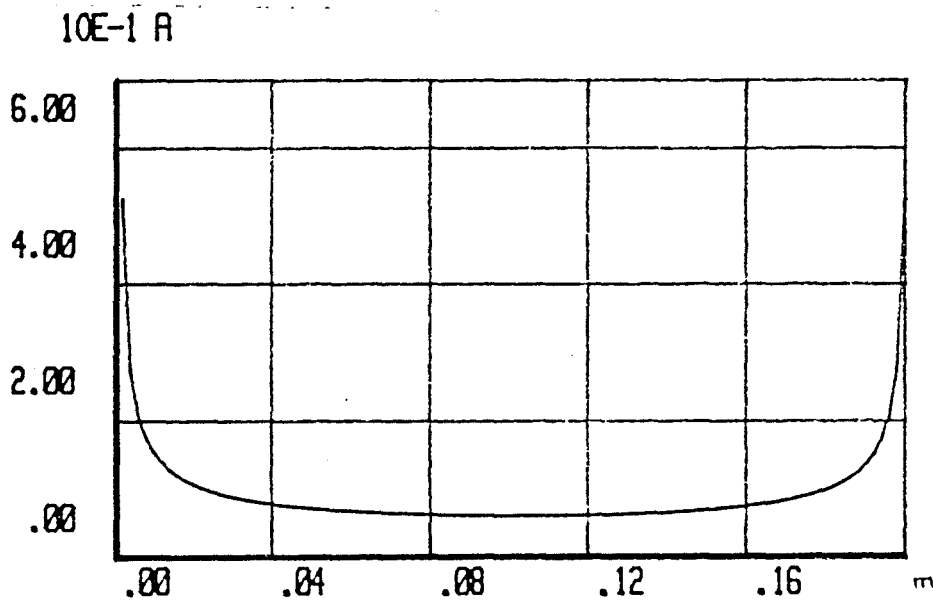
Ceci semble montrer que le rapport entre la distance inter-fils et le rayon de ceux-ci est déterminant pour la convergence du calcul.

Il est donc nécessaire de déterminer le rapport idéal entre ces deux quantités et le nombre minimal de fils de modélisation nécessaires pour que le calcul soit correct et optimisé.

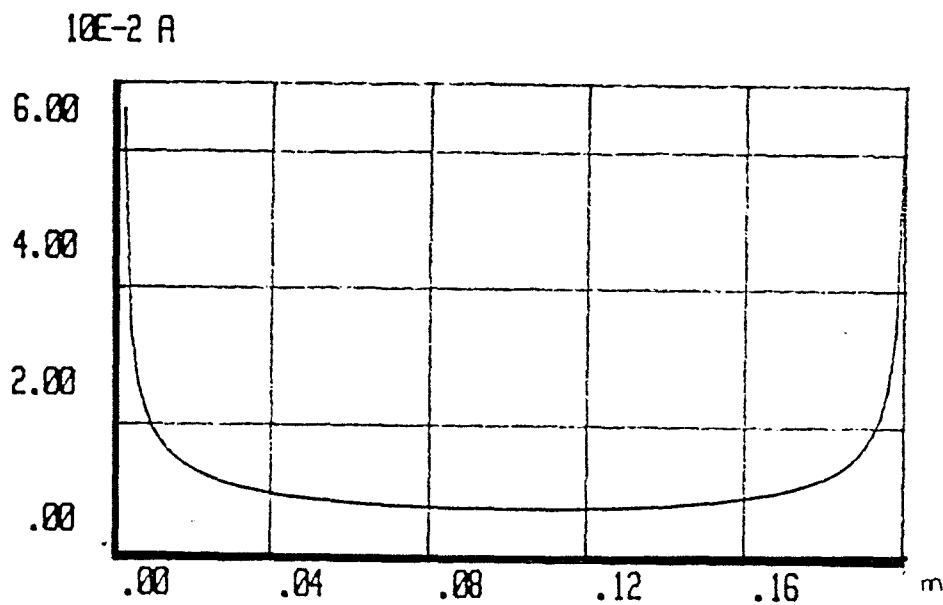
Par ailleurs, le fait que le calcul converge pour un nombre de fils déterminé ne prouve pas que la valeur vers laquelle tend le champ soit bonne. La mise en oeuvre d'une ou plusieurs méthodes de validation de cette modélisation s'impose donc.



F = 1kHz



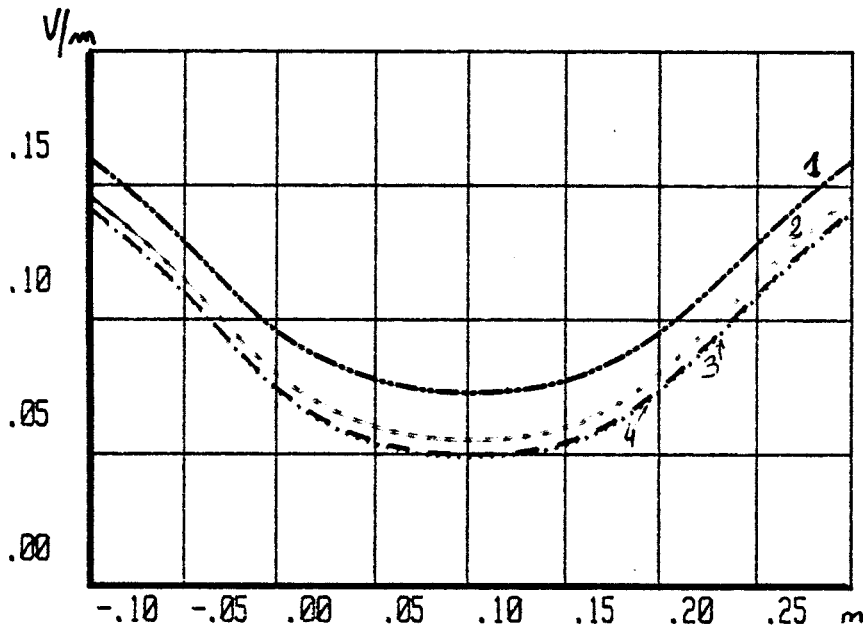
10 kHz



F = 100 kHz

Calcul de la répartition du courant induit sur une lame de conductivité $\sigma = 10^{10}$, de largeur 20 cm modélisée par 100 fils de diamètre 0,25 mm

figure(a)

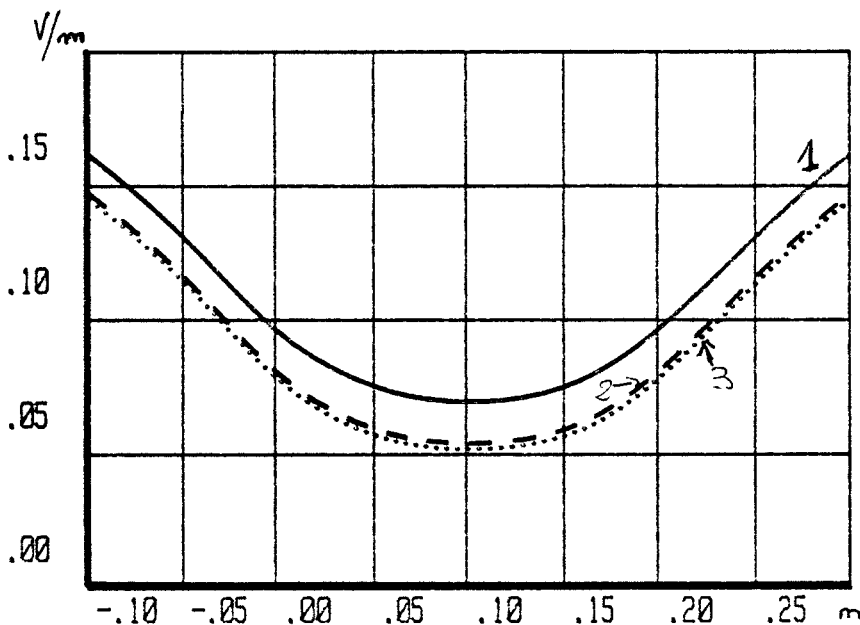


rayon des fils :
2 mm

nombre de fils de
modélisation:

- 1 : 5 filaments
- 2 : 10 filaments
- 3 : 20 filaments
- 4 : 30 filaments

figure(b)



rayon des fils :
0,5 mm

nombre de fils de
modélisation:

- 1 : 10 filaments
- 2 : 30 filaments
- 3 : 50 filaments

champ électrique rayonné, calculé à 5 cm au dessus de la lame de 20 cm de largeur modélisée successivement par des fils de différents diamètres .

planche(2-II)

II.b.3) Méthodes de validation

Une validation possible consiste par exemple à calculer le champ diffracté ou le courant induit par le modèle mis au point dans le cas d'une structure de forme canonique pour laquelle on peut évaluer ces quantités par ailleurs.

Nous proposons de considérer un tube métallique de faible épaisseur dont nous supposons la conductivité infinie.

Le champ électrique au centre d'une telle structure est nul en théorie ce qui rend la comparaison aisée. Le courant total induit est calculé d'une part en considérant la structure comme un seul conducteur et d'autre part en la modélisant par un certain nombre de conducteurs de petit diamètre.

Une autre validation consiste à calculer une impédance de transfert entre la lame et un fil placé en son milieu et de longueur 1m . En basse fréquence cette impédance de transfert tend vers la résistance en courant continu de la lame qu'il est aisé de déterminer.

La comparaison entre une valeur de référence et une valeur obtenue par la modélisation va nous permettre également d'établir un rapport optimal entre le diamètre et l'espacement des fils de modélisation.

II.b3.1) Modélisation d'un tube de 1 cm de diamètre

Le tube modélisé a un rayon de 1 cm . (Figure (II-5)) La fréquence de l'onde incidente vaut 1 MHz , le champ électrique incident est normalisé à 1 V/m , le nombre des fils de modélisation est fixé à 20 et on fait varier le rayon de ces fils de 1 mm à $0,1\text{ mm}$.

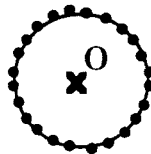


figure (II-5)

La figure(a) de la planche(2-III) présente le pourcentage d'écart entre les valeurs du courant induit en fonction du rayon des fils, calculées en modélisant par 20 fils et celles calculées en ne considérant qu'un seul conducteur. La figure(b) permet de visualiser le champ électrique au point O obtenu par la modélisation.

Le minimum d'écart entre les valeurs de référence et celles fournies par le modèle est trouvé pour un rayon compris entre $0,5$ et $0,7\text{ mm}$ ce qui correspond à un rapport distance entre fil sur rayon compris entre $4,5$ et $6,2$.

Dans un deuxième temps on calcule les mêmes quantités quand le rayon des fils de modélisation est fixé à 0,5 mm et que le nombre des fils varie (planche(2-III) figures (c) et (d)).

Le rapport distance/rayon qui donne les meilleurs résultats est compris également entre 4,5 et 6,2.

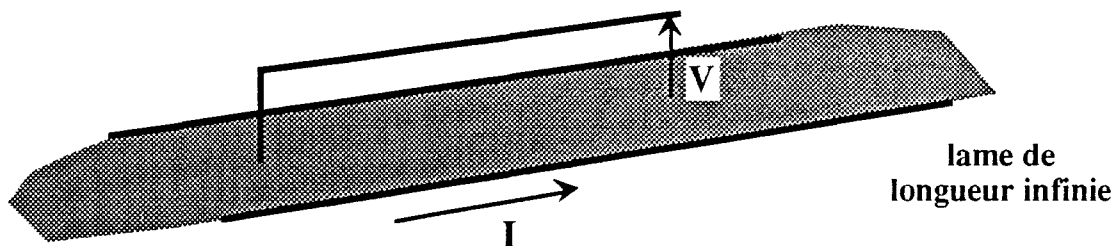
Pour chacune des courbes, on constate que, dans un premier temps, la diminution du rapport distance rayon, améliore la précision du calcul du fait qu'on se rapproche de la réalité physique. Dans un second temps, la diminution de ce rapport dépasse les limites d'application du modèle et la précision du calcul se dégrade.

On constate sur les courbes présentées que l'écart entre les valeurs de référence et celles obtenues grâce à la modélisation est très faible et on peut considérer que ces résultats valident le modèle.

On peut aussi conclure que le rapport entre distance et rayon des fils de modélisation doit être de l'ordre de 5 pour minimiser l'erreur commise.

II b.3.2) Impédance de transfert d'une lame

Comme nous le verrons, le concept d'impédance de transfert d'une lame ou d'une goulotte est à utiliser avec précaution si bien que nous nommerons pour l'instant impédance de transfert, le résultat rapport V/I (fig(II-6)) V étant la tension qui apparaît à l'extrémité d'un conducteur de longueur l m placé à une certaine hauteur de la lame et en son milieu, et I , le courant total qui circule dans cette lame.



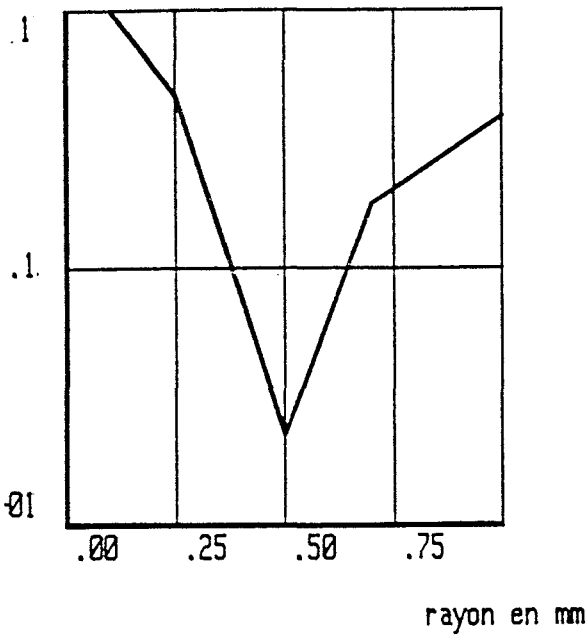
figure(II-6)

II b.3.2.α) Calcul

Le principe de calcul est donné par la référence [45] et se base sur l'équivalence entre l'intégration du champ électrique le long du contour formé par le fil et la structure métallique et le flux à travers la surface qu'il définit.

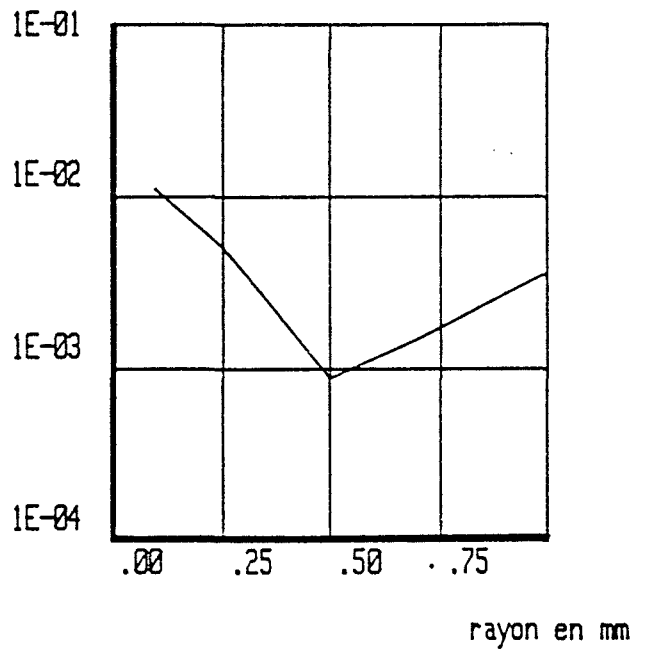
$$\int E dl = - \frac{\partial}{\partial t} \int_s B ds = - \frac{\partial}{\partial t} \int \mu_0 H ds \quad (2-30)$$

ΔI en pourcentage



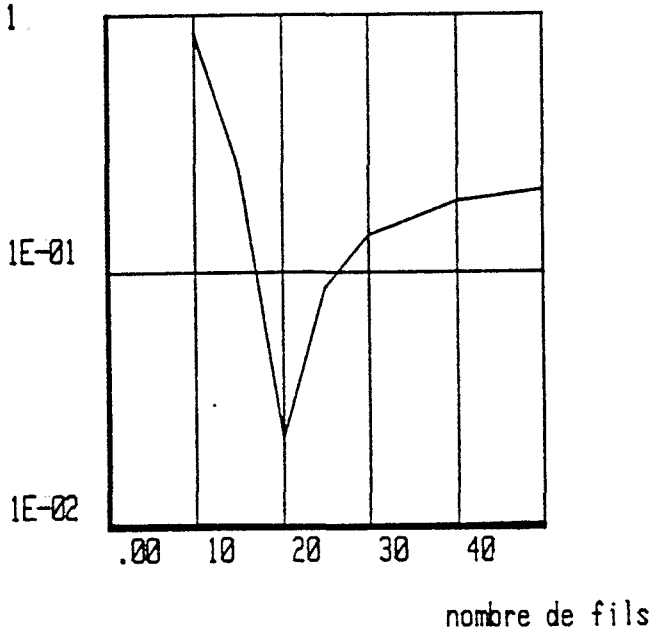
écart sur le courant total
figure(a)

E en V/m



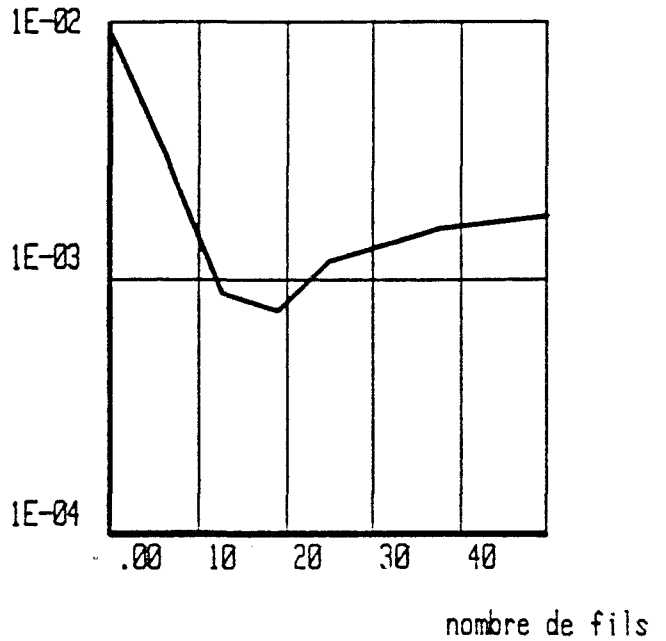
champ électrique au centre
figure(b)

ΔI en pourcentage



écart sur le courant total
figure(c)

E en V/m



champ électrique au centre
figure(d)

influence du rayon des fils de modélisation sur le courant total
dans le câble et sur le champ électrique en son centre (fig(a) et (b))
influence du nombre de fils de modélisation (fig(c) et (d))
planche(2-III)



figure(II-7)

En utilisant les notations de la figure(II-7) l'équation (2-30) devient:

$$\int_1^2 \text{Edl} + \int_2^4 \text{Edl} + \int_4^1 \text{Edl} = -j\omega \mu_0 \iint_S \text{Hds} \quad (2-31)$$

On suppose que le champ E est nul sur le chemin d'intégration entre le point (2) et le point (4) qui correspond à l'intérieur du conducteur. Il reste donc que :

$$V = - \int_1^2 \text{Edl} = j\omega \mu_0 \iint_S \text{Hds} + \int_4^1 \text{Edl} \quad (2-32)$$

L'annexe (A-I) donne le détail des calculs qui permettent d'évaluer ces intégrales à partir du courant induit calculé en modélisant la lame par N fils parallèles.

II.b.3.2.β) Application à une lame de largeur 20 cm

Nous appliquons ce calcul à une lame de 2 mm d'épaisseur et de largeur 20 cm. Le diamètre des fils de modélisation est choisi égal à l'épaisseur de la lame. Il faut donc imposer aux fils de modélisation une résistivité telle que la résistance en courant continu des fils soit la même que celle de la lame de façon à ce que les résultats en basses fréquences soient cohérents avec la réalité physique.

Dans ces conditions, on calcule l'impédance de transfert pour une lame modélisée successivement avec dix (courbe (1) planche (2-IV)), trente (courbe 2) et cinquante fils (courbe 3) et on compare avec l'impédance de transfert calculée à l'université de Eindhoven (courbe 4).

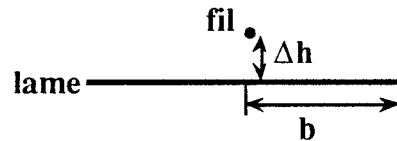
Dans ce dernier cas, le calcul est effectué sur le même principe que celui décrit, mais les champs sont calculés à partir d'un code 2D basé sur la méthode des moments.

On constate que les modélisations effectuées avec 30 et 50 fils donnent des courbes proches de celle qui nous sert de référence (courbe(4)). Trente fils régulièrement espacés sur 20 cm donnent un rapport distance/rayon de 6,6 et cinquante, un rapport 4,1.

On retrouve le même rapport optimal que celui déduit de la modélisation du tube de gros diamètre, et cette comparaison accrédite la méthode de modélisation de la lame.

Par ailleurs, la référence [44] donne une approximation pour calculer l'impédance de transfert de la lame en haute fréquence dans le cas où la hauteur Δh est petite devant la largeur de la lame et où le fil est placé au-dessus du milieu de la lame.

$$Z_t = j \frac{1}{2\pi b} \omega \mu_0 \Delta h \quad (2-33)$$

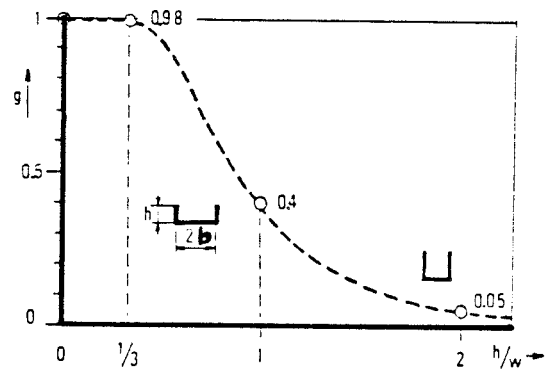


Avec cette approximation, on trouve à la fréquence de 1 MHz, pour une lame de 20 cm de largeur une impédance de transfert d'amplitude $3,7 \cdot 10^{-2} \Omega/m$ dans le cas où le fil est placé à 3 mm de la lame.

Ceci correspond au résultat de la modélisation que nous avons effectuée. Pour une structure en forme de "U", la même référence indique que l'impédance de transfert est donnée par la formule

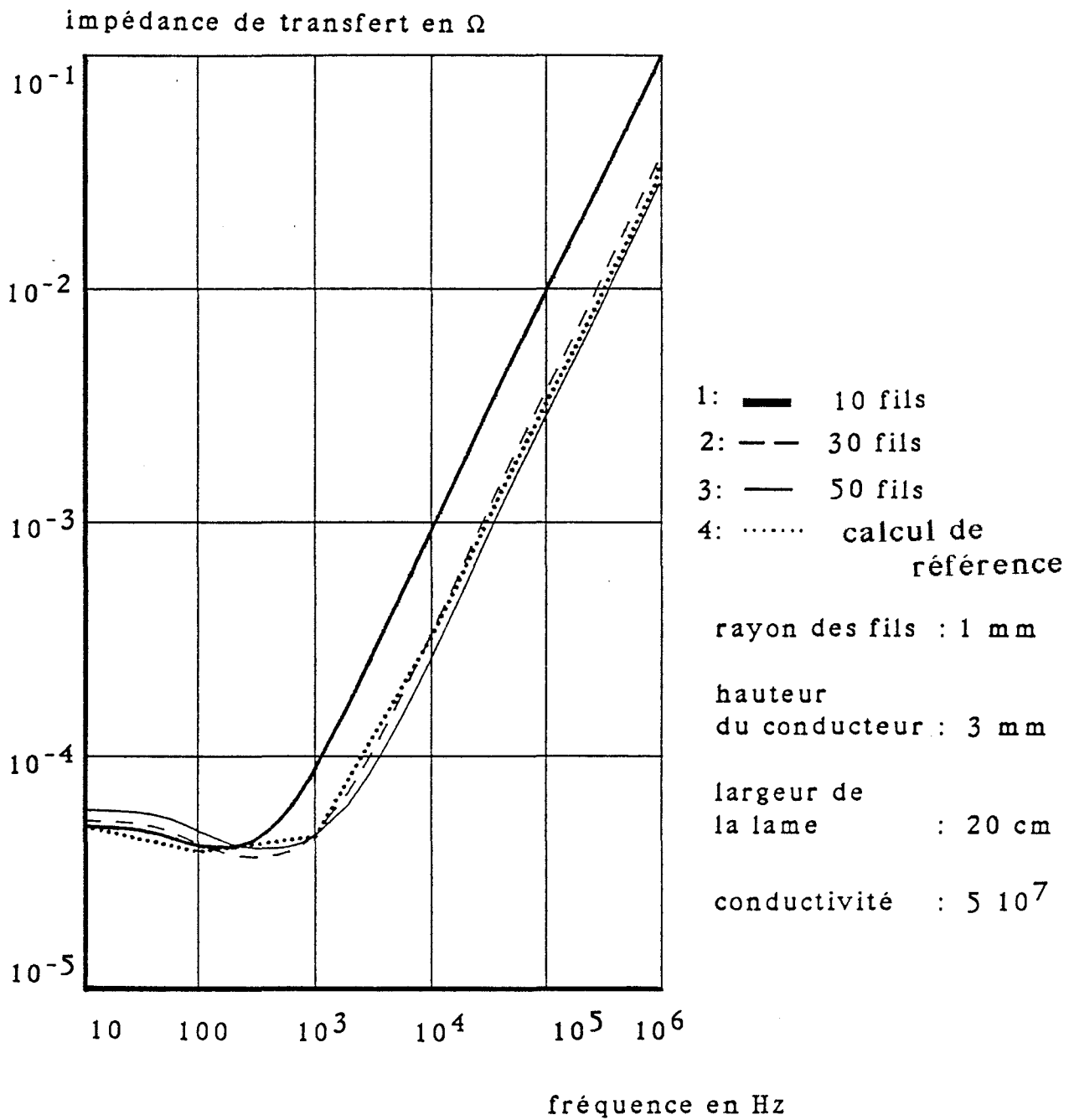
$$Z_t = g j \frac{1}{2\pi b} \omega \mu_0 \Delta h \quad (2-34)$$

où "g" est un facteur de forme établi par un calcul numérique. Ce facteur dépend du rapport entre la hauteur "h" du bord de la goulotte et sa largeur 2b. Il est donné par la courbe de la figure (II-8).



figure(II-8)

On dispose ainsi d'une référence fort utile pour la mise au point du modèle et sa validation dans le cas de chemins de câbles en forme de "U".



Impédance de transfert entre la lame et un conducteur posé en son milieu

II.c) Modélisation de la structure en forme de "U"

II.c.1) Répartition transversale du courant

Le calcul se fait en utilisant le même principe que celui qui permet de déterminer le courant induit dans la lame.

La figure(II-10) présente le courant dans les fils de modélisation qui sont numérotés de 1 à N comme le montre la figure (II.9).

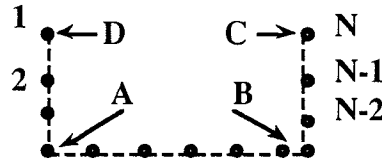
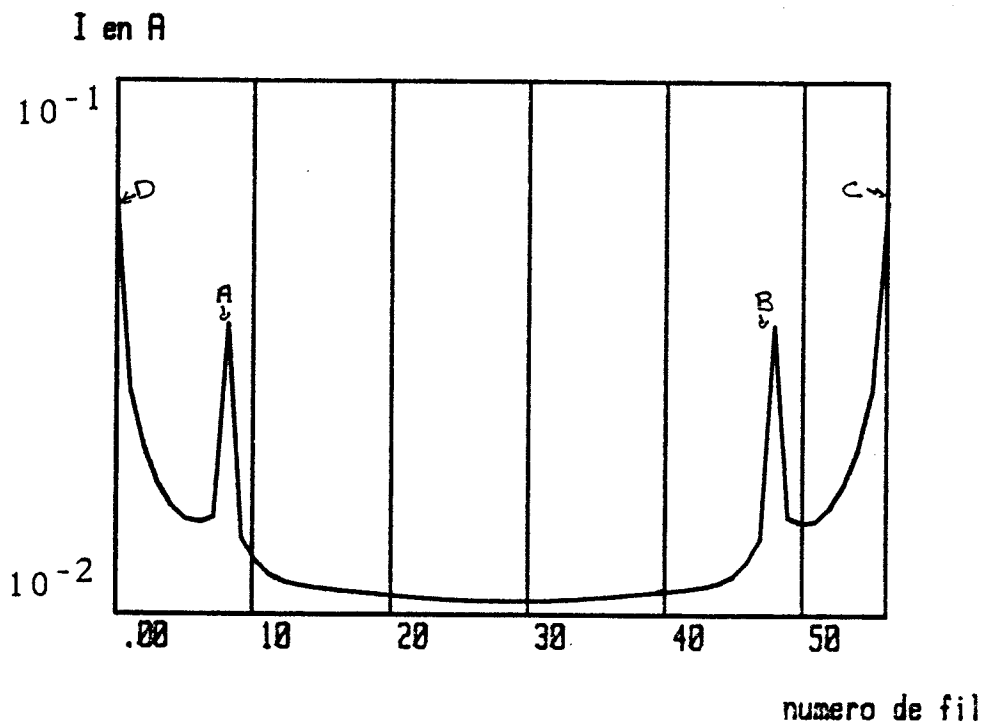


Figure (II.9)

Nous avons pris ici N égal à 56; le champ électrique incident est normalisé à 1 V/m, la conductivité est de 10^9 s/m et la fréquence de 100 kHz .

Dans ces conditions, le courant passe par un maximum au niveau des points anguleux A et B et aux extrémités C et D. Le courant total est du même ordre que celui induit sur une lame de même largeur.



figure(II-10) Répartition transversale du courant sur une structure en forme de U

II.c.2) Champs diffractés par une structure en "U"

La compréhension des modes de couplages entre les chemins de câbles et les câbles qu'ils contiennent passe par une bonne connaissance des champs rayonnés par la structure métallique. La planche (2-V) présente les champs H_x , H_y et E_z calculés à 5 mm en dessous du chemin de câble et 5 mm au dessus . Cette structure a une largeur de 20 cm et des bords hauts de 4 cm, par ailleurs la fréquence de l'onde incidente est de 10 kHz.

Le champ H_x tend vers zéro à l'intérieur de la goulotte au niveau de l'angle entre le bord et le fond de la structure alors qu'il est maximal à l'extérieur. La modélisation par les fils fins permet de bien comprendre ce phénomène. Près du sommet de l'angle, la répartition de courant est à peu près équivalente dans les deux éléments métalliques perpendiculaires qui forment le dièdre, le courant qui circule dans les fils de modélisation est le même pour les deux éléments et les champs qu'ils rayonnent s'ajoutent vectoriellement à l'extérieur du dièdre alors qu'ils se retranchent à l'intérieur (figure (II.11)).

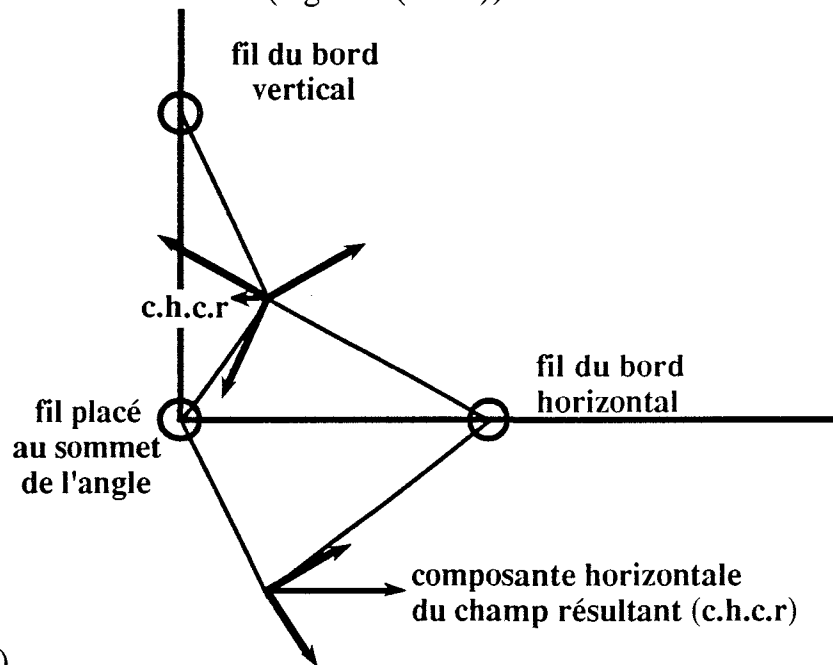
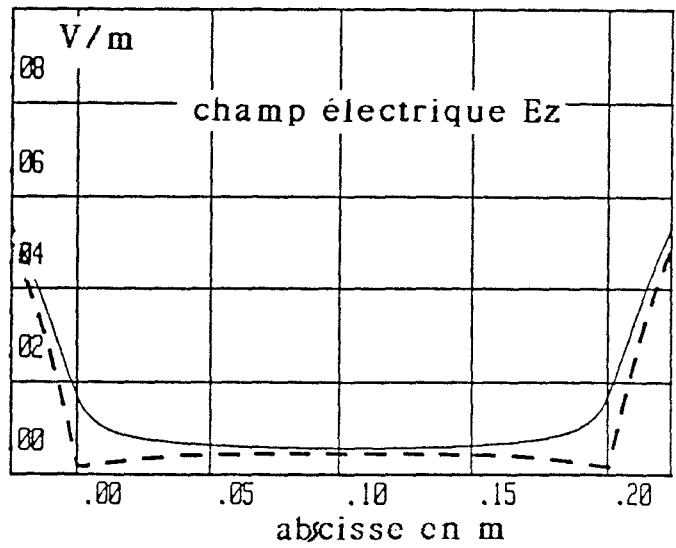
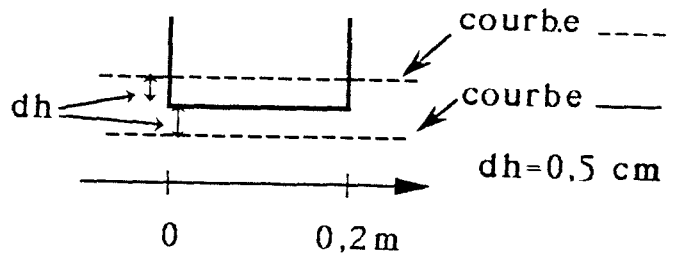
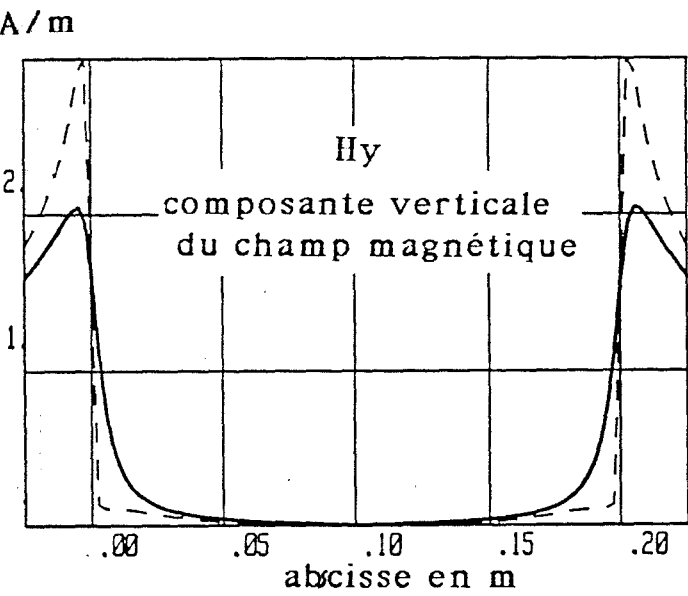
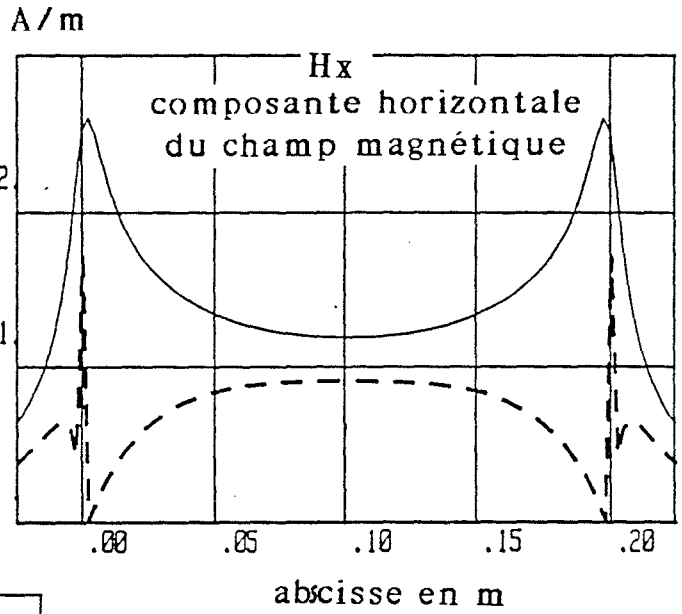


Figure (II.11)

Le champ H_y est quasiment nul à l'intérieur de la structure et à l'extérieur sous le fond. Il n'atteint des valeurs significatives qu'à l'extérieur des bords. Ceci s'explique par les constructions vectorielles de la figure (II.12).



champs rayonnés par le chemin de cables

planche (2-V)

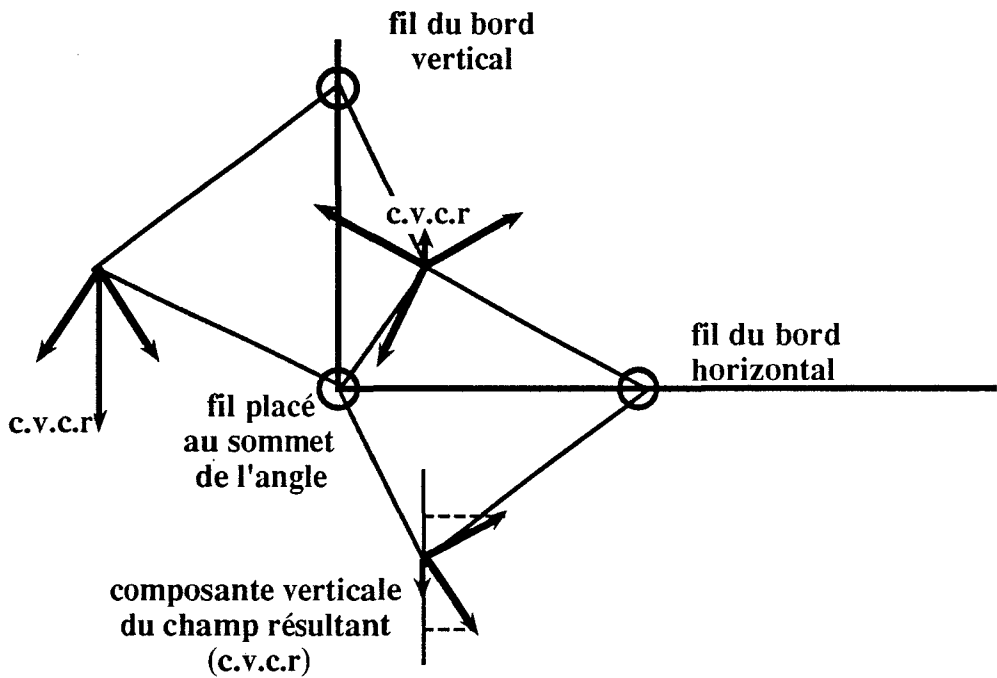
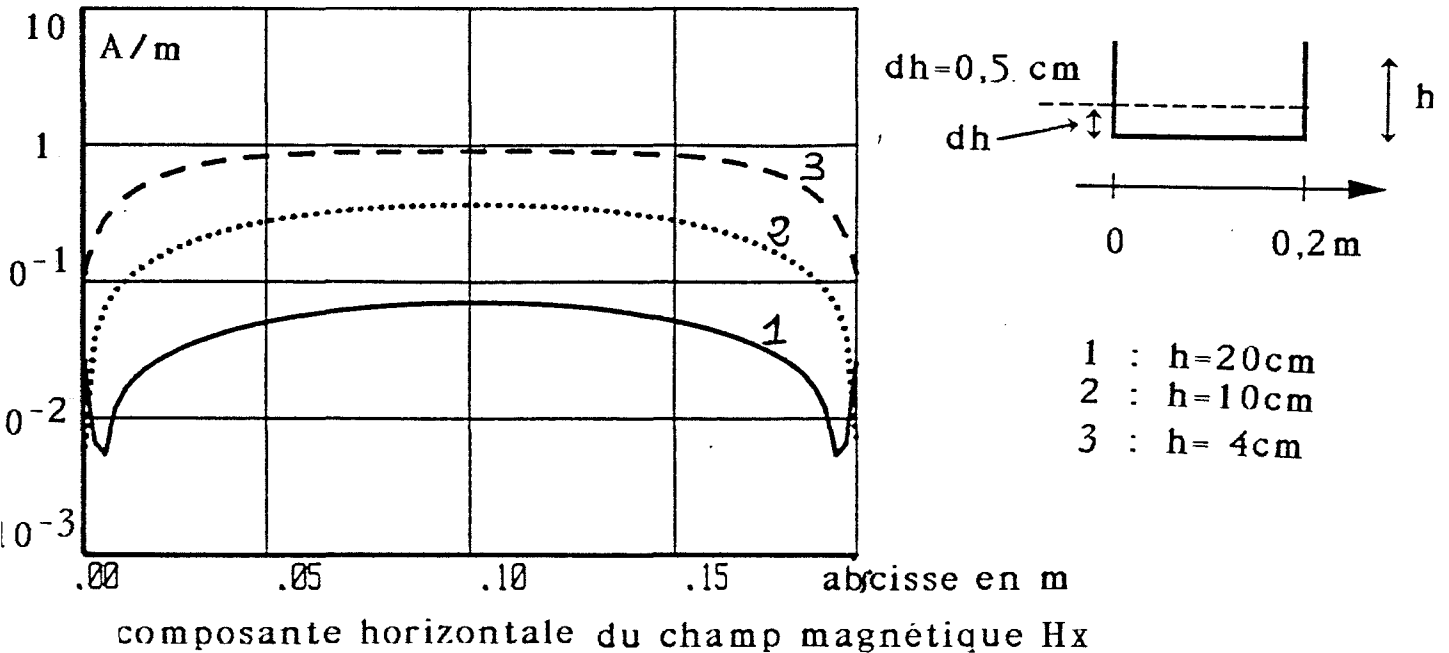


Figure (II.12)

Le champ E_z est quant à lui à peu près égal à l'intérieur et à l'extérieur de la structure et très faible dans les deux cas.

La figure(II-13) met en évidence que l'amplitude du champ H_x à l'intérieur de la structure décroît rapidement quand la hauteur des bords augmente (plus d'un facteur 10 quand la hauteur passe de 4 à 20 cm).



figure(II-13)

II.d) Conclusion

Nous avons montré en modélisant un tube métallique que la modélisation par des fils infinis permet de calculer le courant induit dans la structure métallique avec une bonne précision. Le calcul d'une impédance de transfert par cette modélisation et par une autre méthode est venu apporter un deuxième élément de validation et a permis d'établir un critère pour choisir le rapport entre l'espacement et le rayon des fils de modélisation.

Nous avons mis en évidence que la répartition transversale du courant sur la structure n'est pas uniforme. L'impédance de transfert d'un câble placé sur la structure variera donc selon son abscisse. C'est pour cela qu'on ne peut pas en toute rigueur parler d'impédance de transfert de la structure en général. Il est nécessaire de préciser la disposition du conducteur par rapport au chemin de câbles.

Nous avons pu ensuite évaluer les champs rayonnés par une goulotte en forme de "U", comprendre pourquoi le champ H_y à l'intérieur de la goulotte est d'amplitude très faible, établir que H_x est d'autant plus faible que les bords sont hauts et constater que E_z est très faible près des éléments métalliques.

Une telle modélisation nous permet donc de comprendre le comportement électromagnétique des structures, en particulier elle permet de traiter le cas où la longueur de celle-ci est beaucoup plus grande que la longueur de l'onde incidente et où il n'y a pas de plan conducteur à proximité. Toutefois une telle démarche a les inconvénients d'être difficilement vérifiable expérimentalement et de ne représenter que partiellement la réalité physique.

En effet, dans la majorité des cas, les chemins de câbles sont de longueur finie, bien plus petite que la longueur d'onde et sont placés près d'un mur ou d'un sol qui vont se comporter comme des plans conducteurs.

C'est cette configuration plus réaliste que nous allons modéliser maintenant en utilisant la théorie des lignes de transmissions.

III) Modélisation par des éléments filaires : théorie des lignes de transmission [15][56]

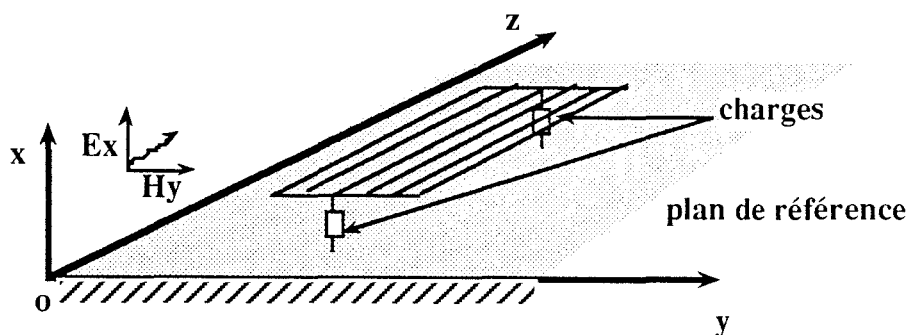
III.a) Les hypothèses de base

Nous allons considérer ici des structures de 3 à 5 m de longueur placées à quelques dizaines de centimètres du plan de masse infiniment conducteur, illuminées par une onde électromagnétique plane de fréquence inférieure à 10 MHz. Nous nous plaçons ainsi dans le cas où l'approximation TEM est possible, et même si le calcul analytique présenté sera tout à fait général, les applications que nous en ferons se limiteront à la bande de fréquence où n'apparaissent pas encore les phénomènes de propagation longitudinale. En effet, notre but ici est de déterminer le courant induit dans la structure métallique puis d'étudier le cas où l'on place un ou plusieurs câbles à l'intérieur. Le fait de ne pas prendre en compte les phénomènes de propagation facilitera l'interprétation des résultats observés surtout si les configurations géométriques sont complexes. La propagation sera abordée dans les chapitres (IV) et (V) quand nous traiterons la réponse des structures dans le domaine temporel. Par ailleurs, par souci de réalisme physique, il nous apparaît bon de prendre en compte des structures de conductivité finie.

III.b) Application de la théorie des lignes de transmission

Comme pour la théorie des fils infinis nous allons présenter la démarche de calcul pour le cas de la modélisation de la lame en soulignant que celle-ci s'applique sans difficulté à des structures plus complexes.

La lame est donc modélisée par N fils parallèles placés au-dessus du plan de référence comme le montre la figure(III.1).



figure(III-1)

Elle peut être reliée à ses extrémités à des impédances de charge. L'onde incidente arrive parallèlement au plan de référence et aux fils ce qui correspond à un couplage dit hybride parce qu'il fait intervenir à la fois un couplage par le champ magnétique H_y et le champ électrique E_x . Le choix de ce couplage vient essentiellement du fait que c'est ce type de champs qui sont produits par les simulateurs expérimentaux.

Dans ces conditions, la théorie des lignes couplées permet d'exprimer les courants et tensions rapportés sur chaque conducteur par le système matriciel suivant

$$\left(-\frac{dV}{dz}\right) = (Z)(I) - (\epsilon) \quad (2-35)$$

$$\left(-\frac{dI}{dz}\right) = (Y)(V) - (\zeta) \quad (2-36)$$

$(V(z))$ est la matrice colonne des tensions où chaque élément représente la tension sur un conducteur référencé au plan de masse.

$(I(z))$ est la matrice colonne des courants où chaque élément représente le courant circulant dans le conducteur correspondant.

(Z) et (Y) sont les matrices impédance et admittance du système. En tenant compte des résistances des conducteurs, on a :

$$(Z) = j(L)\omega + (R) \quad (2-37)$$

$$(Y) = j(C)\omega \quad (2-38)$$

où : ω est la pulsation du signal

(L) et (C) sont les matrices inductance et capacité associées aux conducteurs. (R) est la matrice des résistances linéiques des conducteurs.

Si $(R) = (0)$ le produit $(Z)(Y)$ est diagonal et égal à $\gamma^2(1)$ où (1) est la matrice unité et γ la constante de propagation du milieu définie comme égale à $j\frac{\omega}{c}\sqrt{\epsilon_r}$. Dans notre cas, nous considérons des conducteurs dans l'air donc $\gamma_0 = j\frac{\omega}{c}$.

Les éléments de la matrice (L) se calculent comme suit [56] :

$$l_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{\sqrt{D_{ij}^2 + (h_i + h_j)^2}}{\sqrt{D_{ij}^2 + (h_i - h_j)^2}} \right] \quad (2-39)$$

$$l_{ii} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{4 h_i}{d_i} \right] \quad (2-40)$$

d_i est le diamètre du fil i

La matrice (C) se déduit de l'inversion de la matrice L.

Les matrices $(E(z))$ et $(\zeta(z))$ sont respectivement les matrices sources en tension et courant. Leur calcul a été récemment détaillé par C. Poudroux [116] et d'autres auteurs, si bien que nous n'en reprendrons ici que le résultat.

Les termes de la matrices $(E(z))$, E_j , ont pour valeur

$$E_j = j\omega \int_0^{h_j} B_y dx \quad (2-41)$$

et ceux de la matrice $(\zeta(z))$:

$$(\zeta(z)) = -j\omega (C) \left(\int_0^{h_j} E_x(x,z) dx \right) \quad (2-42)$$

(E_x correspond au champ incident plus le champ réfléchi par le plan; de même pour B_y)

En dérivant l'équation (2-36) par rapport à z et en la combinant avec l'équation (2-35) on obtient l'équation (2-43).

$$\left(\frac{d^2 I}{dz^2} \right) - (Y)(Z)(I) = (S) \quad (2-43)$$

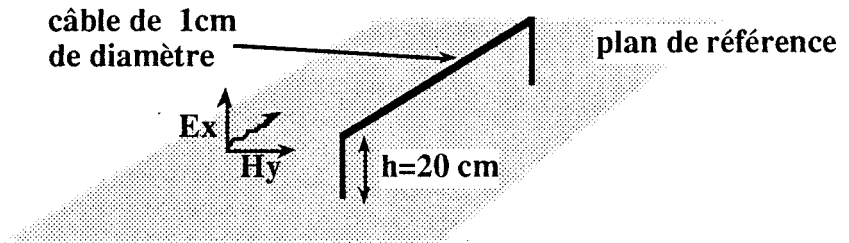
avec

$$(S) = -(Y)(\varepsilon) + \left(\frac{d\zeta}{dz} \right) \quad (2-44)$$

En général, le produit $(Y)(Z)$ n'est pas diagonal et la résolution de l'équation différentielle se fait en passant dans la base constituée des vecteurs propres de la matrice produit $A = (Y)(Z)$. Ce développement de calcul est détaillé en [116] et nous en donnons les principales étapes en annexe.(A-II)

III.c) Application à un câble de gros diamètre

Dans le but de valider cette démarche analytique, nous proposons la modélisation du courant induit dans un câble de 1 cm de diamètre en fonction de la résistance linéique de celui-ci. La fréquence est de 10 kHz et nous faisons varier cette résistance de 1 mΩ/m à 100 Ω/m. Cette deuxième valeur n'est pas très réaliste physiquement mais ne pose pas de problème pour la validation théorique. Le résultat de la modélisation est comparé à celui obtenu directement pour le câble par un calcul de flux.



figure(III-2)

La force électromotrice induite dans la boucle formée par le câble et le plan de masse (figure (III.2)) est donnée par la relation (2-45) si on raisonne en régime quasi-statique:

$$e = \int_C \vec{E}_x \cdot \vec{dl} = - \frac{d}{dt} \left(\mu_0 \int_S \vec{H}_y \cdot \vec{dS} \right) = - \frac{d\phi}{dt} \quad (2-45)$$

ϕ étant le flux du magnétique à travers la surface S de la boucle et C le contour de cette boucle.

$$\phi = \mu H_0 h l \quad l \text{ est prise égal à } 1 \text{ m d'où}$$

$$e = -j\omega \mu_0 H h \quad (2-46)$$

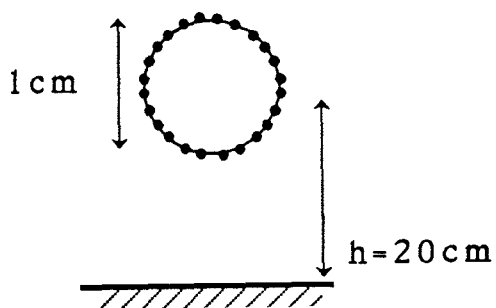
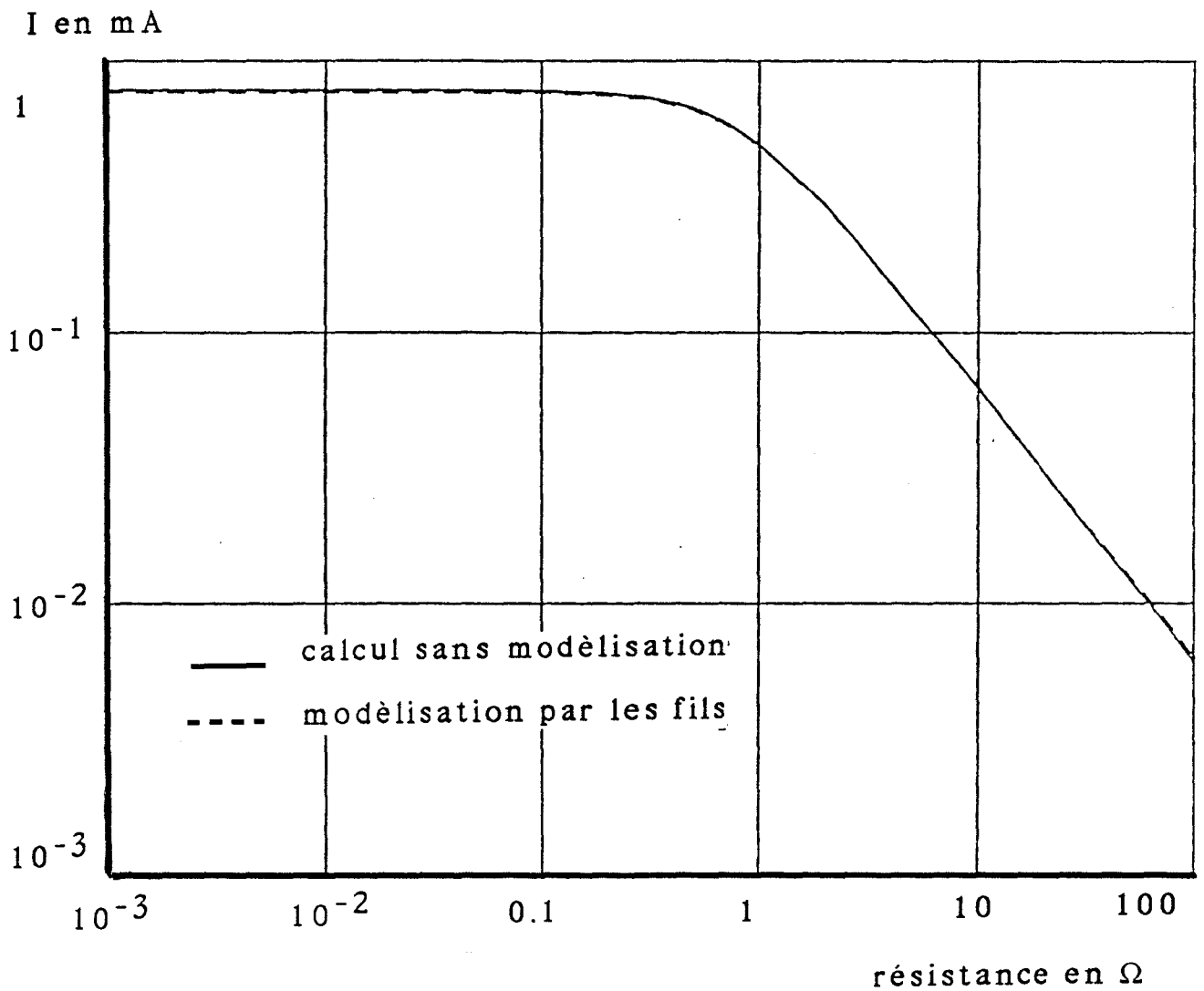
Le courant I dans le câble est donné par la relation

$I = \frac{e}{z} = \frac{e}{R + jL\omega}$ où R est la résistance du câble et L son inductance par rapport au plan de masse donnée par la relation (2-40).

$$I = - \frac{j\omega \mu_0 H h}{R + jL\omega} \quad (2-47) \quad L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{4h}{d} \quad (2-40)$$

et d = diamètre du câble.

Ce courant I apparaît en trait plein sur la planche (2-VI) et on constate qu'il est égal à celui obtenu par modélisation, en trait discontinu, sur la même planche.



nombre de fils de
 modélisation = 15
 rayon des fils : 1 mm
 champ E incident 1 V/m
 fréquence = 10 kHz

Courant total induit dans un câble modélisé par 15 fils
 en fonction de sa résistance

III.d) Modélisation du courant induit sur la lame

Les résultats du calcul du courant induit dans une lame de 20 cm de large placée à 20 cm du plan de référence en opérant une modélisation par 50 fils parallèles de 1 mm de rayon sont donnés sur la figure (a) de la planche (2-VII) pour trois résistances de la lame 1, 10 et 100 mΩ.

Si nous voulons comparer ces résultats à un calcul approximatif utilisant la formule (2-47) établie pour le câble, la difficulté réside dans le calcul de l'inductance L de la lame. F. Gardiol [117] propose 2 formules qui s'appliquent à des lignes *microstrip* baignant dans un milieu homogène de permittivité diélectrique ϵ_c , suivant que le rapport largeur sur hauteur est plus grand ou plus petit que 1.

$$Z_c \equiv \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_c}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2-48)$$

$$Z_c \equiv \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_c}} \left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right)^{-1} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (2-49)$$

avec w la largeur de la lame, h sa hauteur par rapport au plan de référence et Z_0 l'impédance caractéristique du vide ($Z_0 = 120\pi$).

Dans notre cas $w/h = 1$ nous utiliserons (2-48) avec $\epsilon_c = 1$ puisque le milieu ambiant est l'air. Par ailleurs $Z_c = Lv$ (avec v la vitesse de la lumière).

$$\text{On déduit } L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \text{ soit } L = 422 \text{ nH} \quad (2-50)$$

La figure (b) de la planche (2-VII) représente le courant induit dans la lame calculé dans les mêmes conditions que pour la figure (a) de cette planche. Les courbes des deux figures concordent parfaitement, ce qui valide la modélisation effectuée et ce qui nous permet d'envisager le cas où on place un conducteur sur la lame.

III.e) Calcul du courant induit sur un conducteur placé sur un chemin de câbles

III.e.1) Introduction

A ce stade de l'étude où le but est la mise au point du modèle théorique et sa validation, nous n'envisageons que le cas de conducteurs simples. Si des conducteurs blindés sont utilisés, les calculs portent sur les parasites induits sur les blindages. On se limite alors au problème externe. Pour évaluer les parasites sur les conducteurs intérieurs de ces câbles, il suffit d'utiliser l'impédance de transfert des câbles évaluée de façon soit expérimentale soit théorique. C'est le passage au problème interne qui est bien connu maintenant [14].

III.e.2) Conducteur de longueur finie placé sur une lame de longueur infinie

Pour calculer le courant induit dans un câble posé sur une lame de longueur infinie et relié à celle-ci à chaque extrémité comme le montre la figure (III.3), on procède dans un premier temps au calcul du courant induit dans les différents fils de modélisation de la lame.

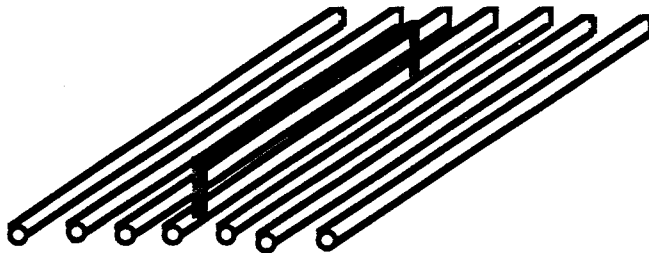


Figure (III.3)

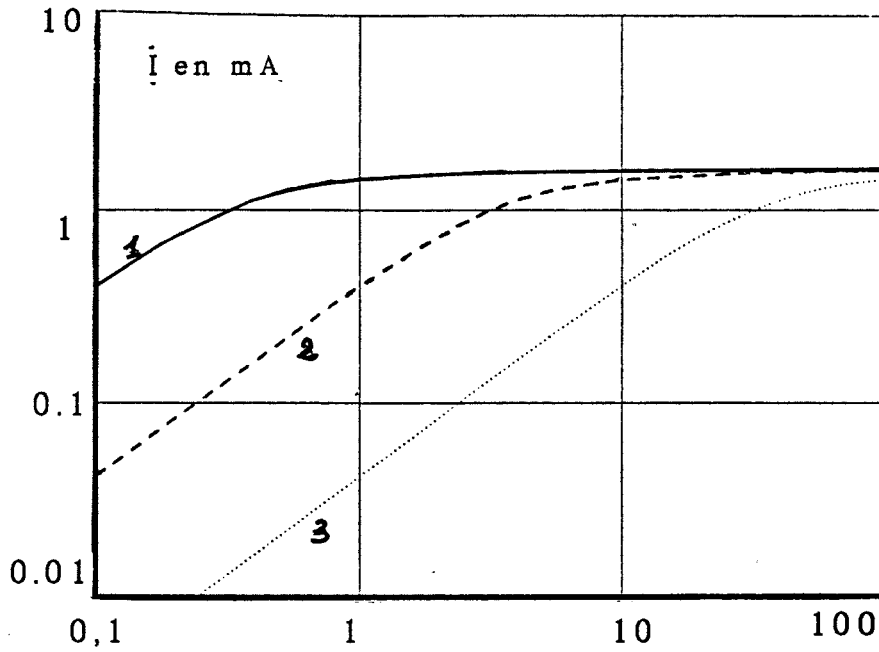
On évalue ensuite la contribution du champ magnétique rayonné par chaque fil, au flux magnétique total à travers la boucle formée par le conducteur et la structure en utilisant l'équations (2-19). On en

déduit la force électromotrice $e = \frac{-d\phi}{dt}$ et le courant dans le fil par la relation déjà citée $I = e/Z$, Z étant l'impédance du fil par rapport à la lame. Les développements mathématiques du calcul du flux total sont détaillés en Annexe(I) au §(1). L'impédance Z prend en compte la résistance de la boucle et la contribution de l'inductance du fil par rapport à la lame donnée par la relation (2-40) :

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h}{r} \quad (2-40)$$

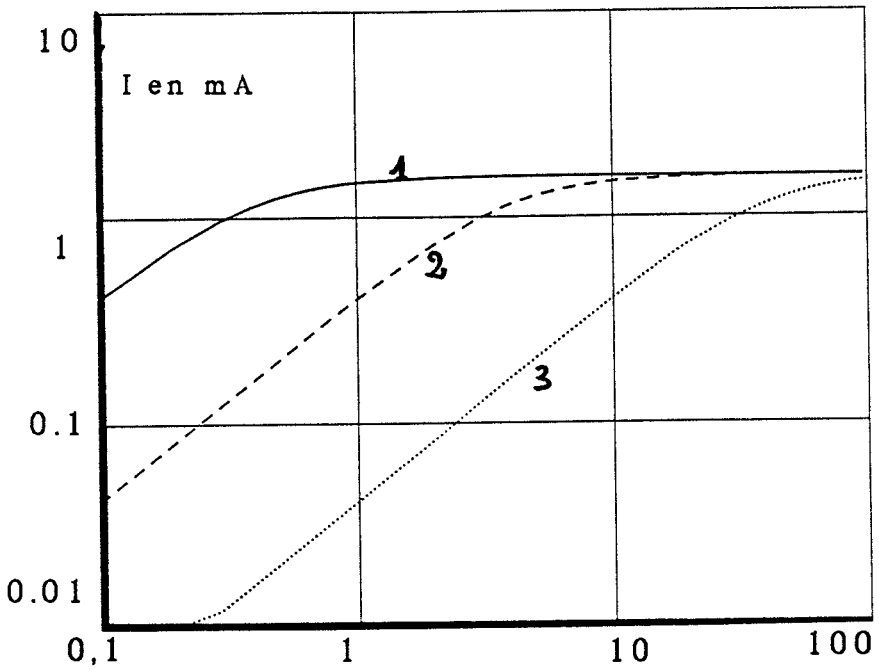
où r est le rayon du conducteur et h sa hauteur par rapport à la lame.

La planche (2-VIII) représente le courant induit dans un conducteur de 2mm de rayon en fonction de la distance à laquelle il est placé du bord gauche de la lame et ce, pour une hauteur de 1 et 5 cm par rapport à cette lame. On constate qu'en fait le courant induit dans le câble varie de la même façon que la densité transversale de courant sur la lame.



lame modélisée
par 50 fils

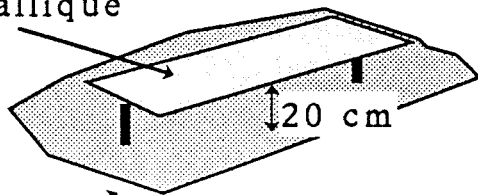
fréquence
en kHz



calcul utilisant
la formule de
F. Gardiol

fréquence
en kHz

lame métallique



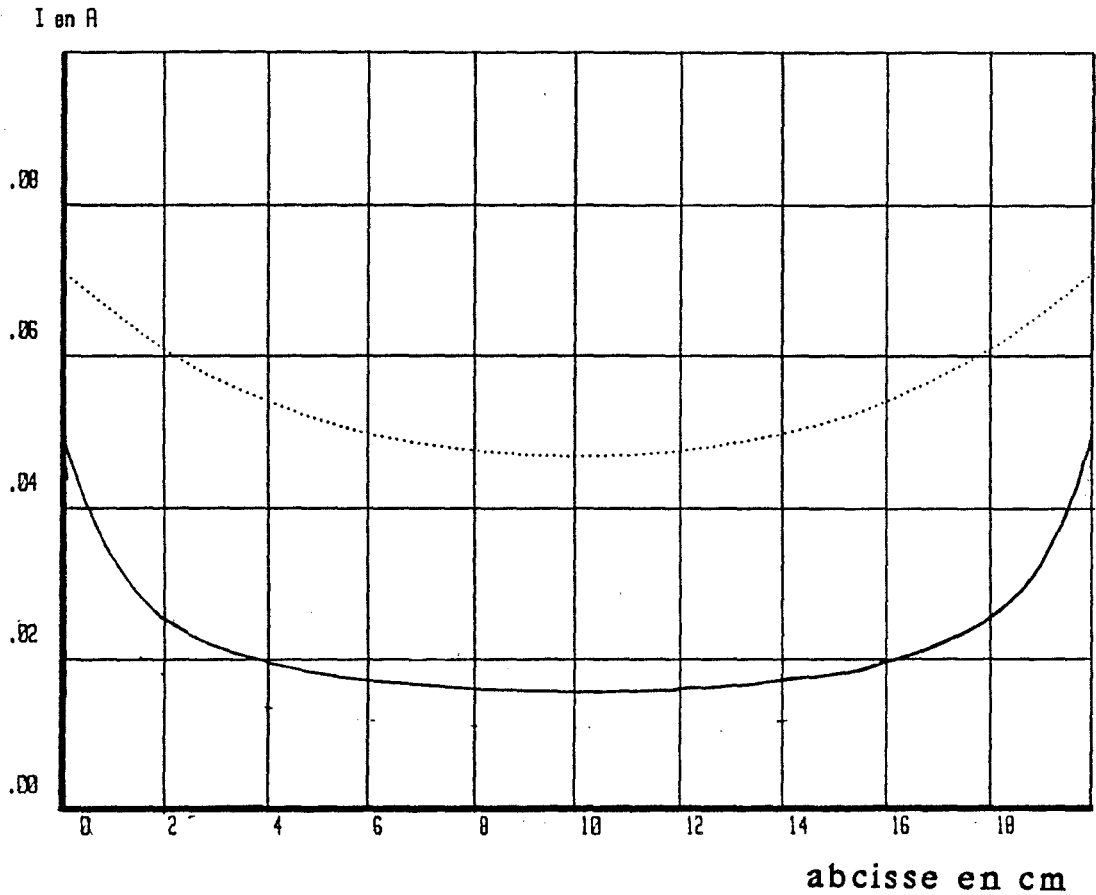
plan de
référence

champ E incident 1V/m

courbe	:	résistance
1	:	1 mΩ
2	:	10 mΩ
3	:	100 mΩ

Courant total induit dans une lame en fonction de la fréquence
pour différentes résistances de celle-ci
modélisation par les fils (fig(a))

calcul à partir d'une estimation de l'inductance de la lame (fig(b))



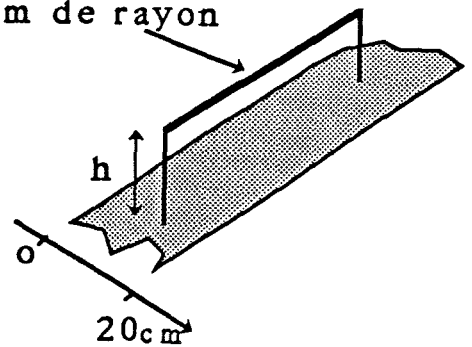
$h = 5 \text{ cm}$

$h = 1 \text{ cm}$ _____

champ E incident : 1 V/m

fréquence : 100 kHz

conducteur de
2 mm de rayon



Courant induit dans un conducteur placé sur une lame de longueur infinie et de largeur 20 cm, en fonction de son abscisse par rapport au bord gauche de celle-ci.

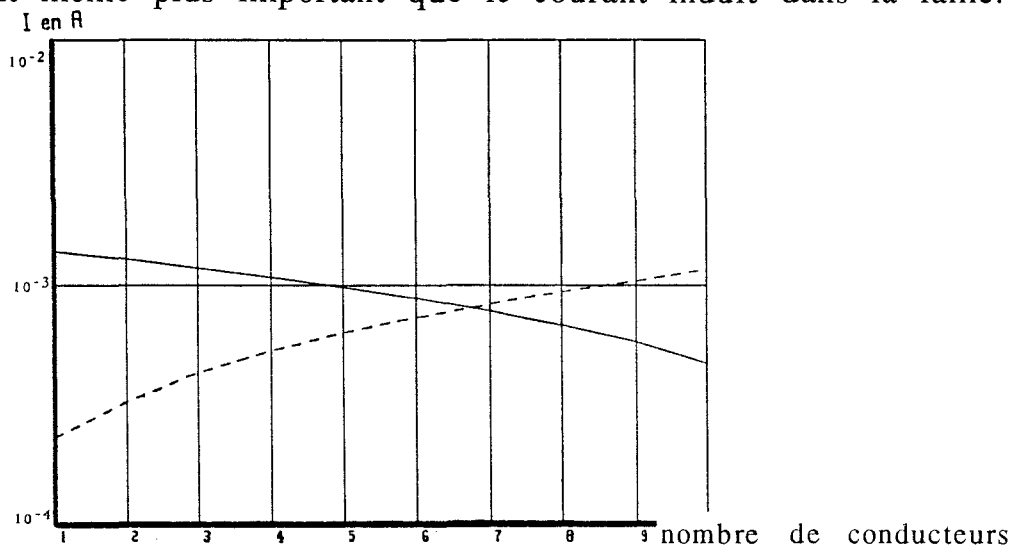
planche(2-VIII)

III.e.3) Conducteur de longueur finie placé sur une lame de longueur finie

Le calcul du courant induit sur le conducteur placé sur la lame peut être réalisé en utilisant la même démarche que précédemment ou plus simplement en appliquant la théorie des lignes à l'ensemble des N fils de modélisation de la lame et du conducteur placé dessus. Pour des conducteurs placés dans les mêmes conditions qu'au paragraphe précédent, les deux démarches de calcul donnent des résultats semblables, mais nous retiendrons pour la suite des calculs la deuxième qui est plus simple de mise en oeuvre et qui pourra s'appliquer aux cas où la géométrie transversale du chemin de câbles est plus complexe (structure en forme de "U") en intégrant les conditions de charge aux extrémités. La planche (2-IX) représente le courant induit calculé par cette méthode, dans le conducteur placé successivement à une hauteur par rapport à la lame de 1 et 5 cm. Par ailleurs, le calcul direct par la théorie des lignes nous permet de traiter simplement le cas où on place plusieurs câbles dans le chemin de câbles.

III.f.) Cas où on place un réseau de conducteur sur un chemin de câbles de longueur finie

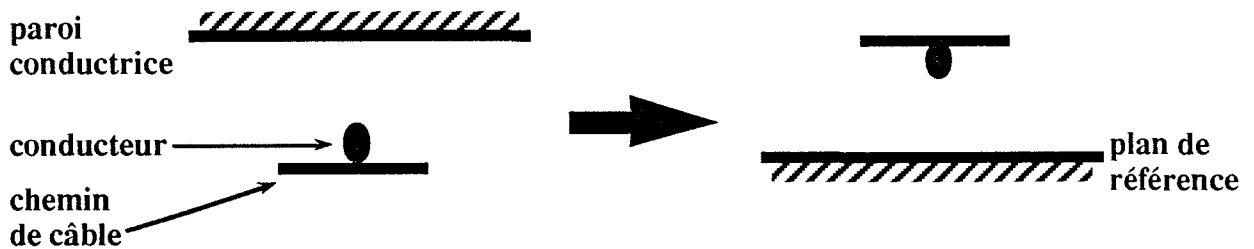
Comme on l'a vu au chapitre précédent, les chemins de câbles sont destinés à recevoir un nombre de câbles important, il est intéressant alors de savoir comment se répartit le courant induit dans le chemin de câbles et dans les câbles qu'il contient. La figure(III-4) présente le résultat du calcul effectué en plaçant successivement 1, 2, 3 10 câbles sur une lame métallique de 20 cm de largeur. La courbe en trait plein montre le courant induit dans la lame qui décroît au fur et à mesure que l'on place des câbles sur la lame et la courbe en trait discontinu représente le courant total induit dans les câbles qui augmente et qui devient même plus important que le courant induit dans la lame.



figure(III-4) Comparaison entre le courant induit dans la lame ___ et celui dans les conducteurs ----

III.g.) Cas où on place un conducteur entre le chemin de câbles et le plan de référence.

Cette configuration correspond par exemple au cas où un chemin de câbles est accroché à un plafond en béton que l'on considère comme plan conducteur figure (III-5).



figure(III-5)

En appliquant la modélisation par la théorie de lignes, le calcul du courant induit dans ce conducteur se fait sans difficulté. La planche(2-X) représente l'amplitude de ce courant en fonction de la distance par rapport au bord gauche de la lame; elle permet de comparer le cas où le conducteur est au-dessus de la lame et le cas où il est au-dessous (entre la lame et le plan de référence). Lorsque le conducteur est placé au milieu de la lame, l'amplitude du courant induit peut être atténuée d'un facteur 100 suivant que le conducteur se trouve au-dessus ou au-dessous de la lame.

L'atténuation de l'amplitude du courant induit dans la configuration de la figure (III-5) s'explique simplement si on considère un couplage dû au champ magnétique. Nous avons vu que le courant induit dans la lame seule placée à 20 cm du plan de référence était de l'ordre de 1,6 mA avec une lame de 20 cm de large et un champ incident de 1V/m soit :

$$H_y = 1/377 = 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ A/m}$$

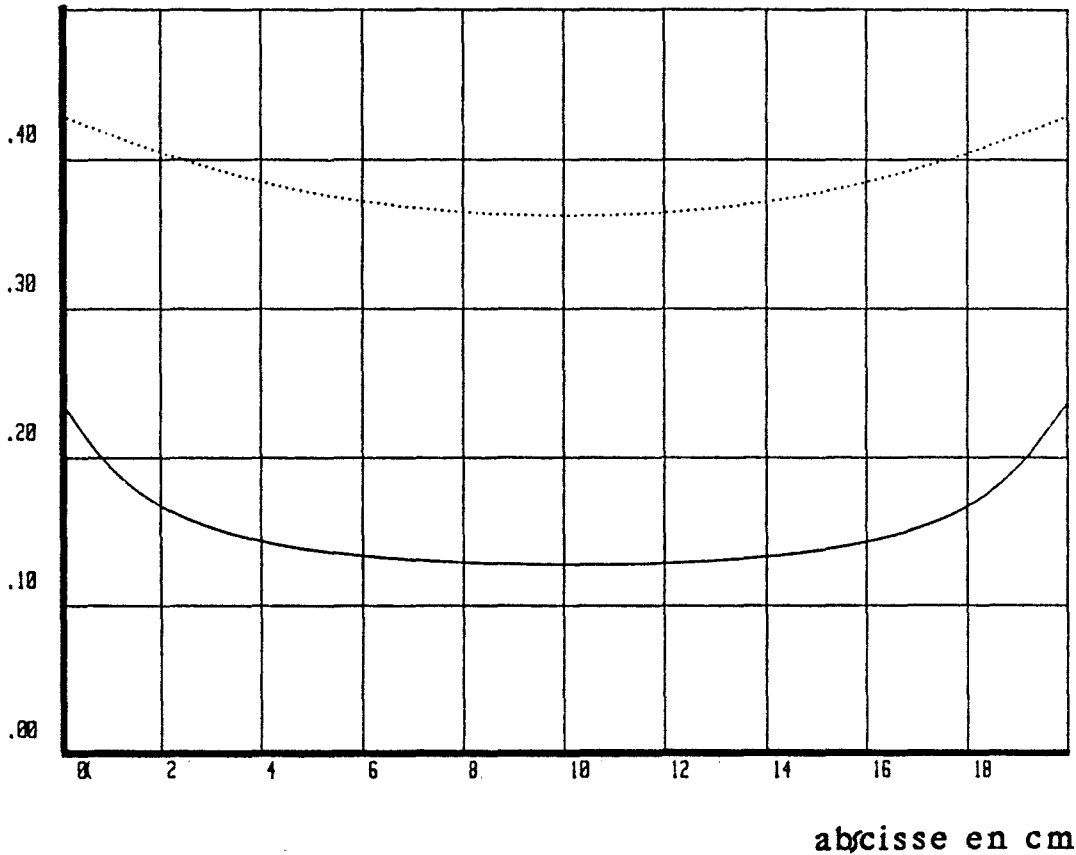
Le courant qui circule dans la boucle constituée par la lame et le plan de référence génère un champ magnétique de sens opposé à celui qui lui donne naissance et dont l'amplitude au niveau du milieu de la lame est donnée par la formule (2-51) [44] :

$$H = \frac{I}{2\pi b} \quad (2-51) \quad \text{avec } b = \text{la moitié de la largeur de la lame}$$

$$H = 2,55 \cdot 10^{-3} \text{ A/m}$$

Le champ magnétique total sous le milieu de la lame est donc de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5} \text{ A/m}$ alors que celui au dessus de la lame est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-3} \text{ A/m}$. En considérant que la présence du conducteur relié à la lame ne modifie presque pas le courant induit dans celle-ci, le flux

I en mA

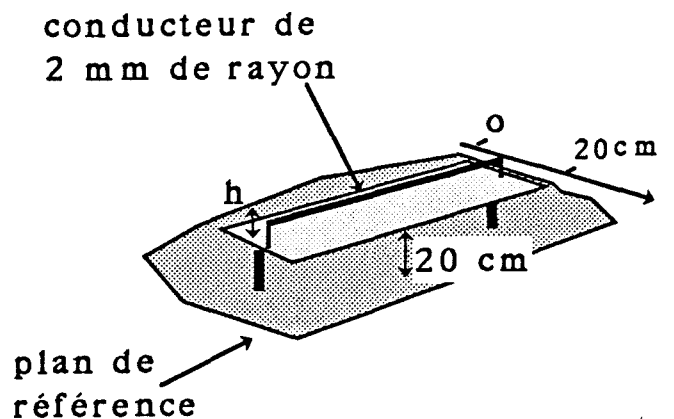


h = 5 cm

h = 1 cm ———

champ E incident : 1 V/m

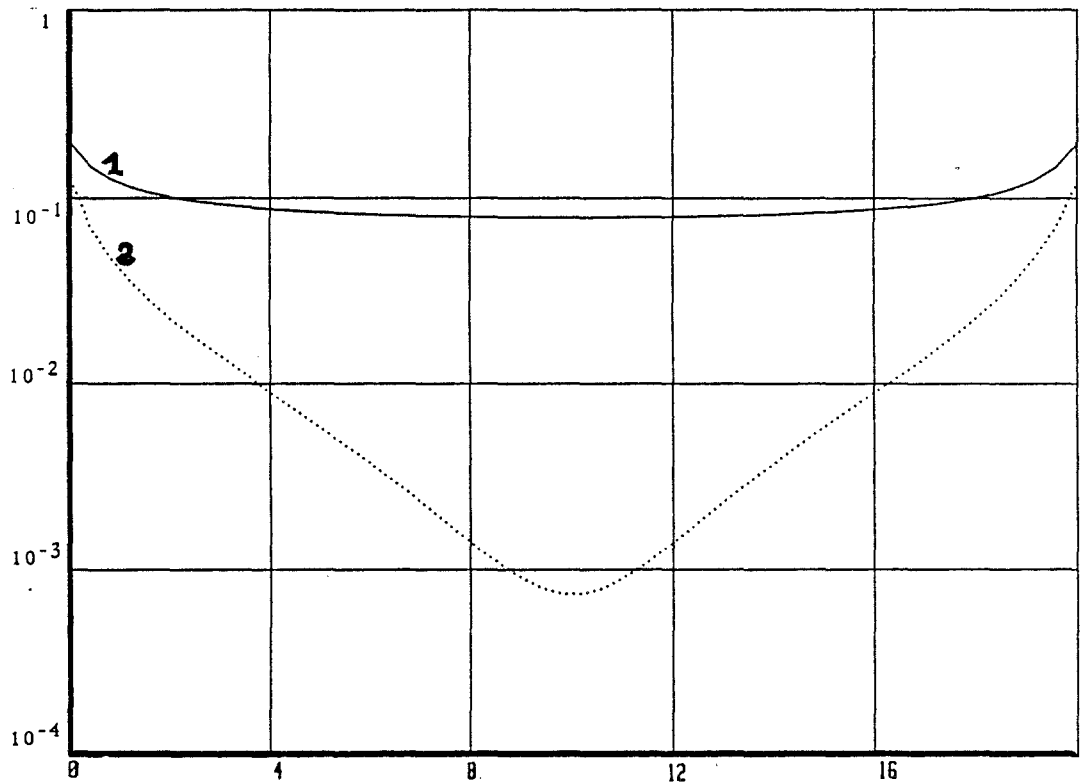
fréquence : 100 kHz



Courant induit dans un conducteur placé sur une lame de longueur finie et de largeur 20 cm, en fonction de son abscisse par rapport au bord gauche de celle-ci.
(calcul par la théorie des lignes)

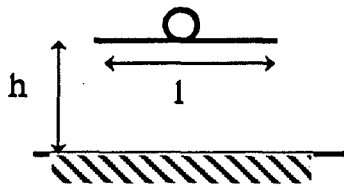
planche(2-IX)

I en mA



abscisse en cm

courbe 1

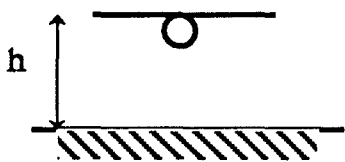


largeur l = 20 cm

hauteur h = 20 cm

rayon du cable = 2 mm

courbe 2



fréquence = 100 kHz

champ E incident 1 V/m

Courant induit dans un conducteur placé sur la lame et sous la lame en fonction de l'abscisse par rapport au bord.

planche(2-X)

magnétique à travers la boucle créée par le conducteur et la lame est 100 fois plus faible quand le conducteur est sous la lame que lorsqu'il est au-dessus, donc le courant induit varie dans les mêmes proportions.

On peut en conclure que l'étude du cas où le conducteur est placé au-dessus de la lame donne une valeur de courant induit dans le conducteur qui est maximale et peut donc suffire si le but visé est l'évaluation des risques maximaux de perturbations.

III.h.) Cas où l'on place la structure métallique contre un plan de référence vertical

Ce cas correspond en fait à un chemin de câbles placé contre un mur considéré comme un plan conducteur tel qu'il est représenté sur la figure (III-6).

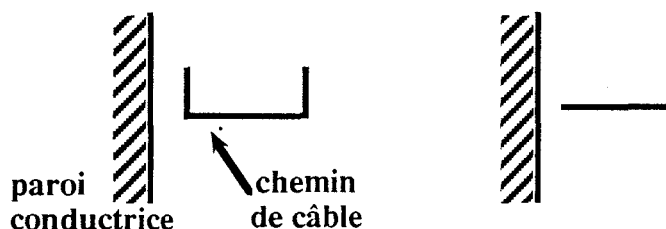
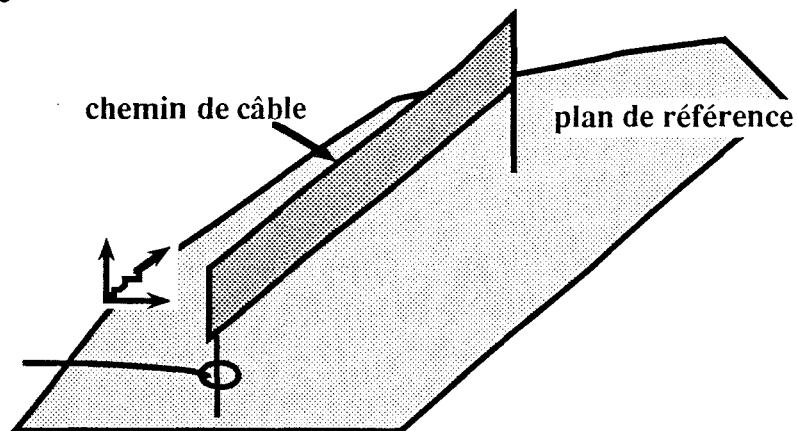


Figure (III-6)

Ce cas ne pose pas de problème théorique particulier et l'application de la théorie des lignes se fait en considérant la configuration suivante



figure(III-7)

La planche (2-XI) montre la répartition transversale du courant induit dans les fils de modélisation de la lame pour différentes distances entre celle-ci et le plan de référence. Quand cette distance est de 1 cm, on constate que la densité de courant peut varier jusqu'à un facteur 100 d'un bout à l'autre de la section transversale de la structure.

III.i.) Evaluation de la tension induite à l'extrémité des conducteurs posés sur le chemin de câbles de longueur finie

Comme nous l'avons vu au paragraphe(chap2.III-b), l'application de la théorie des lignes permet d'évaluer aussi bien le courant que la tension induite sur les lignes reliées au plan de référence.

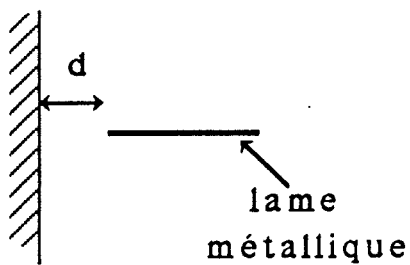
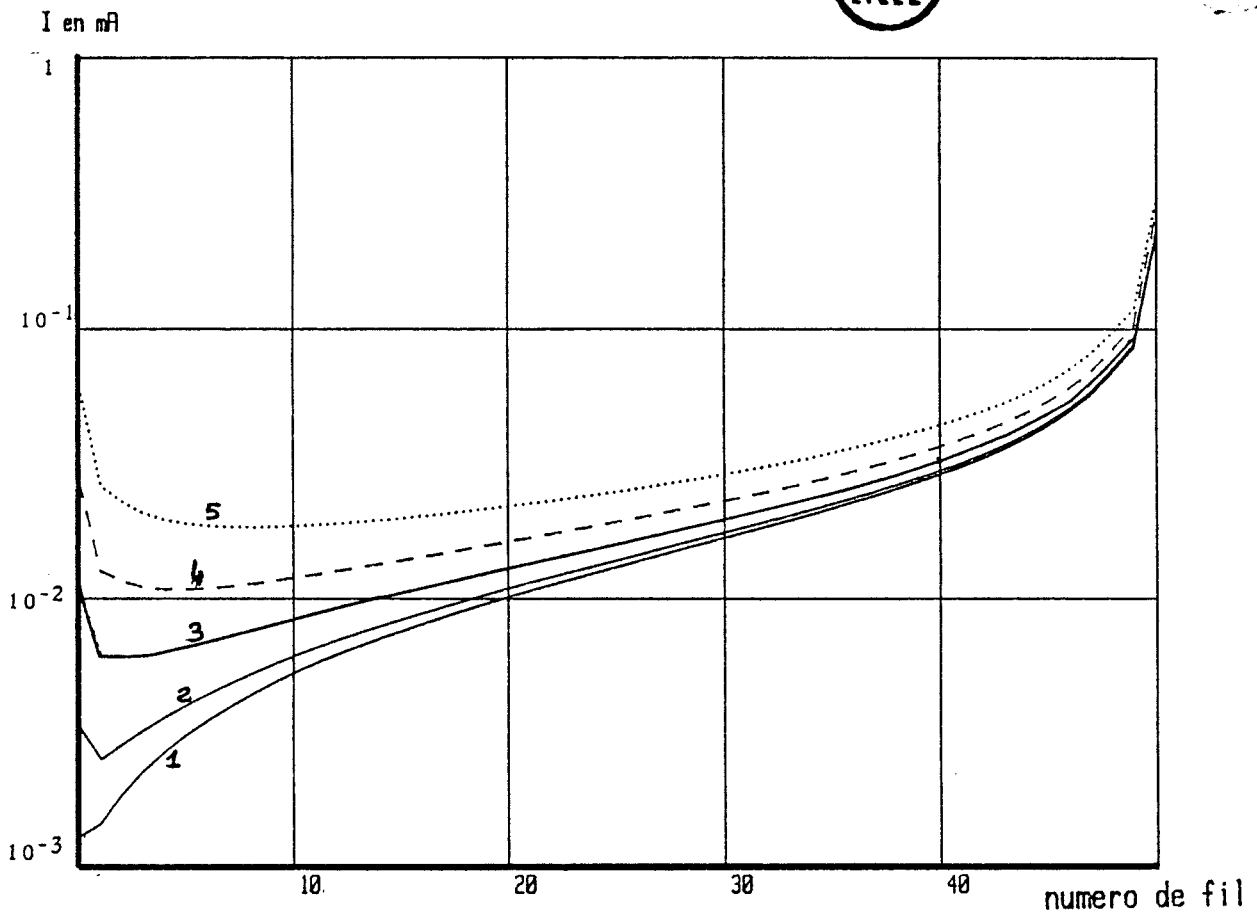
La planche (2-XII) représente la tension induite sur un câble posé sur la lame métallique reliée au plan de référence par un court-circuit à chaque extrémité. Le câble est, quant à lui, court-circuité à la lame d'un côté et en circuit ouvert de l'autre.

La courbe en trait plein représente le résultat du calcul opéré par la théorie des lignes. La courbe en trait discontinu est évaluée en calculant dans un premier temps le courant dans les fils de modélisation de la lame par la théorie des lignes puis en évaluant la force électromotrice induite sur le conducteur par la variation de flux magnétique à travers la boucle formée par le conducteur et la lame. Les deux calculs indiquent que la tension induite croît avec la fréquence, ce qui s'explique aisément en examinant la relation donnant la force électromotrice induite $e = -j\omega \mu_0 Hx$. Le courant total induit dans la lame est constant avec la fréquence si on la considère comme très conductrice (planche(2-VII)), donc le champ magnétique également, et donc e varie linéairement avec la fréquence.

IV) CONCLUSION

Nous avons développé tout au long de ce chapitre des méthodes de calcul du courant induit dans des structures métalliques de longueur finie ou infinie. Puis nous avons étendu ces méthodes au calcul du courant ou de la tension induite aux extrémités de câbles de longueur finie posé sur ces structures. Les différents exemples donnés, l'ont été pour des structures plates (lames métalliques) mais les calculs développés sont applicables à des structures de forme plus complexe. Dans la mesure du possible, nous avons présenté pour chaque modélisation une méthode de validation théorique pouvant s'appliquer dans des configurations géométriques simples. Pour que l'étude soit complète, il nous semble important de valider les calculs portant sur des structures de dimension finie, de façon expérimentale. Ce sera un des buts du chapitre suivant.

Dans ce chapitre, nous appliquerons le modèle à des configurations physiques réelles. Nous envisagerons aussi le problème du raccordement des chemins de câbles entre eux en donnant au moment opportun les compléments de calcul théorique.



largeur $l = 20$ cm

nombre de fils de
modélisation = 50

rayon des fils : 1 mm

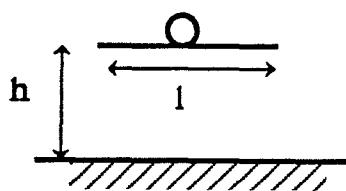
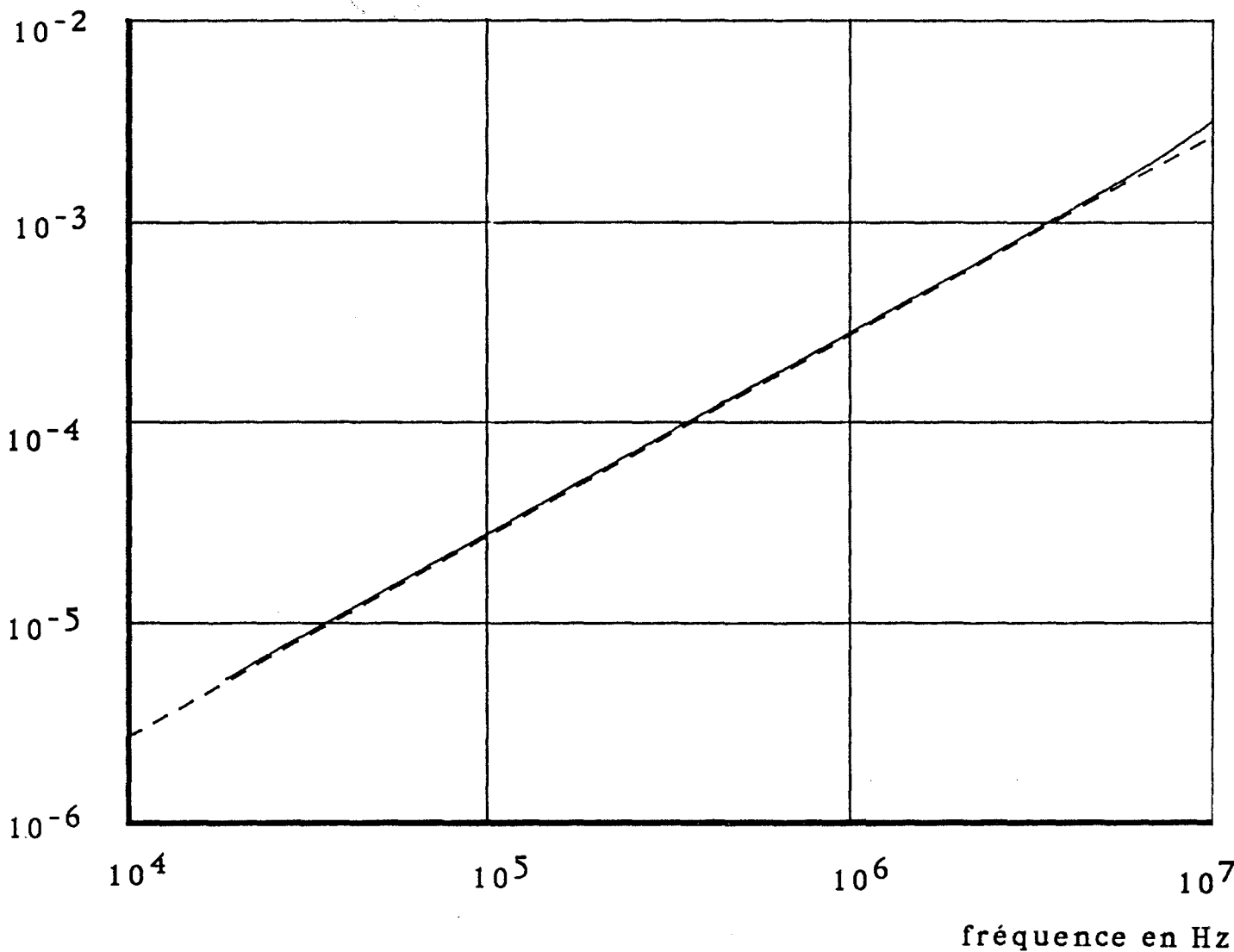
fréquence = 100 kHz

champ E incident 1 V/m

courbe	:	distance d
1	:	1cm
2	:	2cm
3	:	5cm
4	:	10cm
5	:	20cm

répartition du courant induit sur la lame
pour différentes distances de celle-ci par rapport à la paroi

Tension en Volt



largeur $l = 20$ cm

nombre de fils de
modélisation = 50

rayon des fils : 1 mm

champ E incident 1 V/m

— calcul direct
--- calcul indirect

tension induite à l'extrémité d'un conducteur de section $1,5 \text{ mm}^2$
pose au milieu de la lame, en fonction de la fréquence

planche(2-XII)

CHAPITRE (3)

**VALIDATION EXPERIMENTALE DES CALCULS
EFFECTUES
DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL**

D) INTRODUCTION

II) LES MOYENS DE MESURES

II.a.) La cellule TEM

II.a.1.) Description de la cellule TEM

II.a.2.) Dispositif de mesure et calibration

II.b.) L'antenne *Stripline*

II.b.1.) Description de l'antenne

II.b.2.) Dispositif de mesure et calibration

III) Etude expérimentale menée avec la cellule TEM

III.a.) Courant induit dans un réseau de 31 fils parallèles

III.a.1.) Etude de l'amplitude du courant total induit

III.a.2.) Répartition transversale du courant

III.b.) Courant induit dans un conducteur de faible section posé sur une lame en acier.

III.b.1.) Le conducteur est placé sur la lame

III.c.) Courant induit dans un réseau de conducteurs placé sur un chemin de câbles

III.c.1.) Réseau de conducteur sur une lame

III.c.2.) Réseau de conducteurs sur une structure en forme de U

III.d.) Chemin de câbles placé contre un plan de référence

III.e.) Influence des jonctions mécaniques pratiquées sur les chemins de câbles

III.e.1.) Etude expérimentale du mode de raccordement

III.e.2.) Modélisation du raccordement des lames

IV) Etude expérimentale effectuée sous l'antenne *Stripline*

IV.a.) Etude du courant induit dans les chemins de câbles

IV.b.) Courant induit dans un câble posé sur un chemin de câbles

IV.c.) Etude de la tension induite sur le conducteur placé dans le chemin de câbles

V) CONCLUSION

D INTRODUCTION

La validation expérimentale des développements analytiques du chapitre précédent a été faite dans deux optiques correspondant à deux moyens d'essais différents. D'une part, nous avons effectué des essais sur une structure métallique en similitude géométrique de rapport environ 30% en cellule TEM avec comme but, la validation proprement dite du modèle de calcul. D'autre part, nous avons pu tester des chemins de câbles réels, et des câbles du type de ceux utilisés sur site, sous une antenne Stripline de grande dimension avec comme but "l'exploitation" du modèle et la vérification du fait qu'il s'applique à des cas réels comme par exemple une échelle métallique ou un chemin de câbles constitué de métal ajouré.

Nous allons donc décrire dans un premier temps les moyens de mesures et les objets testés puis nous présenterons les résultats obtenus avec la cellule TEM et enfin ceux donnés par les mesures sous antenne Stripline

II. LES MOYENS DE MESURES

II.a.) La cellule TEM

II.a.1.) Description de la cellule TEM [118,119]

La cellule TEM dont nous disposons au Laboratoire est décrite sur la figure (II-1)

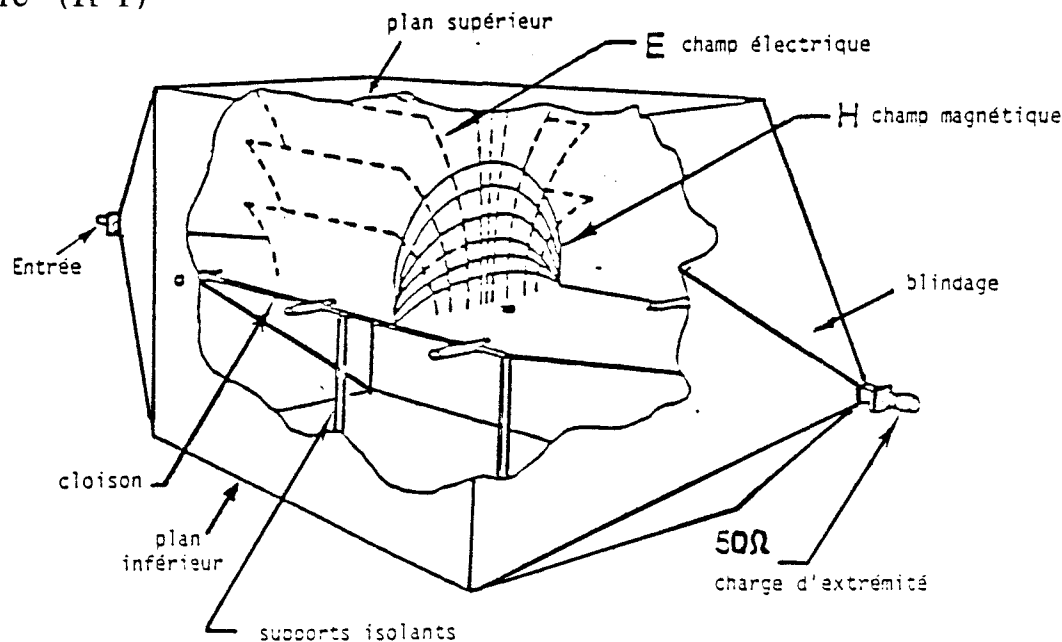


Figure (II-1) Descriptif de la cellule TEM

L'injection d'un courant entre l'élément métallique central et la carcasse de la cellule génère une onde quasi TEM entre les deux éléments métalliques.

II.a.2.) Dispositif de mesure et calibration

Le synoptique du banc de mesure est représenté sur la figure (II-2)

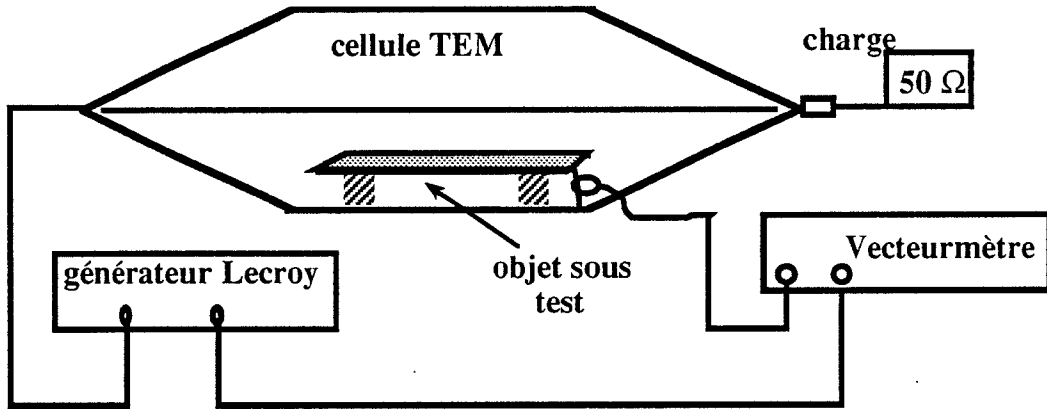


Figure (II-2) Synoptique du banc de mesures

Le générateur de fonctions utilisé est un générateur de fonctions arbitraires utilisé en sinusoïdal qui peut délivrer jusqu'à 10 V crête. La mesure est faite au moyen d'un capteur de courant large bande raccordé à un vecteur-mètre placé à l'extérieur de la cellule. Les câbles reliant la source à la cellule et le capteur au récepteur sont des câbles coaxiaux usuels.

Ne connaissant pas le champ électromagnétique avec une grande précision, nous avons choisi de le déterminer en procédant à une calibration au moyen de l'induction sur un fil de $1,5 \text{ mm}^2$ de section placé à 10 cm du plan de référence sur un support en bois. Le courant qui circule dans le fil est mesuré grâce au capteur de courant, et a une amplitude de 1,2 mA efficace.

Ce courant peut être calculé en utilisant la relation obtenue à partir de (2-40) et (2-47).

$$I = - \left[\frac{h}{377} \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)} \right] E$$

où h est la hauteur du fil, d son diamètre et E l'amplitude du champ électrique. On déduit aisément la valeur de E : 4,13 V/m efficace.

Dans la suite de ce chapitre les valeurs de mesures seront normalisées à un champ électrique de 1V/m crête (sauf exception pour laquelle on indiquera la valeur effective du champ).

II.b.) L'antenne Stripline

II.b.1.) Description de l'antenne

L'antenne Stripline que nous avons utilisée est celle du Centre de Recherches des *Renardières* d'Electricité de France, et fonctionne sur le même principe que la cellule TEM. L'injection d'un courant entre le réseau de fils aériens et le plan horizontal conducteur crée une onde quasi-TEM qui se propage entre les deux structures métalliques figure (II-3).

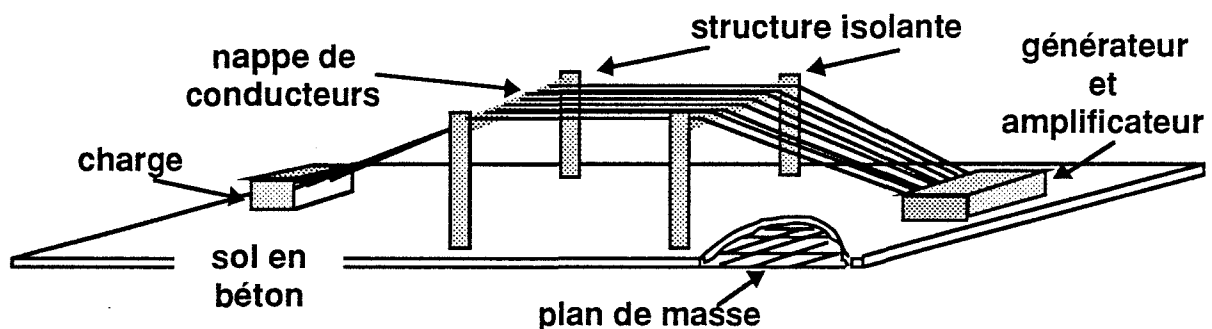


Figure (II-3) Représentation schématique de l'antenne *Stripline*

II.b.2.) Dispositif de mesure et calibration

La source d'énergie est constituée par un générateur de fonctions sinusoïdales (le même que celui utilisé lors des expériences en cellule TEM) relié à un amplificateur de façon à créer un champ E d'environ 20V/m sous le milieu de l'antenne.

Les mesures de courant sont réalisées par un capteur inductif passif de bande passante 100 Hz-10MHz.

Ce capteur est relié à une chaîne de transfert électro-optique bas niveau. Le conditionneur est relié au capteur avec une connexion très courte. Une fibre optique achemine les signaux vers un analyseur de spectre protégé par une enceinte faradisée.

D'autre part, le contrôle du champ électrique est également assuré au moyen d'une chaîne électro-optique connectée à un capteur de champ électrique positionné à 1 mètre du sol en lieu et place de ces goulottes. Les signaux provenant du capteur de champ sont acheminés sur un analyseur de transitoires numérique installé dans l'enceinte faradisée.

Les résultats seront donnés ici en normalisant le champ électrique vertical mesuré à 1 m à 20 V/m.

III) ETUDE EXPERIMENTALE MENEES AVEC LA CELLULE TEM

III.a.) Courant induit dans un réseau de 31 fils parallèles

III.a.1.) Etude de l'amplitude du courant total induit

On réalise un réseau de 31 conducteurs parallèles reliés entre eux aux deux extrémités. Ces conducteurs ont une section de $2,5 \text{ mm}^2$ et sont recouverts d'une gaine isolante de 1 mm d'épaisseur. Le réseau ainsi constitué a une largeur totale d'environ 12 cm.

On le dispose dans la cellule TEM sur des supports diélectriques à une hauteur de 10 cm du plan de référence. Chaque extrémité du réseau est reliée à ce plan par un fil de descente du même type que ceux qui constituent le réseau. Le courant total induit est mesuré pour différentes fréquences allant de 100Hz à 10 MHz.

Le résultat de cette mesure est présenté sur la figure de la planche (3-I). La figure (b) de cette même planche représente l'amplitude du courant calculé en fonction de la fréquence. La comparaison des deux figures fait apparaître que l'amplitude mesurée est proche de celle calculée aux fréquences élevées mais par contre en basse fréquence l'amplitude mesurée commence à décroître vers 10 kHz alors que le calcul situe cette décroissance vers 100 Hz.

Une mesure en continu de la résistance des contacts des liaisons entre le réseau et le plan de référence de la cellule TEM indique une valeur globale d'environ $20 \text{ m}\Omega$.

L'introduction de résistances localisées, dans le modèle théorique permet d'obtenir les courbes de la figure (III-1) qui représentent le courant total induit dans le réseau en fonction de la fréquence pour des résistances de contact de 0, 1, 5 et $15 \text{ m}\Omega$ placées à chaque extrémité.

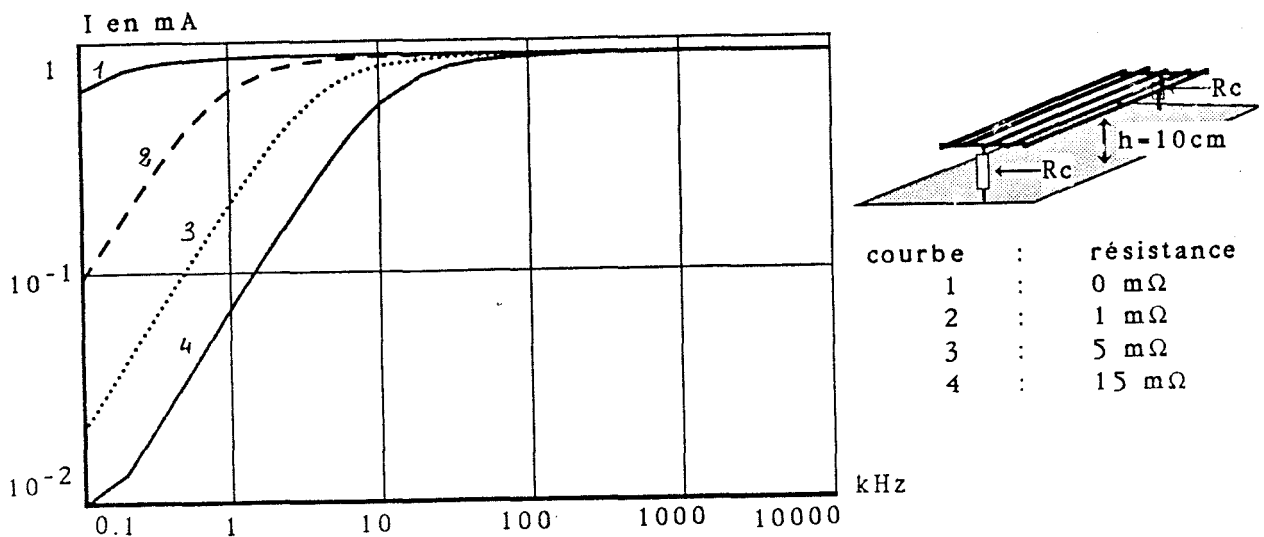


Figure (III-1) Influence des résistances localisées sur le courant induit dans le réseau de conducteurs

La comparaison entre la figure (a) de la planche (3-I) et la figure (III-1) montre que la courbe du courant mesuré se situe entre celles calculées pour une résistance de contact de 5 mΩ et 15 mΩ. Si on considère que la résistance de contact globale de 20 mΩ équivaut à 10mΩ à chaque extrémité, on constate que le calcul rend bien compte du phénomène observé dans cette configuration géométrique.

III.a.2.) Répartition transversale du courant

Cette répartition est mesurée en prenant successivement les fils qui composent le réseau et en mesurant le courant qui circule dans les fils.

La mesure du courant sur chacun des 31 conducteurs du réseau se révélant fastidieuse et sans intérêt majeur, nous avons préféré pratiquer cette mesure sur 9 conducteurs échantillonnés de façon à décrire avec suffisamment de rigueur la loi de distribution.



Les fils testés sont par conséquent ceux numérotés 1, 4, 8, 12, 16, 19, 24, 28 et 31.

La figure (III-3) présente le courant dans ces fils aux fréquences de 10 kHz, 100 kHz et 5 MHz ainsi que la répartition de courant calculée sans tenir compte de la résistivité. On constate que la forme des courbes est semblable et que les niveaux de courant ne sont pas trop éloignés de la prédiction théorique puisque l'écart avec cette valeur n'excède pas 4dB.

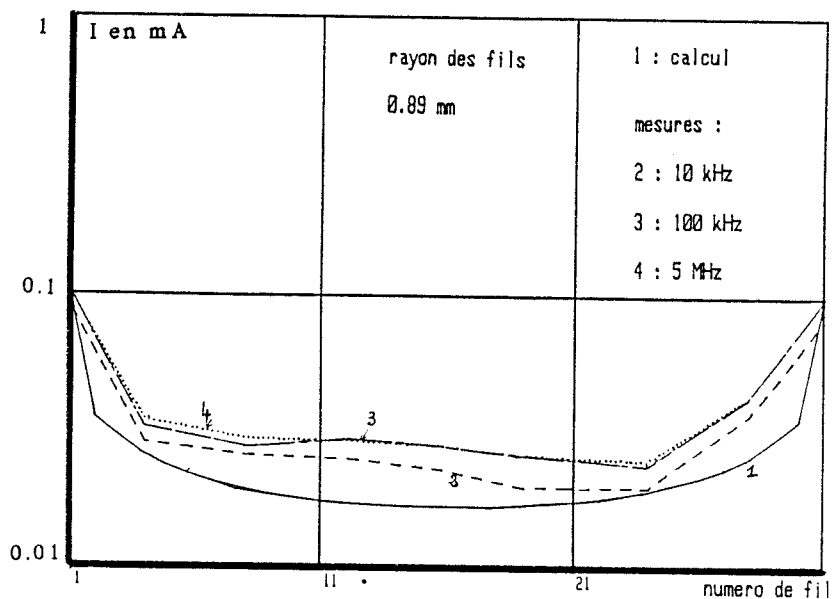
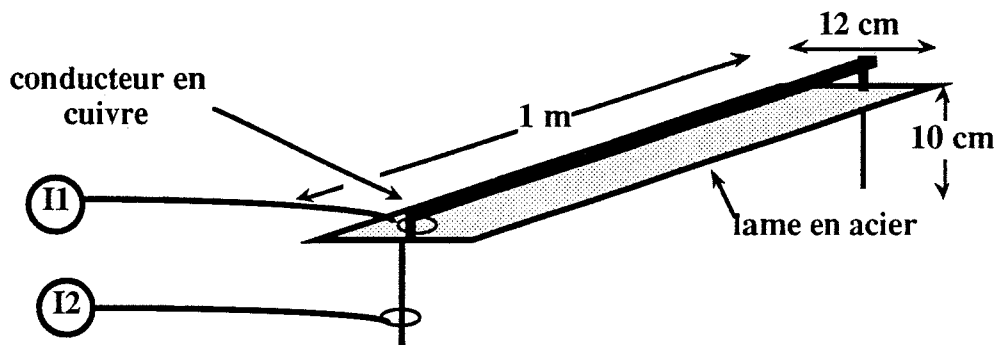


Figure (III-3) Répartition transversale du courant sur un réseau de 31 conducteurs

III.b.) Courant induit dans un conducteur de faible section posé sur une lame en acier.

III.b.1.) Le conducteur est placé sur la lame

On place dans la cellule TEM à une hauteur de 10 cm, une lame en acier ordinaire de 12 cm de largeur, 1 m de long et 2 mm d'épaisseur. Cette lame est reliée aux deux extrémités au plan de référence par des fils de cuivre. Un conducteur de $1,5 \text{ mm}^2$ de section et ayant une gaine isolante d'environ 1 mm d'épaisseur, est placé en son milieu selon ce que montre le schéma de la figure (III-4)

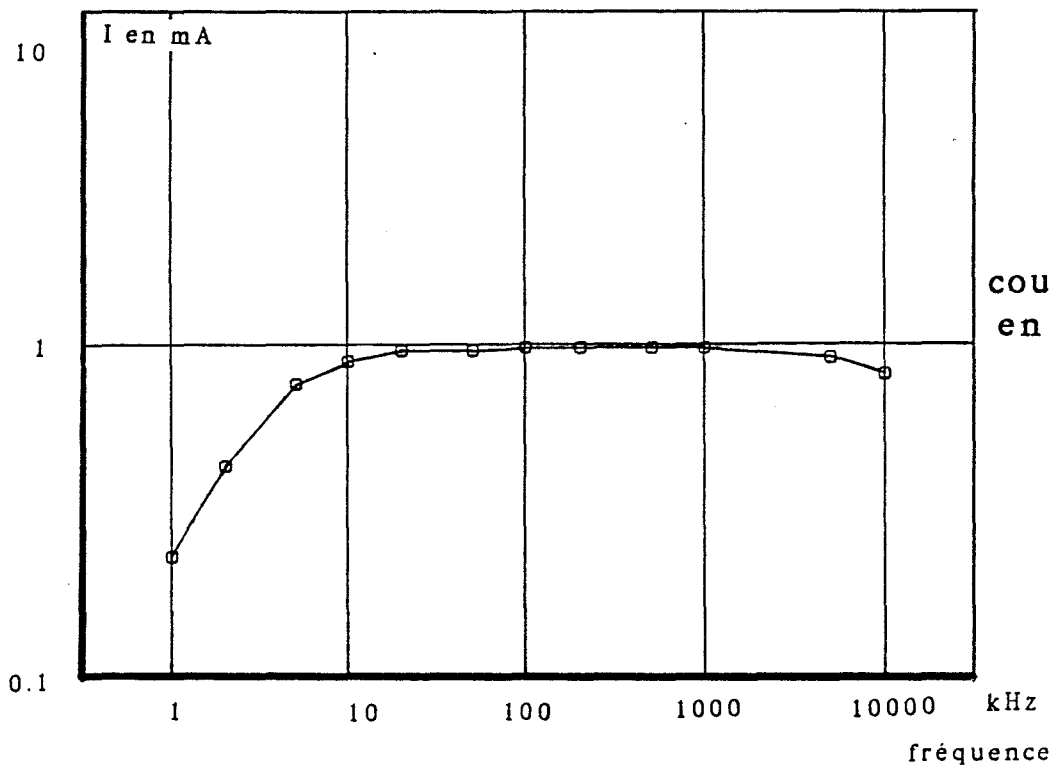


figure(III-4) Mesure du courant induit dans un conducteur posé sur la lame

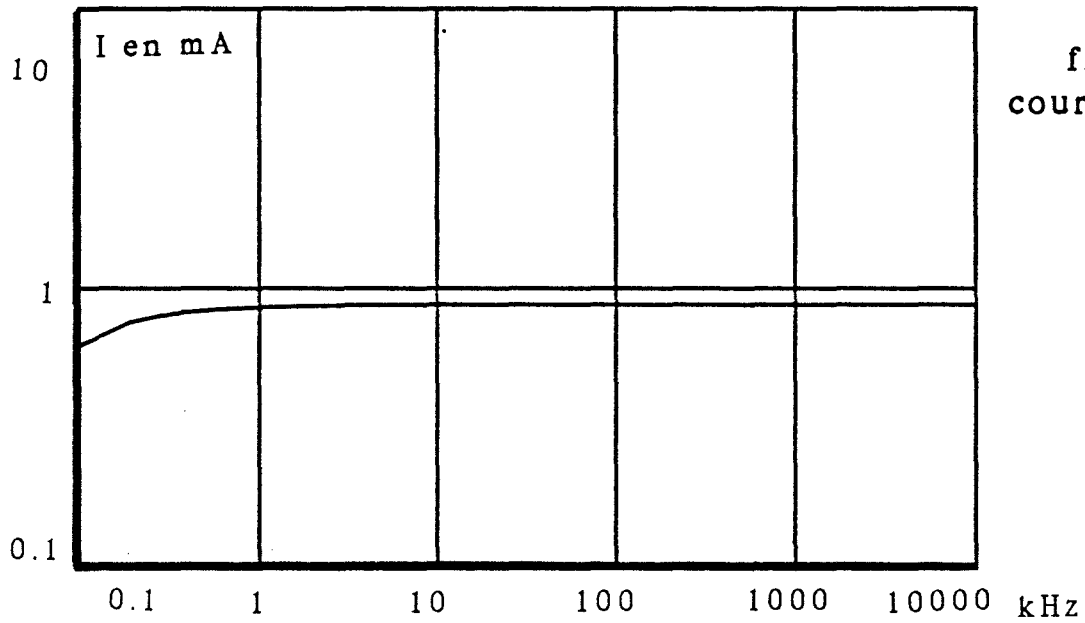
L'ensemble étant illuminé par une onde plane, on procède à la mesure du courant I1 qui circule dans le conducteur et du courant I2 qui circule dans le fil de descente de la lame vers le plan de référence. De ces deux mesures, on peut déduire le courant circulant dans la lame et celui circulant dans le conducteur en supposant qu'aux fréquences où sont effectuées les mesures, ceux-ci sont en phases.

La figure (a) de la planche (3-II) permet de visualiser ces données expérimentales. La loi de variation du courant dans la lame en fonction de la fréquence, a la même forme que celle qui mesurée sur le réseau de 31 fils et la mesure de la résistance en continu des différents points de contact, donne une valeur globale pour ceux-ci de $30 \text{ m}\Omega$.

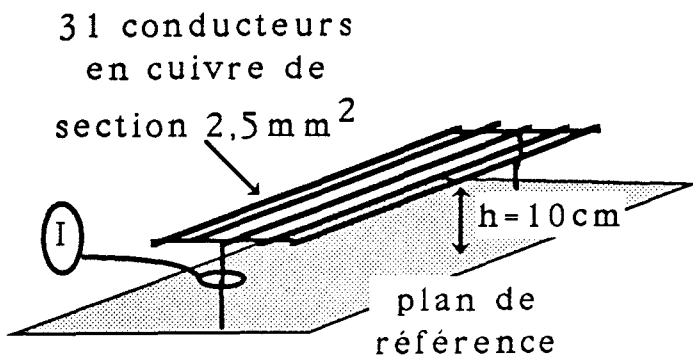
Par contre, la caractérisation du courant induit dans le conducteur présente une forme remarquable qui passe par un maximum vers 10 kHz décroît jusque 100 kHz puis se stabilise jusque 10 MHz. La prise en compte des résistances des conducteurs ainsi que des résistances de contact dans le calcul théorique permet de tracer sur la figure (b) de la planche (3-II) les courbes des courants théoriques induits dans le conducteur et dans la lame. On constate là encore que la modélisation rend bien compte du phénomène physique.



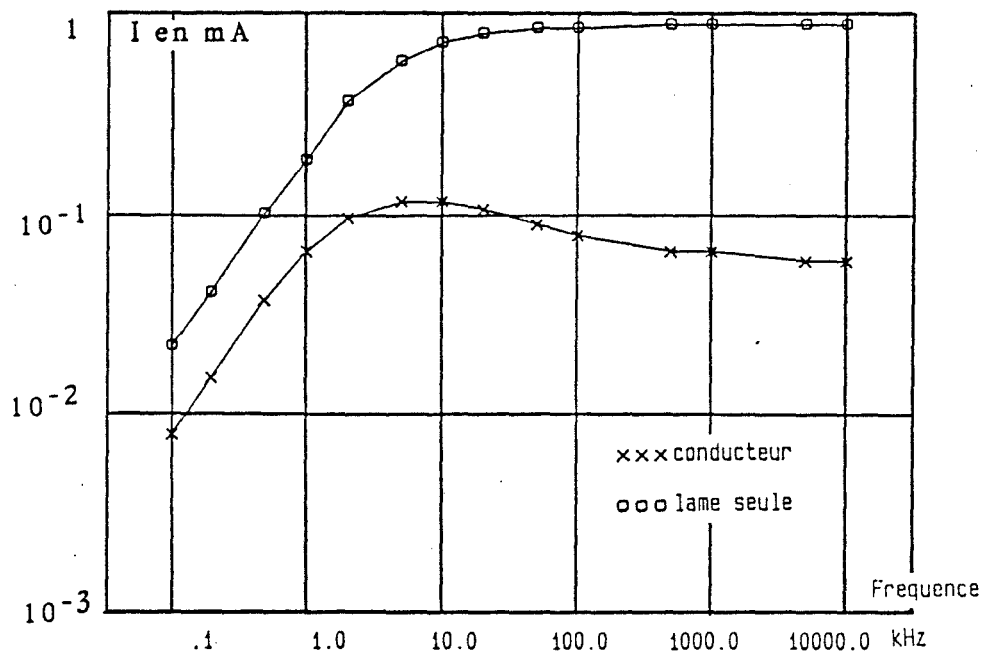
figure(a)
courant mesuré
en cellule TEM



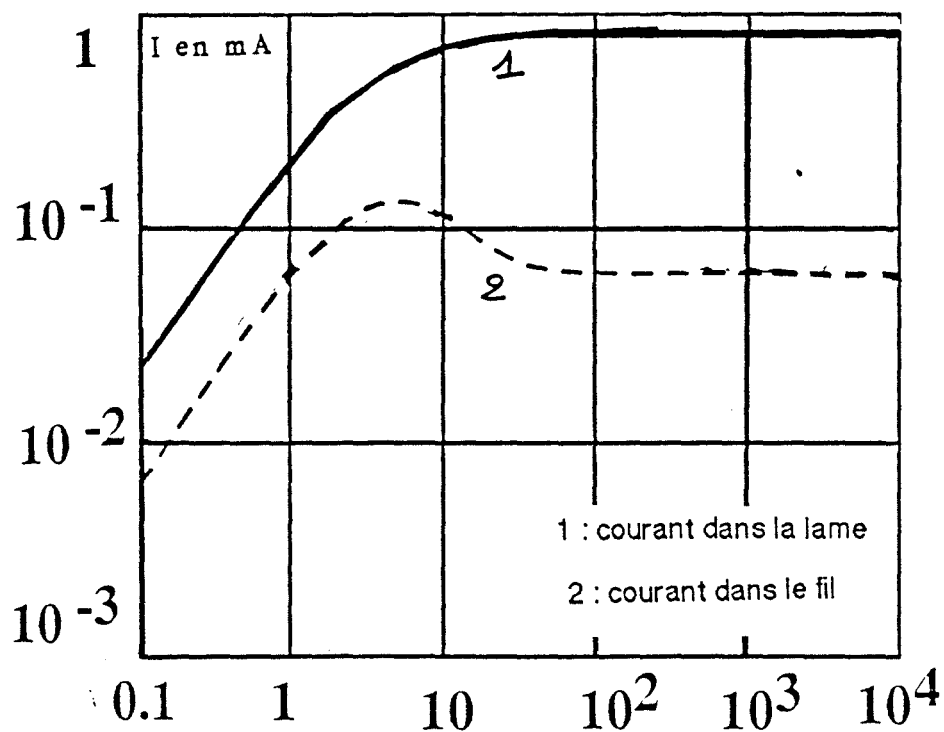
figure(b)
courant calculé



Courant total induit dans un réseau de 31 conducteurs
mesures : figure(a) -°- calcul : figure(b)



figure(a)
courant mesuré
en cellule TEM



figure(b)
courant calculé

Courant induit dans un conducteur posé sur un lame métallique
mesures : figure(a) - - calcul : figure(b)

III.b.2.) Conducteur placé sous la lame

En utilisant le même dispositif de mesure, on place cette fois le conducteur entre la lame et le plan de référence et on procède à la mesure du courant induit dans ce conducteur.

La figure (III-6) permet de comparer l'amplitude de ce courant quand le conducteur est placé au milieu de la lame, puis au bord avec le cas où il est au-dessus de la lame. On constate entre les courbes (1) et (2) une atténuation d'un facteur 15. Si on reprend le calcul effectué au §(chap.2-III-g), on peut évaluer le champ magnétique horizontal sous le milieu de la lame à $3.3 \cdot 10^{-4}$ A/m et au dessus de la lame à $5 \cdot 10^{-3}$ A/m ce qui représente une atténuation d'un facteur 15 environ. Ces résultats valident là encore, l'approche théorique effectuée.

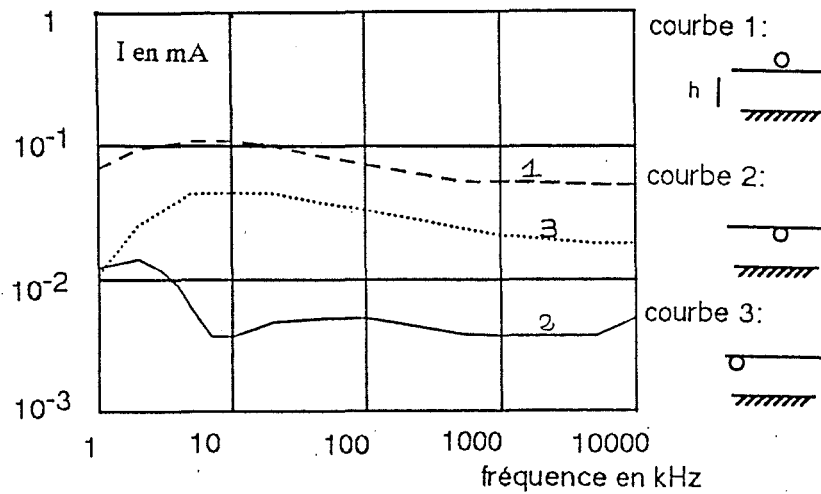


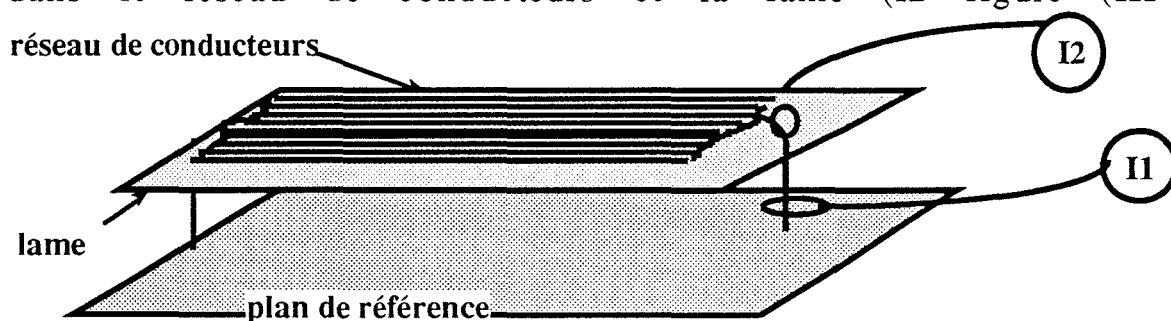
Figure (III-5)

III.c.) Courant induit dans un réseau de conducteurs placé sur un chemin de câbles.

Le but de cette étape de l'étude est de vérifier qu'avec une densité importante de conducteurs, le courant total dans les câbles est plus important que celui dans le chemin de câbles. Mais nous allons voir que la procédure expérimentale est ici très délicate et en particulier que la répartition du courant entre la structure métallique et le réseau de câbles dépend beaucoup du mode de connexion des câbles à la structure.

III.c.1.) Réseau de conducteur sur une lame

On réalise pour cette expérience un réseau de 26 conducteurs semblable à ceux utilisés lors de l'expérience décrite au paragraphe (III-a) de ce chapitre. Ce réseau est placé sur une lame en acier de 10 cm de longueur elle-même disposée dans la cellule TEM à 10 cm du plan de référence et isolée de lui par des supports diélectriques. On mesure dans un premier temps le courant total qui circule dans le fil qui relie la lame au plan de référence (I1 figure (III-6)), puis celui qui circule dans le réseau de conducteurs et la lame (I2 figure (III-6)).



figure(III-6) Mesure du courant dans le réseau de conducteurs

La liaison entre le réseau de conducteurs et la lame est réalisée dans un premier temps par un fil puis par 2 puis 7. A la fréquence de 1 MHz et pour un champ de 1V/m on a le résultat suivant :

$$\begin{aligned} I1 &= 0.89 \text{ mA} & I2 &= 0.4 \text{ mA avec } 1 \text{ fil de liaison} \\ & & I2 &= 0.5 \text{ mA avec } 2 \text{ fils} \\ & & I2 &= 0.59 \text{ mA avec } 7 \text{ fils} \end{aligned}$$

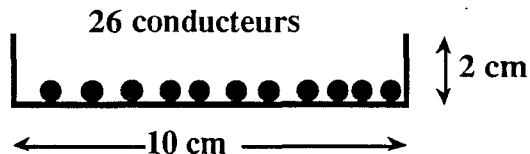
Les valeurs calculées sont $I1 = 0.82 \text{ mA}$ et $I2 = 0.57 \text{ mA}$.

On obtient donc avec 7 fils de liaison un bon accord entre calcul et mesure.

En fait, dans la première expérience, le courant circulant dans le réseau est limité par l'inductance parasite de la boucle formée par le fil de liaison. La mise en parallèle de plusieurs fils permet de réduire fortement l'inductance, et donc de se rapprocher du modèle canonique.

III.c.2.) Réseau de conducteurs sur une structure en forme de 'U'

La structure en forme de "U" est réalisée en ajoutant à la lame de longueur 10 cm des bords de 2 cm de hauteur formés par une bande de cuivre adhésif figure (III-7). Le réseau de 26 conducteurs est placé dans la structure et l'expérience précédente est reproduite en prenant soin de réduire les inductances parasites. Le diagramme de la figure (III-8) présente pour la fréquence de 1 MHz la comparaison entre la modélisation et la mesure du courant induit dans le réseau de conducteurs (I2) et la structure (I1).



figure(III-7) Structure métallique en forme de U

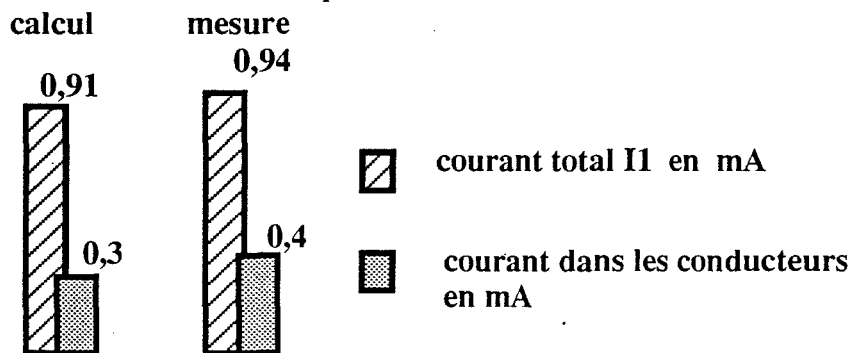
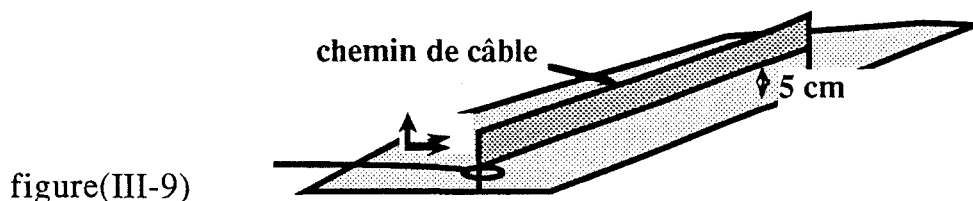


Figure (III-8) Courant induit dans la structure en U et les conducteurs qu'elle contient - Comparaison mesures-calculs

L'accord entre les deux approches est donc satisfaisant et valide le modèle théorique dans cette configuration essentielle pour l'utilisation pratique envisagée.

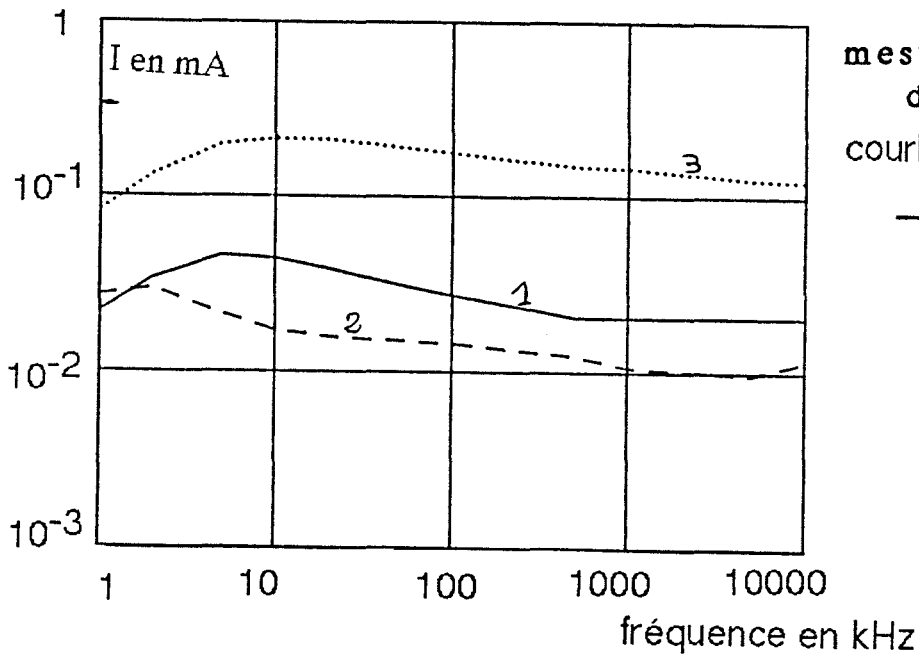
III.d.) Chemin de câbles placé contre un plan de référence

Pour évaluer l'effet de l'orientation de la structure métallique sur le courant induit dans les conducteurs qu'elle contient nous avons placé une lame dans la cellule TEM orientée de telle sorte que le petit côté soit perpendiculaire au plan de référence et que le bas de la lame soit à environ 5 cm du plan de figure (III-9).

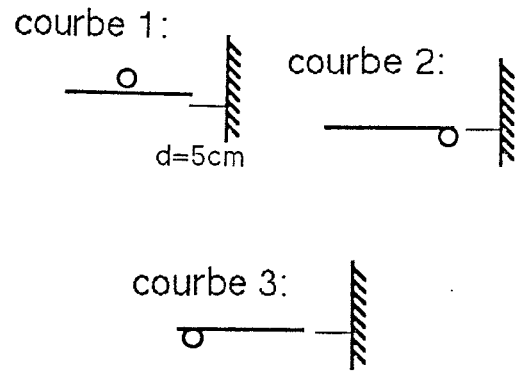


Nous avons ensuite placé dessus un conducteur en cuivre de $1,5 \text{ mm}^2$ de section, du type de ceux déjà utilisés; en bas, au milieu et en haut de la lame et nous avons procédé à la mesure de courant induit dans ce conducteur. L'amplitude mesurée pour chacun de ces 3 cas, en fonction de la fréquence est représentée sur la figure (a) de la planche (3-III). A 1 MHz par exemple on constate que l'amplitude du courant induit est environ dix fois plus importante quand le fil est en position haute (courbe 3) qu'en position basse (courbe 2). Le rapport est de 5 environ entre la position haute et la position médiane (courbe 1).

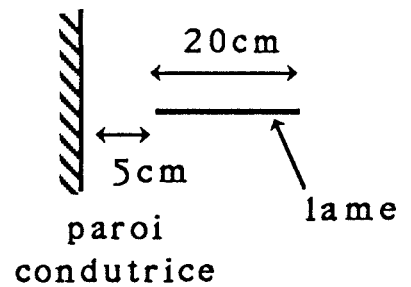
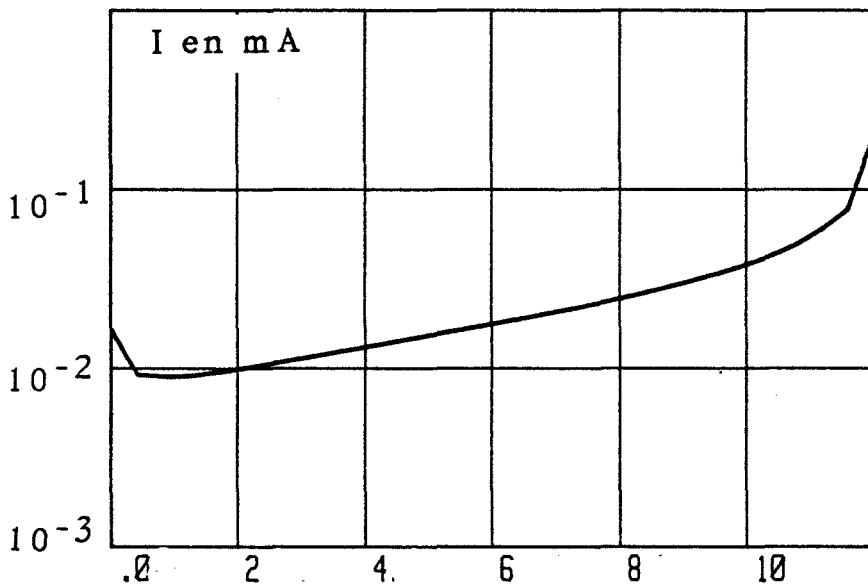
Nous avons par ailleurs calculé la répartition transversale du courant sur la lame dans la configuration correspondant à la mesure. La figure (b) de la planche (3-III) représente l'amplitude du courant en fonction de la distance par rapport au bas de la lame exprimée en centimètres. On constate qu'il y a environ un rapport 10 entre la densité du courant en haut de la lame et celle calculée en bas, et un rapport 5 entre le haut et le milieu. Les résultats sont tout à fait cohérents avec le résultat de mesure du courant induit sur le conducteur posé sur la lame; ils montrent que la répartition du courant calculée est tout à fait correcte.



figure(a)
mesure du courant induit
dans le conducteur



figure(b)
Calcul de la répartition de courant
sur la lame



Chemin de câble placé contre un plan conducteur
 Mesure du courant induit dans un fil placé dessus (fig(a))
 Calcul de la répartition de courant (fig(b))
 planche(3-III)

III.e.) Influence des jonctions mécaniques pratiquées sur les chemins de câbles

Le but de ce paragraphe est d'étudier l'influence du mode de raccordement des chemins de câbles sur les courants induits dans les conducteurs qu'ils contiennent, en basses fréquences. Nous commencerons par mettre en évidence cette influence expérimentalement, puis nous essaierons d'en comprendre le mécanisme physique et enfin nous donnerons deux démarches de modélisation, l'une rigoureuse, l'autre approchée, appuyée par quelques résultats de simulation.

III.e.1) Etude expérimentale du mode de raccordement

Pour réaliser cette étude, nous avons élaboré le dispositif décrit par la figure (a) de la planche (3-IV). Deux lames de 38 cm de longueur sont reliées entre elles successivement par un court-circuit, une boucle constituée par un fil de section $2,5 \text{ mm}^2$ et de longueur 20 cm, une boucle similaire mais de longueur 35 cm. Pour chaque cas, on mesure le courant qui est induit dans un conducteur en cuivre de section $1,5 \text{ mm}^2$, connecté aux deux extrémités du système, l'ensemble est placé à 10 cm du plan de référence dans la cellule TEM, et illuminé par une onde d'amplitude 4V/m.

Les résultats de ces mesures présentés sur la figure (b) de la planche (3-IV) font apparaître, pour le premier cas (court-circuit des lames) une courbe semblable à celles déjà obtenues pour un conducteur posé sur une lame simple, et pour les deux autres cas (liaison par une boucle) une amplitude du courant induit d'autant plus importante que la longueur de la boucle est grande et croissante avec la fréquence. (Les valeurs présentées ne sont pas normalisées à $1/V_m$ pour pouvoir être comparées à celle de la planche (3-V)).

La question qui se pose est maintenant de savoir si cette augmentation du courant induit dans le conducteur est due à l'augmentation de la surface entre le fil et la lame qui provoque une augmentation du flux magnétique. Nous réalisons donc les mêmes expériences mais cette fois en branchant un générateur à une extrémité du système (figure (a) planche (3-V)). On constate le même type d'influence des boucles de liaison sur le courant induit dans le conducteur posé sur la lame que dans le cas de l'illumination. L'augmentation du flux due au champ incident n'est donc pas le phénomène prépondérant.

En fait, dans le cas de l'injection de courant, l'impédance présentée par la boucle augmente avec la fréquence du fait de son caractère inductif et tend à limiter le courant qui circule dans la lame au profit de celui qui circule dans le conducteur.

III.e.2.) Modélisation du raccordement des lames

Le premier élément nécessaire à la modélisation est la connaissance de l'inductance de la boucle de liaison. On y accède soit par le calcul si la boucle est de forme simple et constituée par un câble, soit par la mesure, avec un analyseur de réseau par exemple, dans des situations géométriques plus complexes. La modélisation proprement dite peut se faire alors de façon rigoureuse en considérant que l'on a deux lames reliées au plan de référence à une extrémité, la jonction entre les lames étant matérialisée par une inductance. Chaque lame est modélisée par N fils auxquels on applique la théorie des lignes. Les constantes d'intégrations sont déterminées en appliquant les conditions limites aux deux extrémités de chaque lame. La complication des calculs vient de ce qu'au point de liaison des lames, les conditions limites ne s'expriment plus seulement en fonction du courant et de la tension d'une seule lame mais des deux.

Cette méthode rigoureuse est nécessaire si on veut tenir compte des phénomènes de propagation.. Si on travaille en basse fréquence, le calcul est beaucoup plus simple. On considère alors qu'il n'y a qu'une seule lame qu'on modélise par N fils.

Lors de l'application de la théorie des lignes, tout comme on avait ajouté à la matrice impédance (Z) du système une matrice (R) tenant compte des résistances des conducteurs, on ajoute une matrice $j\omega(L)$ qui tient compte de l'inductance de liaison. Si celle-ci vaut L_1 , les éléments L_{ji} de la matrice L ont pour valeur $N.L_1$ et les éléments L_{ij} sont nuls.

Avec cette adaptation du modèle, nous pouvons par exemple calculer le courant induit dans un réseau de 26 conducteurs posés sur les deux lames reliées entre elles par une tresse en cuivre de longueur 20 cm, dont on a évalué l'inductance à 200 nH (schéma, planche (3-VI)).

La planche (3-VI) présente sous forme d'histogrammes, les résultats de mesure et de calcul. Les barres en grisé représentent le courant induit dans le réseau de conducteurs et les barres hachurées celui induit dans les conducteurs plus les lames. On constate que la quasi totalité du courant circule dans le réseau de conducteur. Par ailleurs les résultats de mesure et de calcul sont très proches, ce qui montre que l'approximation qui a été faite est tout à fait justifiée.

courant induit dans le fil de section $1,5 \text{ mm}^2$ posé sur la lame

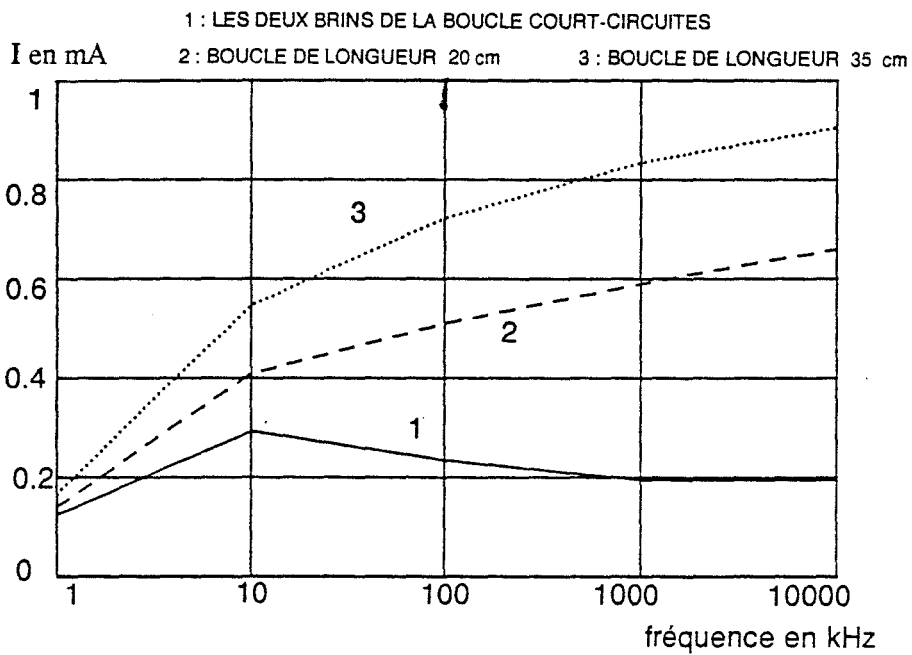


Figure (b)

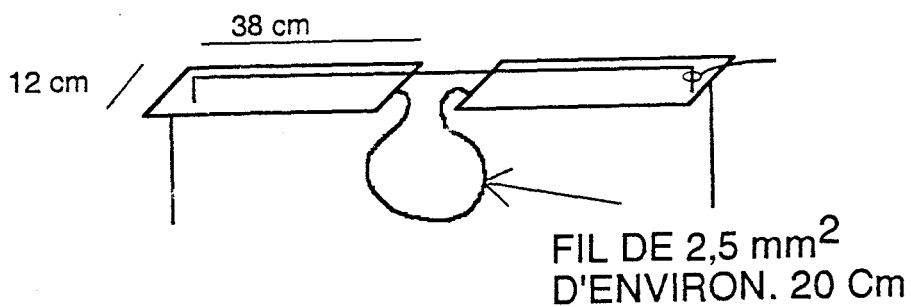


Figure (a)

Influence du mode de raccordement des chemins de câbles
 mesures en illumination

courant induit dans le fil de section $1,5 \text{ mm}^2$ posé sur la lame

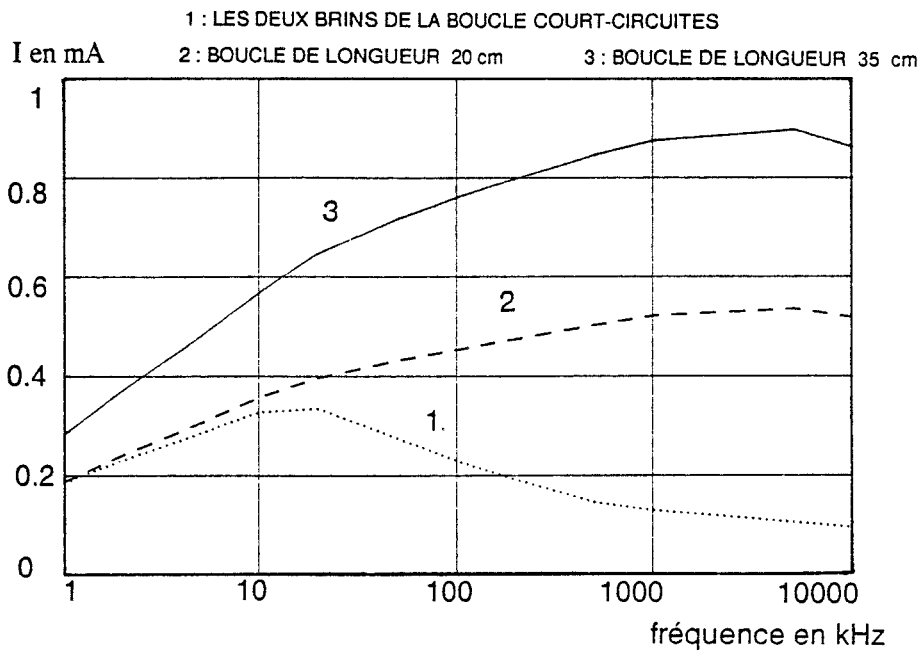


Figure (b)

injection d'un courant dans la lame

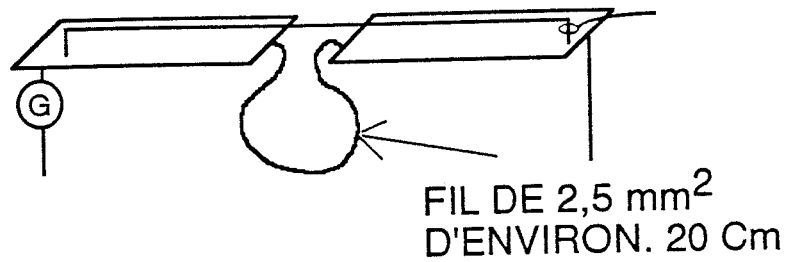
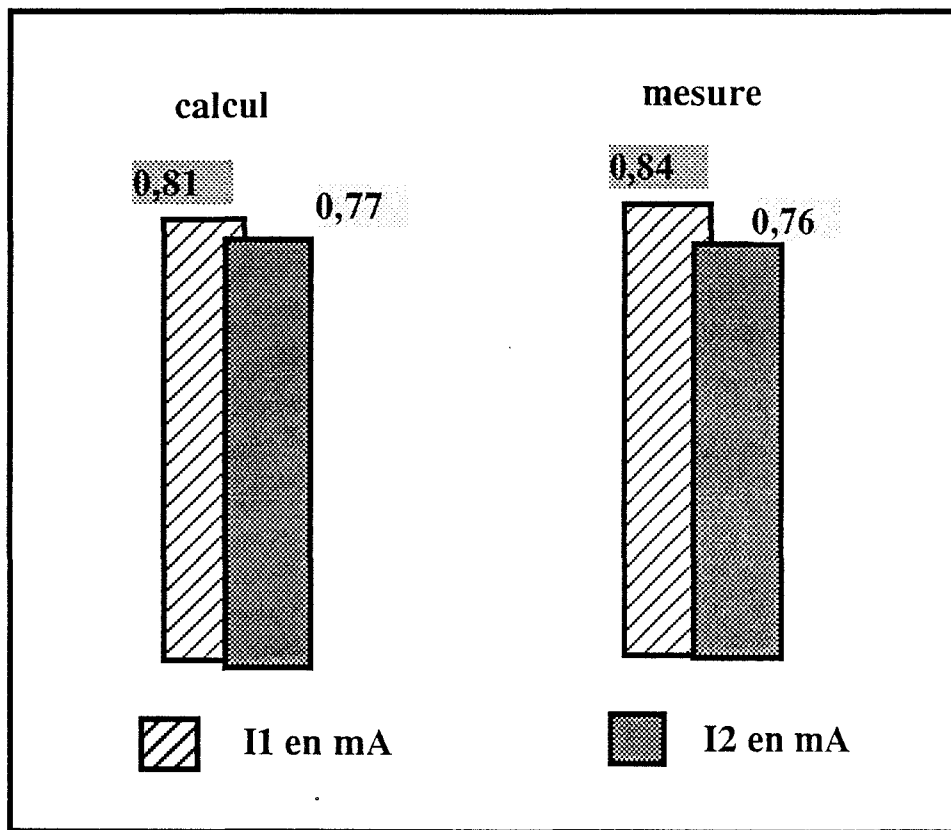
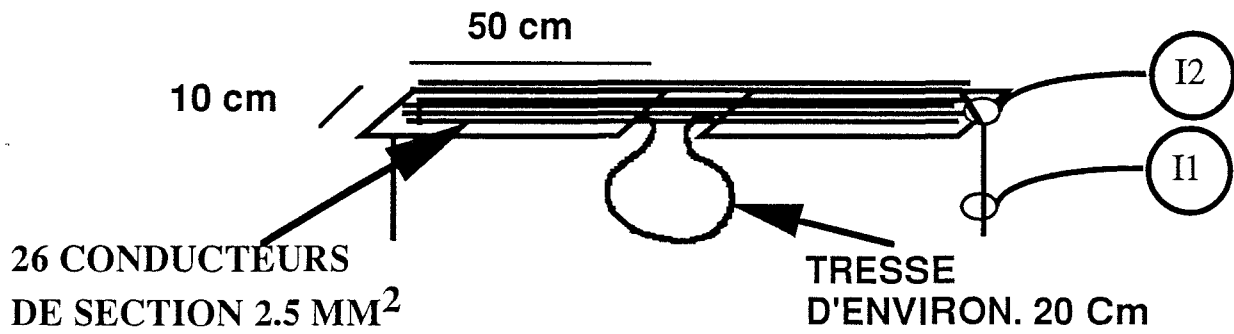


Figure (a)

Influence du mode de raccordement des chemins de câbles
mesures en injection de courant



fréquence 1 MHz

E incident = 1 V/m

courant induit dans la lame et dans un
réseau de conducteurs

Planche (3-VI)

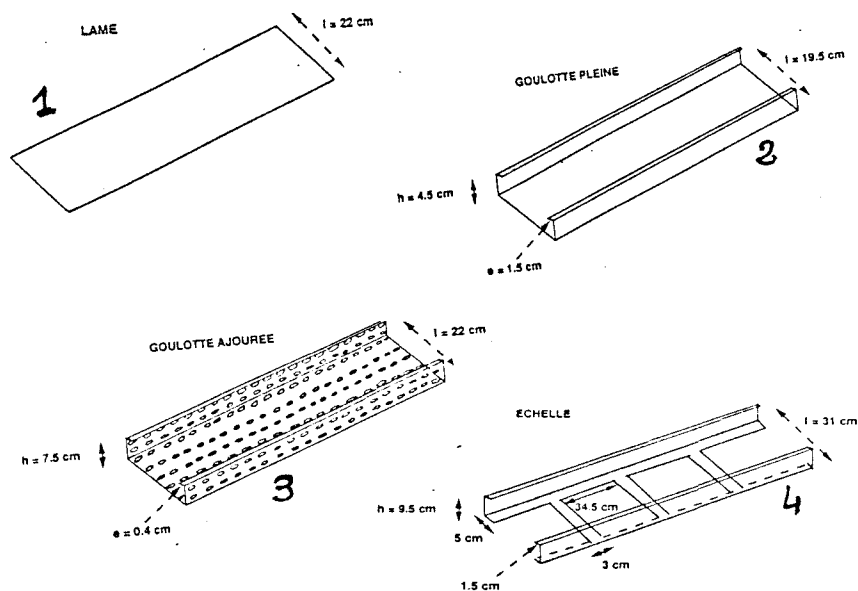
IV) ETUDE EXPERIMENTALE EFFECTUEE SOUS L'ANTENNE STRIPLINE

Cette partie de l'étude a pour but de confirmer les résultats expérimentaux obtenus en cellule TEM en testant des chemins de câbles de taille réelle. Nous avons donc reproduit le même type d'expériences que celles déjà menées, que nous ne décrivons pas toutes ici, préférant plutôt nous intéresser à des cas non encore traités comme par exemple la mesure de la tension induite sur un conducteur posé sur le chemin de câbles. Nous présenterons donc l'étude du courant induit dans différents types de chemins de câbles, puis celui induit dans un câble posé sur ces structures et enfin la tension induite en extrémité.

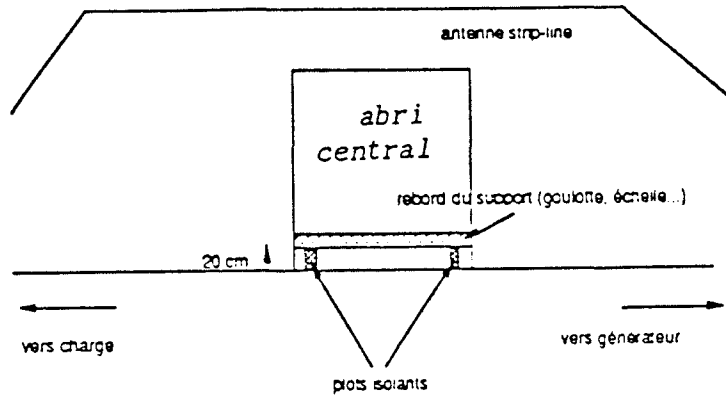
Par ailleurs, les mesures ont été réalisées dans la bande de fréquence allant de 10 kHz à 10 MHz, qui est la bande passante de l'amplificateur dont nous disposons, et sur seulement cinq points de fréquence par configuration géométrique. Le nombre de points peut paraître faible mais il est suffisant pour une démarche de confirmation de résultats déjà connus.

IV.a.) Etude du courant induit dans les chemins de câbles

Nous avons procédé à des tests sur 4 types de chemins de câbles : guide métallique plat, guide plein en forme de "U", goulotte ajourée, échelle figure(IV-1). Les éléments, d'une longueur de 3 m sont représentatifs des chemins de câbles rencontrés sur site et sont placés sous l'antenne selon la disposition schématisée sur la figure (IV-2).



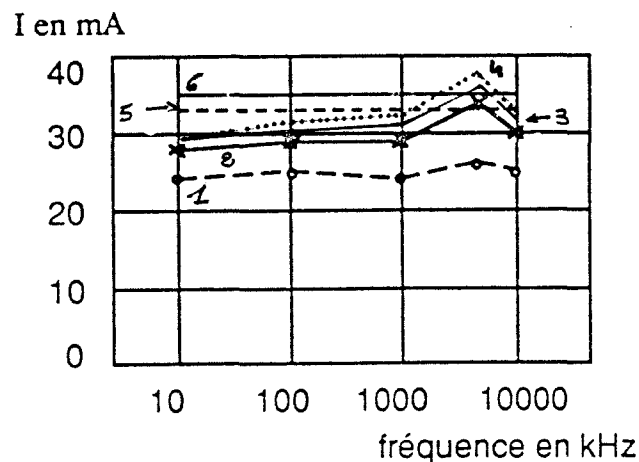
figure(IV-1)



figure(IV-2)

Afin de conférer au dessous du chemin de câbles un plan s'approchant d'une référence de masse idéale, un feillard en cuivre d'une largeur de 50 cm est disposé sur la dalle de béton armé formant le plan de référence de notre site de mesure. Le chemin de câbles est maintenu distant de 20 cm de ce feillard par des plots isolants. Il est connecté au feillard par un fil de section $1,5 \text{ mm}^2$ à chacune de ses extrémités.

La figure (IV-3) montre les résultats de ces mesures sur les courbes (1) à (4) (ces numeros correspondent aux numéros des éléments de la figure(IV-2)). Celles-ci peuvent être comparées aux calculs effectués pour la lame (courbe 5) et la goulotte pleine (courbe 6). On constate en comparant les courbes de mesures entre elles qu'il y a peu de dispersion du courant total induit apportée par les différences de géométries transversales. L'écart entre les courbes mesurées et celles calculées est de l'ordre de 3 à 4dB. Cet écart plus important que celui obtenu en cellule TEM, peut être imputé au fait que l'ensemble du dispositif de mesure est moins précis, et on ne peut espérer avoir un accord meilleur que 3dB.



figure(IV-3)

IV.b.) Courant induit dans un câble posé sur un chemin de câbles

Le câble expérimenté ici est un câble coaxial de spécification EDF HN33-S-34 dont l'écran métallique a un diamètre de 12 mm et l'isolant une épaisseur d'environ 2 mm. Ce câble sera appelé par la suite "CERT". C'est le courant induit dans le blindage de ce câble qui nous intéresse.

Le câble est dans un premier temps placé à 20 cm du plan de référence, le courant mesuré est représenté sur la figure (a) de la planche(3-VII). On peut le comparer au résultat du calcul utilisant la formule (3-1) et on constate une différence de 1,5dB qui est due à l'imprécision de la mesure du champ électrique à la hauteur de 1m.

Dans un deuxième temps, on place ce câble au milieu de la lame et l'ensemble sous l'antenne à la même hauteur que précédemment. La figure (b) de la planche (3-VII) présente l'amplitude du courant induit mesurée et celle du courant calculé. La différence est d'environ 4dB. Le même type de mesures, effectuées avec les autres chemins de câbles donnent des résultats similaires.

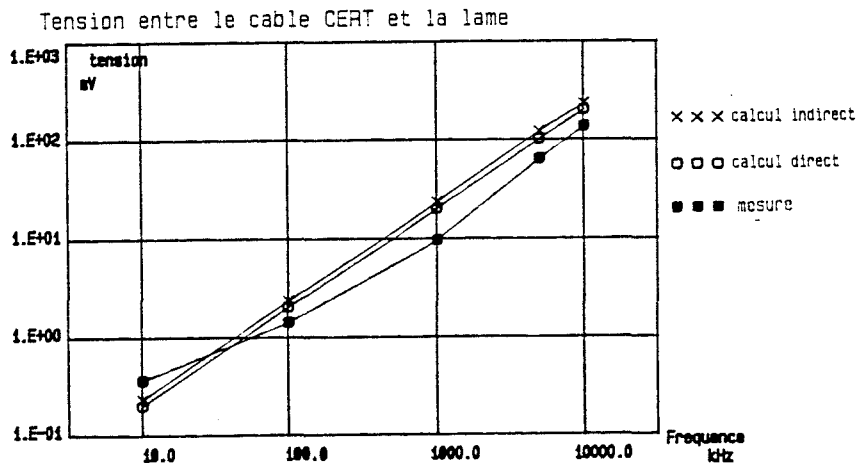
IV.c.) Etude de la tension induite sur le conducteur placé dans le chemin de câbles

Cette mesure a pour but de prendre en compte le fait que les conducteurs placés sur le chemin de câbles, ne sont pas forcément reliés à la masse. Dans ce cas, il faut évaluer la tension induite à l'extrémité de ces conducteurs. Dans notre expérience le conducteur est court-circuité d'un côté au chemin de câbles et en circuit ouvert de l'autre.

La figure (IV-4) présente le résultat de mesures effectuées lorsque le conducteur est posé sur la lame.

Les calculs sont menés selon les deux méthodes exposées au chapitre précédent, d'une part un calcul direct en appliquant la théorie des lignes à l'ensemble des conducteurs et d'autre part un calcul indirect où on évalue le courant induit dans la lame et dont on déduit la tension sur le fil.

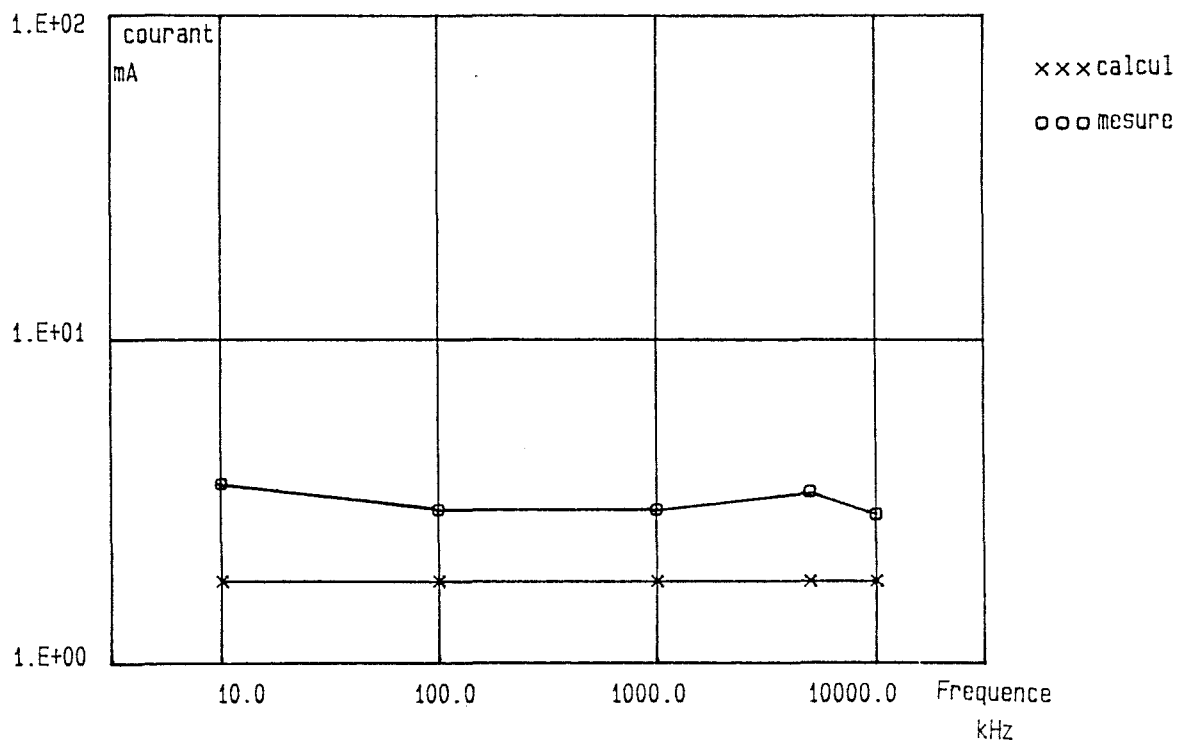
Comme pour le courant, le niveau de tension mesuré est inférieur de 3 à 4dB au niveau calculé. Par ailleurs les deux méthodes de calcul donnent les mêmes résultats.



figure(IV-4)

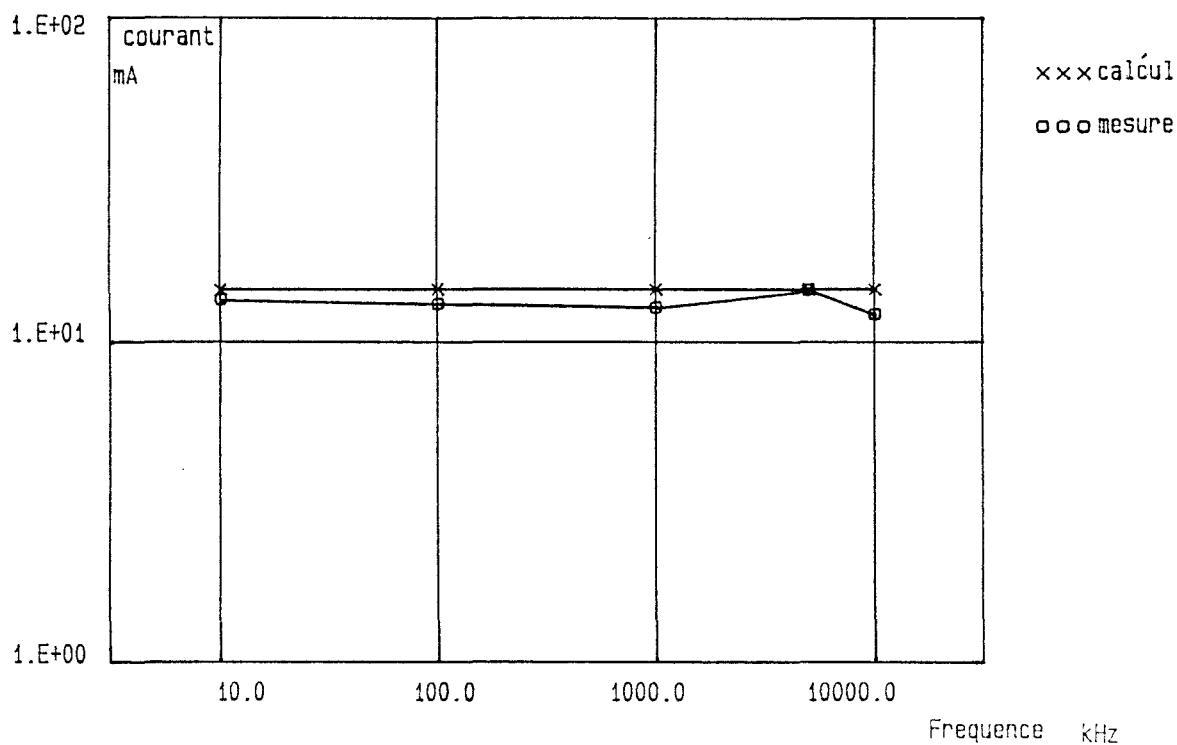
cable CERT au milieu de la lame

Figure (b)



CABLE CERT SEUL A 20 cm DU SOL

Figure (a)



Mesure du courant induit dans un câble de 12 mm de diamètre
 cas où le câble est placé à 20 cm du sol (Figure (a))
 cas où le câble est posé dans un chemin de câbles (Figure (b))

V.) Conclusion

Il ressort de l'ensemble de cette étude expérimentale que dans toutes les configurations testées, la modélisation effectuée rend compte des phénomènes observés. Les mesures en cellule TEM ont l'avantage d'être faciles à mettre en oeuvre et de permettre l'étude de nombreux cas de figure. Elles sont très précises et permettent de valider le modèle. L'utilisation de l'antenne Stripline nous a permis de tester des chemins de câbles réels. Nous avons constaté des différences entre mesures et calculs de 3 à 4dB, les calculs donnant en général des résultats plus élevés que les mesures, mais les formes des caractéristiques courant-fréquence sont les mêmes dans les deux approches. Nous avons par ailleurs, mis en évidence que la répartition du courant induit entre le chemin de câbles et les câbles qu'il contient, est sensible au mode de connexion en extrémité.

Nous abordons maintenant la phase suivante qui consiste à étudier les chemins de câbles dans le domaine temporel.

CHAPITRE (4)

**CALCUL DE LA
REPONSE DES CHEMINS DE CABLES
A
UNE ONDE DE TYPE IMPULSIONNEL**

I) INTRODUCTION

II) RESOLUTION DES EQUATIONS AUX LIGNES COUPLEES DANS LE DOMAINE SYMBOLIQUE ET PASSAGE DANS LE DOMAINE TEMPOREL

- II.a) Les hypothèses du calcul
- II.b) Couplage hybride
- II-c) Cas du couplage magnétique
- II-d) Couplage électrique
- II-e) Justification de la décomposition du signal
réflexion par réflexion
- II-f) Réponse d'une lame à une impulsion trapézoïdale
quand celle-ci est reliée à différentes résistances en
extrémité

III) MISE EN OEUVRE DE SIMPLIFICATIONS DU MODELE DE CALCUL.

- III.a) Introduction
- III.b) Réduction de l'ordre des matrices

- III.b.1) Cas de la lame seule.
- III.b.2) Cas d'une structure en "U"

- III.c) Cas où l' on place un conducteur sur le chemin
de câbles
- III.d) Cas où l'on place un réseau de conducteurs sur
le chemin de câbles

- III.d.1) Réseau de câbles court-circuités entre eux et reliés par
une impédance au chemin de câbles ou au plan de référence.
- III.d.2) Réseau de câbles reliés à des impédances de charge
différentes.

IV) Modélisation de la réponse de deux chemins de câbles reliés entre eux à une impulsion électromagnétique

V- CONCLUSION

I) INTRODUCTION

Comme on l'a vu au chapitre (1), les perturbations électromagnétiques qui risquent de perturber les systèmes de contrôle commande des sites industriels sont surtout de type impulsionnel (foudre, IEMN, transitoires dûs aux manoeuvres.). L'étude de la réponse des chemins de câbles à ces impulsions va donc nous permettre de prendre en compte des agressions électromagnétiques rencontrées sur site.

L'illumination d'une structure métallique par une onde impulsionnelle engendre sur cette structure une perturbation transitoire qui se déplace à la vitesse de la lumière, si la structure est entourée d'air. Dans le cas d'une structure de dimension finie placée au dessus d'un plan de référence, la perturbation qui arrive à une extrémité subit une transformation qui dépend de la charge rencontrée, il s'agira en général d'une réflexion. Le courant total induit dans la structure à un instant "t" est donc la somme de différents signaux réfléchis. La matrice des charges d'extrémité de la ligne sera déterminante sur l'amplitude du courant induit et sur sa forme.

L'évaluation des impédances d'extrémité et en particulier celle présente entre la structure et le plan de référence est un problème délicat. En effet, les chemins de câbles sont mis à la masse par des conducteurs de longueurs variables et d'autre part, les blindages câbles contenus dans les chemins de câbles sont en général connectés à la carcasse des équipements d'extrémité, de ce fait il est difficile de connaître l'impédance de la boucle formée par le câble, l'équipement, le sol et le chemin de câbles comme cela est illustré sur la figure (I-1)

Dans ce dernier cas, on peut simplement dire que cette impédance a une composante résistive et une composante inductive qui peut devenir prépondérante aux fréquences élevées.

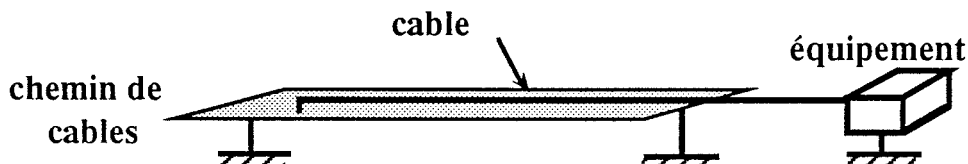


Figure (I-1) Configuration de la charge d'extrémité du câble

Les buts visés ici sont donc d'une part, d'étudier des situations où ces impédances terminales sont facilement identifiables et d'autre part, de mettre aussi en évidence des modes de connexions des structures et des blindages des câbles à la masse, qui sont pénalisantes sur le plan de la compatibilité électromagnétique.

La méthode de calcul de la réponse temporelle de la structure que nous allons adopter reprend la modélisation par des fils fins. A partir de là, plusieurs possibilités sont offertes [121, 122] : soit un calcul dans le domaine temporel direct, soit une résolution dans le domaine des fréquences et un passage en temporel au moyen de la transformée de Fourier ou bien encore une résolution spatio-temporelle des équations des télégraphistes.

La méthode qui nous semble bien adaptée à notre problème, consiste à résoudre les équations des télégraphistes dans le domaine symbolique, à mettre en évidence dans la solution, les termes correspondant à chaque réflexion du signal sur les impédances de charges et à construire la réponse temporelle, réflexion par réflexion. Cette méthode est proposée par plusieurs auteurs, elle est bien détaillée dans la thèse de C. Poudroux [116] pour traiter le cas de lignes perturbées par des sources localisées.

Nous prendrons en compte des charges résistives pour lesquelles la transformation du domaine symbolique vers le domaine temporel peut se faire analytiquement et le cas plus général des charges inductives, où elle nécessite l'utilisation de la transformée de Fourier inverse.

II RESOLUTION DES EQUATIONS AUX LIGNES COUPLEES DANS LE DOMAINE SYMBOLIQUE ET PASSAGE DANS LE DOMAINE TEMPOREL

II.a) Les hypothèses du calcul

Nous considérons ici un ensemble de lignes parallèles placées au dessus d'un plan de référence et relié à celui-ci par des charges (Figure(II-1)).

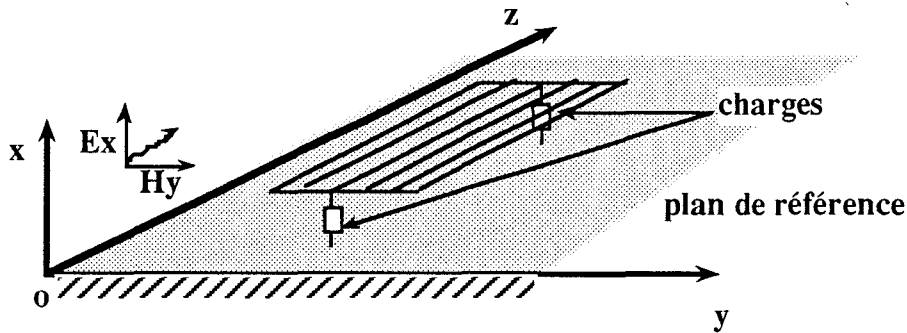


Figure (II-1) Configuration géométrique

On néglige la résistance linéique des conducteurs afin de ne pas compliquer l'exposé. Par ailleurs, l'illumination qui nous intéresse particulièrement en vue des validations expérimentales est l'illumination hybride (propagation parallèle aux conducteurs avec H parallèle au plan de référence et E perpendiculaire à ce plan) toutefois il nous semble utile d'établir la validité de la méthode de calcul pour les illuminations de type magnétique (onde incidente perpendiculaire au plan de référence, E est parallèle aux conducteurs et H perpendiculaire à ceux-ci) et de type électrique (onde incidente parallèle au plan, H parallèle aux conducteurs et E perpendiculaire à ceux-ci).

II.b) Couplage hybride

Les équations aux lignes couplées correspondant à cette illumination sont données au paragraphe (chapitre 2-III.b).

$$\frac{-d(V(\omega,z))}{dz} = (Z(\omega)) I(\omega,z) - (\epsilon(\omega,z)) \quad (4-1)$$

$$\frac{-d(I(\omega,z))}{dz} = (Y(\omega)) V(\omega,z) - (\zeta(\omega,z)) \quad (4-2)$$

avec les termes de la matrice $(\epsilon(\omega,z))$ définis par

$$\epsilon_j = j\omega \int_0^{h_j} B_y dx \quad (4-3)$$

et ceux de la matrice $(\zeta(z))$ par :

$$(\zeta(z)) = -j\omega (C) \begin{pmatrix} \vdots \\ \int_0^h E_x^i(\omega, z) dx \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (4-4)$$

Nous considérons ici des ondes planes et nous supposons que les hauteurs des conducteurs sont suffisamment petites devant la longueur d'onde pour que B_y et E_x soient constants sur la hauteur h .

$$\text{On peut donc écrire } \mathcal{E}(\omega, z) = j\omega B_y(\omega, z)(h) \quad (4-5)$$

$$(\zeta(\omega, z)) = -j\omega (C)(h) E_x(\omega, z) \quad (4-6)$$

Des équations (4-1) et (4-2) on déduit l'équation différentielle du second ordre (4-7)

$$\frac{d^2(I(\omega, z))}{dz} = (Y(\omega))(Z(\omega))(I(\omega, z)) - (Y(\omega))(\mathcal{E}(\omega, z)) - \frac{d\zeta(\omega, z)}{dz} \quad (4-7)$$

on montre que

$$-Y(\omega)\mathcal{E}(\omega, z) - \frac{d\zeta(\omega, z)}{dz} = 0 \quad (4-8)$$

et on pose $p = j\omega$ et $(\gamma)^2 = Z(p)Y(p) = Y(p)Z(p)$

$$\frac{d^2(I(p, z))}{dz} - (\gamma)^2(I(p, z)) = 0 \quad (4-9)$$

$$(4-9) \text{ a pour solution (4-10) : } (I(p, z)) = (A)e^{-\gamma z} + (B)e^{\gamma z} \quad (4-10)$$

avec (A) et (B) des matrices colonnes de constantes à déterminer en appliquant les conditions limites entre courant et tension aux extrémités des lignes.

$$\text{en } z = 0 \quad (V(p, 0)) = -(z0)(I(p, 0)) \quad (4-11)$$

$$\text{en } z = L \quad (V(p, L)) = (zL)(I(p, L)) \quad (4-12)$$

Les matrices (z_0) et (z_L) sont des matrices carrées qui prennent en compte les impédances de charge. Nous travaillerons dans un premier temps avec des matrices de forme très générale et nous discuterons par la suite des différents cas particuliers.

Par ailleurs, l'équation (4-2) devient dans le domaine symbolique :

$$\frac{d(I(p,z))}{dz} = (Y(p)) V(p,z) - (\zeta(p,z)) \quad (4-13)$$

on a aussi :

$$\frac{d(I(p,z))}{dz} = -\gamma[(A)e^{-\gamma z} - (B)e^{\gamma z}] \quad (4-14)$$

en $z = 0$ les équations (4-14) (4-13), (4-11), (4-6) et (4-10) permettent d'écrire (4-15) :

$$(\gamma)[(A) - (B)] = -(Y(p))(z_0)[(A) + (B)] + (Y(p))(h) \text{Ex}(p,0) \quad (4-15)$$

en $z = L$ les équations (4-10) (4-12) (4-13) (4-14) et (4-6) permettent d'écrire (4-16)

$$(\gamma)[(A)e^{-\gamma L} - (B)e^{\gamma L}] = (Y(p))(z_L)[(A)e^{-\gamma L} + (B)e^{\gamma L}] + (Y(p))(h) \text{Ex}(p,L) \quad (4-16)$$

comme $\gamma^2 = (Z)(Y) = (Y)(Z)$

on a $(Z)(\gamma)^{-1} = (\gamma)(Y)^{-1}$

on multiplie donc le membre de gauche des équations (4-15) et (4-16) par $(Z)(\gamma)^{-1}$ et celui de droite par $(\gamma)(Y)^{-1}$. Puis on rassemble les termes facteurs des constantes (A) à gauche de l'équation et ceux facteurs des constantes (B) à droite et on obtient :

$$[(Z(p)) + (\gamma)(z_0)](A) = [(Z(p)) - (\gamma)(z_0)](B) + (\gamma)(h) \text{Ex}(p,0) \quad (4-17)$$

$$[(Z(p)) - (\gamma)(z_L)](A)e^{-\gamma L} = [(Z(p)) + (\gamma)(z_L)](B)e^{\gamma L} + (\gamma)(h) \text{Ex}(p,L) \quad (4-18)$$

on pose alors

$$(\rho_0) = [(Z(p)) + (\gamma)(z_0)]^{-1} [(Z(p)) - (\gamma)(z_0)] \quad (4-19)$$

$$(\rho_L) = [(Z(p)) + (\gamma)(z_L)]^{-1} [(Z(p)) - (\gamma)(z_L)] \quad (4-20)$$

$$(D) = [(Z(p)) + (\gamma)(z_0)]^{-1} (\gamma)(h) \quad (4-21)$$

$$(F) = [(Z(p)) - (\gamma)(z_L)]^{-1} (\gamma)(h) \quad (4-22)$$

Les matrices (ρ_0) et (ρ_L) sont des matrices carrées qui prennent en compte les coefficients de réflexion des différentes lignes. On notera que ces matrices ne sont pas les matrices de réflexion au sens de la théorie modale car nous n'avons pas procédé à la diagonalisation des matrices (Z) et (Y).

Les équations (4-17) et (4-18) prennent alors la forme suivante

$$(A) = (\rho_0)(B) + (D) \text{Ex}(p,0) \quad (4-23)$$

$$(A) e^{-\gamma L} = (\rho_L)^{-1} (B) e^{\gamma L} + (F) \text{Ex}(p,L) \quad (4-24)$$

Le calcul du courant induit présente essentiellement de l'intérêt aux extrémités des structures et en particulier nous le calculerons ici à l'origine

$$\text{D'après (4-10) } (I(p,0)) = (A) + (B) \quad (4-25)$$

soit encore (4-26)

$$(I(p,0)) = [(1) + (\rho_0)] (B) + (D) \text{Ex}(p,0) \quad (4-26)$$

$$\text{avec } (B) = [(\rho_0) e^{-\gamma L} - (\rho_L)^{-1} e^{\gamma L}]^{-1} [-(D) \text{Ex}(p,0) e^{-\gamma L} + (F) \text{Ex}(p,L)] \quad (4-27)$$

Dans le cas du couplage hybride $\text{Ex}(p,z)$ est de la forme $\text{Ex}(p,0) e^{-\gamma z}$

donc $\text{Ex}(p,L) = \text{Ex}(p,0) e^{-\gamma L}$

$$\text{d'où } (B) = [(\rho_0) e^{-\gamma L} - (\rho_L)^{-1} e^{\gamma L}]^{-1} [(F)-(D)] \text{Ex}(p,0) e^{-\gamma L} \quad (4-28)$$

en combinant (4-28) et (4-26) et en factorisant $(\rho_L)^{-1} e^{\gamma L}$ on obtient finalement pour (I) l'expression suivante :

$$(I(p,0)) = [(1)+(\rho_0)] (\rho_L) e^{-2\gamma L} [1 - (\rho_0) (\rho_L) e^{-2\gamma L}]^{-1} [(D) - (F)] \text{Ex}(p,0) + (D) \text{Ex}(p,0) \quad (4-29)$$

La référence [120] nous fournit le théorème suivant : Si une fonction $f(x)$ peut être développée en série entière dans le cercle $|x - x_0| < r$

$$f(x) = \sum_{p=0}^{\alpha} \alpha_p (x - x_0)^p \quad (4-30)$$

Cette expression reste valable lorsque l'argument scalaire x est remplacé par une matrice A dont les valeurs caractéristiques sont situées à l'intérieur du cercle de convergence.

D'après ce théorème, le terme $[1 - (\rho_0)(\rho_L) e^{-2\gamma L}]^{-1}$

équivalent à $\sum_{m=0}^{\infty} (\rho_0 \rho_L e^{-2\gamma L})^m$

$$= 1 + (\rho_0)(\rho_L) e^{-2\gamma L} + [(\rho_0)(\rho_L)]^2 e^{-4\gamma L} + [(\rho_0)(\rho_L)]^4 e^{-8\gamma L} + \dots \quad (4-31)$$

On vérifie en effet que pour des charges résistives ou inductives, le critère de convergence est respecté.

Le courant à l'origine peut s'écrire alors

$$\begin{aligned} (I(p,0)) &= (D) Ex(p,0) \\ &+ [(1) + (\rho_0)] (\rho_L) [(D) - (F)] Ex(p,0) e^{-2\gamma L} \\ &+ [(1) + (\rho_0)] (\rho_L) [(\rho_0)(\rho_L)] [(D) - (F)] Ex(p,0) e^{-4\gamma L} \\ &+ [(1) + (\rho_0)] (\rho_L) [(\rho_0)(\rho_L)]^2 [(D) - (F)] Ex(p,0) e^{-6\gamma L} \end{aligned} \quad (4-32)$$

Chaque ligne de l'expression de (I) prend en compte un aller retour du signal sur la structure, ainsi que les réflexions sur les réseaux de charges en extrémité.

Si les charges sont purement résistives, on montre que les matrices (ρ_0) , (ρ_L) , (D) et (F) ne dépendent pas de p.

En posant $\theta = L/c$ (c étant la vitesse de la lumière) le courant $(I(t,0))$ s'obtient de façon immédiate

$$\begin{aligned} I(t,0) &= (D) Ex(t,0) \\ &+ [(1) + (\rho_0)] (\rho_L) [(D) - (F)] Ex(t - 2\theta) \\ &+ : \\ &+ [(1) + (\rho_0)] (\rho_L) [(\rho_0)(\rho_L)]^k [(D) - (F)] Ex(t - 2k\theta) \\ &+ : \end{aligned} \quad (4-33)$$

Si les charges sont inductives les matrices (ρ_0) , (ρ_L) , (D) et (F) sont dépendantes de p. La transformée de Laplace inverse analytique reste possible théoriquement pour des impulsions de forme simple, comme par exemple une onde IEMN, mais n'est faisable en pratique que pour des temps très courts.

On procède donc au passage en temps en remplaçant la variable "p" par "j ω " et en appliquant une transformée de Fourier inverse à chaque ligne de l'expression du courant. Le résultat est obtenu en effectuant la somme des transformées de Fourier inverses affectées du retard correspondant.

La planche (4-I) permet d'illustrer par quelques exemples ces calculs théoriques. Nous avons calculé le courant induit dans un câble de diamètre 1 cm, de longueur 10 m, placé à 10 cm du plan de référence, à une onde plane impulsionnelle. L'impulsion est un signal trapézoïdal de temps de montée (0-valeur maximale) 1 ns et de descente (valeur maximale-0) 1 ns de durée 100 ns. Le calcul est mené d'une part en ne considérant qu'un seul conducteur (figures a1, a2, a3) et d'autre part en le modélisant par 8 fils de 1,4 mm de diamètre (figures b1, b2, b3). Les charges d'extrémité sont constituées d'une résistance de 10 Ω (figures a1 et b1), d'une résistance de 10 Ω et d'une inductance qui a pour valeur 100 nH (figures a2 et b2) et 1 μ H (figures a3 et b3).

On constate que les deux types de calcul (avec et sans modélisation par les fils) donnent les mêmes résultats.

Par ailleurs, les figures (a1) et (b1) permettent de bien suivre les différentes réflexions du signal. A $t = 66$ ns on voit intervenir le premier signal ayant fait l'aller retour sur la ligne, puis 66 ns plus tard, le 2ème et ainsi de suite.

Sur les figures (a2) et (a3), on peut apprécier les transformations des impulsions dues aux composantes inductives des charges. L'arrivée sur inductance d'une impulsion à front de montée très raide provoque un pic de courant que l'on distingue bien sur les premières réflexions de la figure (a2).

Nous pouvons maintenant vérifier que le même type de calcul est applicable au cas du couplage magnétique en suivant les principales étapes de celui-ci.

II-c) Cas du couplage magnétique

Le couplage magnétique correspond à une illumination des lignes telle que le champ électrique E est parallèle aux lignes et le champ H est perpendiculaire (figure II-2)

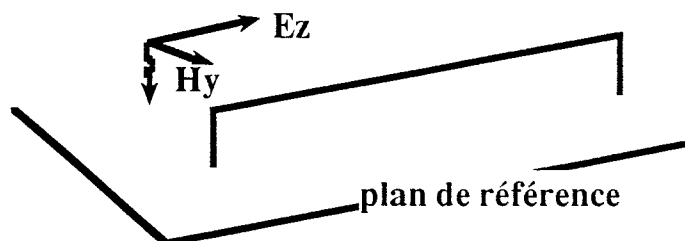
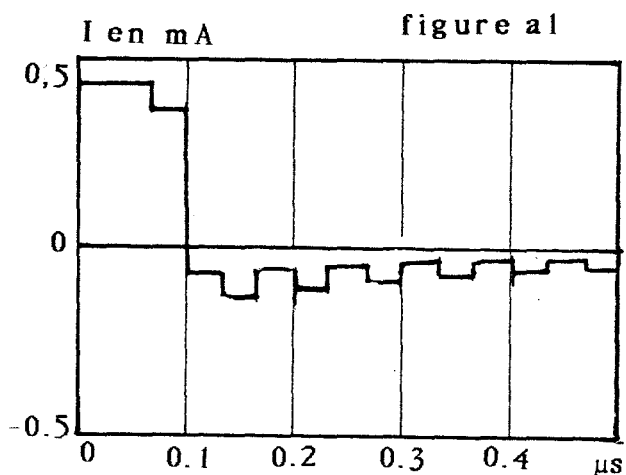
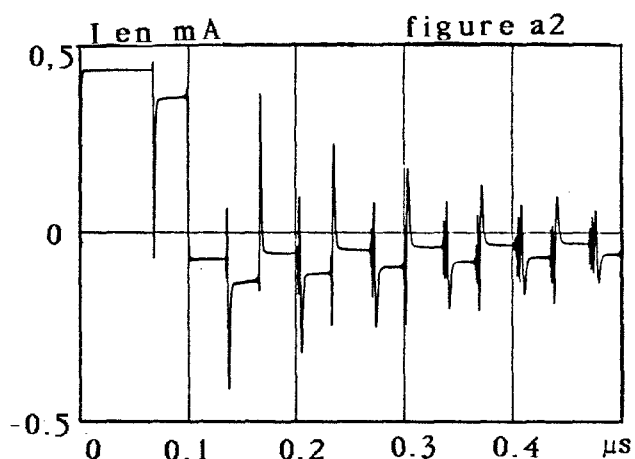
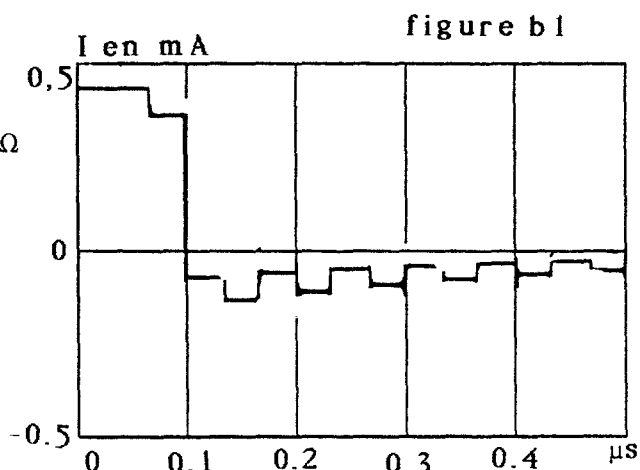


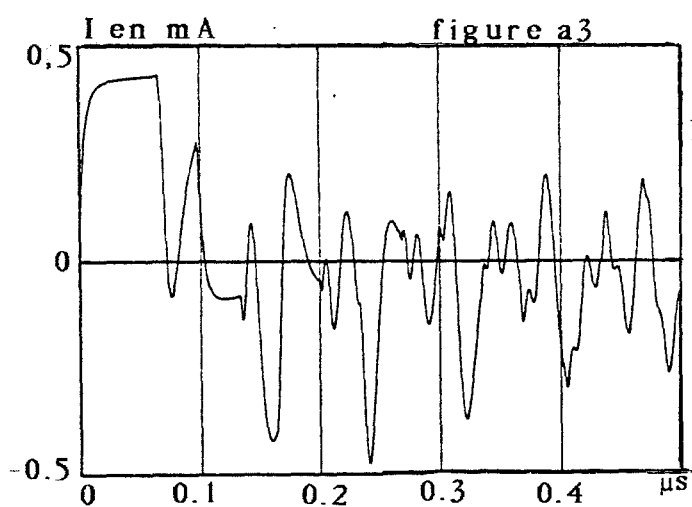
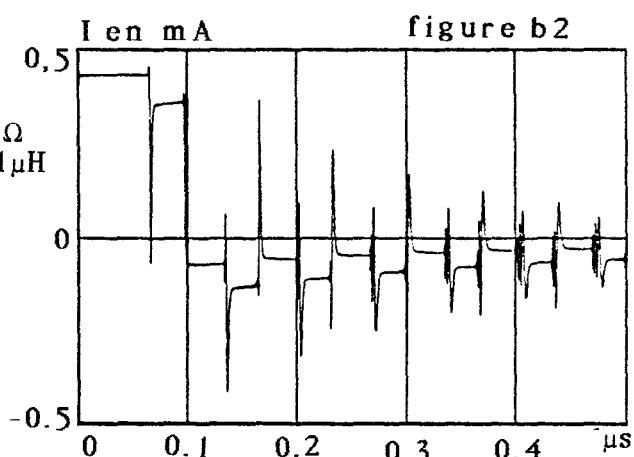
Figure (II-2) Schéma de l'excitation magnétique



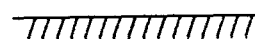
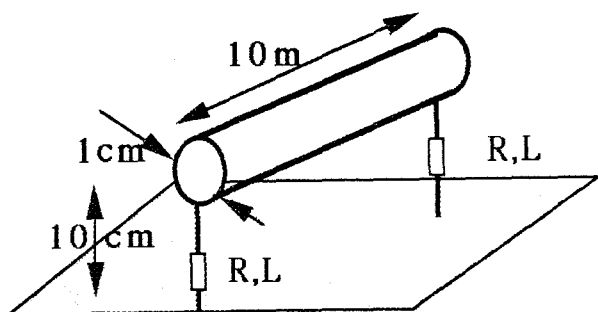
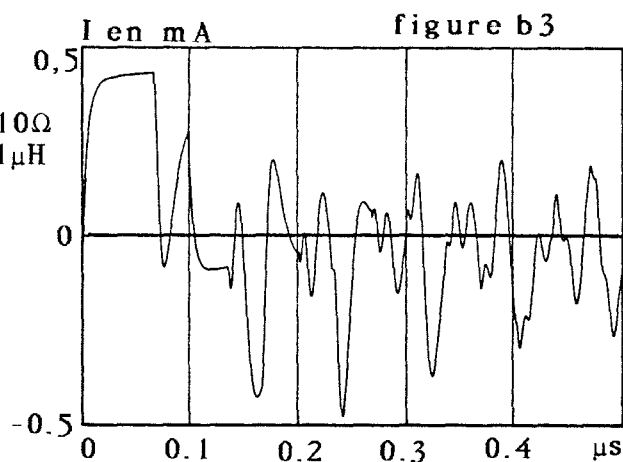
$R=10\Omega$
 $L=0$



$R=10\Omega$
 $L=0,1\mu\text{H}$



$R=10\Omega$
 $L=1\mu\text{H}$



Calcul du courant induit sur un conducteur
en le modélisant par 8 fils → courbes (b)
par un calcul direct → courbes (a)

Le rapport entre le courant et la tension sur chaque ligne, référencés par rapport au plan, est donné par les équations (4-34) et (4-35)

$$\frac{-d(V(\omega, z))}{dz} = (Z(\omega)) (I(\omega, z)) - (Ez(\omega, h)) \quad (4-34)$$

$$\frac{-d(I(\omega, z))}{dz} = (Y(\omega)) (V(\omega, z)) \quad (4-35)$$

$Ez(h_i)$ est en fait la somme du champ incident et du champ réfléchi par le plan de référence, à la hauteur h_i correspondant au conducteur de repère " i ".

Les équations ont une forme différente des équations (4-1) et (4-2) mais A. Zeddani montre en [24] qu'elles sont équivalentes.

Elles permettent d'écrire l'équation différentielle en courant :

$$\frac{d^2(I(p, z))}{dz^2} = (Y(p)) (Z(p)) (I(p, z)) - (Y(p)) (Ez(p, h)) \quad (4-36)$$

Compte tenu du fait que Ez est constant suivant z la solution prend la forme de (4-37) :

$$I(p, z) = (A) e^{-\gamma z} + (B) e^{\gamma z} + (S) \quad (4-37)$$

(S) est une matrice solution particulière de (4-36)

$$(S) = (\gamma)^{-2} (Y(p)) (Ez(p, h)) \quad (4-38)$$

L'application des conditions limites et des transformations qui nous ont permis de passer des équations (4-15), (4-16) à (4-17), (4-18) nous donnent les équations suivantes :

$$(Z(p)) [(A) - (B)] = -(\gamma) (z_0) [(A) + (B)] - (z_0) (\gamma) (Z(p))^{-1} (Ez(p, h)) \quad (4-39)$$

$$(Z(p)) [(A) e^{-\gamma L} - (B) e^{\gamma L}] = (\gamma) (z_L) [(A) e^{-\gamma L} + (B) e^{\gamma L}] + (z_L) (\gamma) (Z(p))^{-1} (Ez(p, h)) \quad (4-40)$$

on pose:

$$(\rho_0) = [(Z(p)) + (\gamma) (z_0)]^{-1} [(Z(p)) - (\gamma) (z_0)] \quad (4-41)$$

$$(\rho_L) = [(Z(p)) + (\gamma) (z_L)]^{-1} [(Z(p)) - (\gamma) (z_L)] \quad (4-42)$$

$$(G) = [(Z(p)) + (\gamma) (z_0)]^{-1} [(z_0) (\gamma) (Z(p))^{-1}] \quad (4-43)$$

$$(H) = [(Z(p)) - (\gamma) (z_L)]^{-1} [(z_L) (\gamma) (Z(p))^{-1}] \quad (4-44)$$

ce qui permet d'écrire (4-39) et (4-40) plus simplement

$$(A) = (\rho_0)(B) - (G)(Ez(p,h)) \quad (4-45)$$

$$(A) e^{-\gamma L} = (\rho_L)^{-1} (B) e^{\gamma L} + (H)(Ez(p,h)) \quad (4-46)$$

Le courant à l'origine de la ligne a pour valeur :

$$(I(p,0)) = (A) + (B) + (S) \quad (4-47)$$

soit encore

$$(I(p,0)) = [(1) + (\rho_0)] (B) - (G) (Ez(p,h)) + (\gamma)^{-2} (Y(p)) (Ez(p,h)) \quad (4-48)$$

ce qui donne finalement :

$$\begin{aligned} (I(p,0)) &= [(\gamma)^{-2} (Y(p) - (G))] (Ez(p,h)) \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] (\rho_L) [(1) - (\rho_0)(\rho_L) e^{-2\gamma L}]^{-1} (H) (Ez(p,h)) e^{-\gamma L} \quad (4-49) \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] (\rho_L) [(1) - (\rho_0)(\rho_L) e^{-2\gamma L}]^{-1} (G) (Ez(p,h)) e^{-2\gamma L} \end{aligned}$$

Le terme $[(1) - (\rho_0)(\rho_L) e^{-2\gamma L}]^{-1}$ peut se développer en série et $(I(p,0))$ prend la forme :

$$\begin{aligned} (I(p,0)) &= [(\gamma)^{-2} (Y(p)) - (G)] (Ez(p,h)) \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] (\rho_L) (H) (Ez(p,h)) e^{-\gamma L} \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] (\rho_L) (G) (Ez(p,h)) e^{-2\gamma L} \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] [(\rho_L)(\rho_0)] (\rho_L) (H) (Ez(p,h)) e^{-3\gamma L} \\ &\quad - [(1)+(\rho_0)] [(\rho_L)(\rho_0)] (\rho_L) (G) (Ez(p,h)) e^{-4\gamma L} \quad (4-50) \end{aligned}$$

Le passage dans le domaine temporel peut se faire analytiquement dans le cas de charges résistives. Chaque ligne de l'expression de $I(p,0)$ peut se mettre alors sous la forme :

$$\frac{1}{p} (Ki) (Ez(p,h)) e^{-i\gamma L} \quad (4-51)$$

où i est le numéro de la ligne et (K_i) une matrice de termes ne dépendant pas de p .

Par ailleurs, la transformée de Laplace inverse de la fonction $\frac{F(p)}{p}$ est donnée par

$$C(t) = \int_0^t f(u) du$$

avec $f(t)$ transformée de Laplace inverse de $F(p)$.

En appliquant cette relation à des matrices colonnes on aura :

$$(C(t)) = \int_0^t (Ez(u,h)) du \quad (4-52)$$

donc on a pour $I(t,0)$

$$(I(t,0)) = \sum_{i=0}^{\infty} K_i (C(t-i\theta)) \quad \text{avec } \theta = L/c \quad (4-53)$$

Le champ $(Ez(t,h))$ est composé du champ incident et du champ réfléchi par le plan de référence. Le plan est infiniment conducteur et on a la relation $(Ez(t,h)) = (E_z^i(t)) - (E_z^r(t - \frac{2h}{c}))$ (4-54)

Si les charges sont dépendantes de p , on procédera comme pour le couplage hybride en passant par la transformée de Fourier inverse.

Pour illustrer ces calculs, nous traiterons le cas d'un câble de 6,86 mm de rayon, de 200 m de long placé à 12 m de hauteur et celui d'un autre de rayon de 5 mm, de longueur 20 m et placé à 0,5 m du plan de référence. Dans les deux cas, l'onde incidente est une onde de IEMN d'équation $E_z = E_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$

$$E_0 = 50 \text{ kV/m}, \quad \alpha = 4 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}, \quad \beta = 4,76 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}$$

et les câbles sont connectés à leur impédance caractéristique à chaque extrémité. Nous comparerons nos résultats à ceux de la référence [123] qui traite ces mêmes cas par une méthode combinant les équations intégrales et les différences finies.

A cause de la présence de charges adaptées en bouts de ligne, les équations (4-49) et (4-50) peuvent se mettre sous une forme très simple :

$$A = - Ez(p,h) / (2p Li) \quad (4-55)$$

$$B = - [Ez(p,h) / (2p Li)] e^{-\gamma L} \quad (4-56)$$

où Li est l'inductance du câble par rapport au plan de référence. Le courant induit est donné par (4-37)

$$I(p,z) = A e^{-\gamma L} + B e^{\gamma L} + S$$

S est donné par (4-38) et vaut ici $E_z(p,h)/(p Li)$

en $z = 0$ on a donc

$$I = \frac{E_z(p,h)}{2 p Li} - \frac{E_z(p,h)}{2 p Li} e^{-\gamma L} \quad (4-57)$$

Le passage dans le domaine temporel du terme $\frac{E_z(p,h)}{2 p Li}$ donne le terme "U"

$$U(t) = \frac{1}{2Li} \int_0^t (Ez(u) - Ez(u - \frac{2h}{c})) du \quad (4-58)$$

si on pose :

$$v(t) = \frac{1}{2Li} \int_0^t Ez(u) du \quad (4-59)$$

on a

$$U(t) = v(t) - v\left(t - \frac{2h}{c}\right) \quad (4-60)$$

$$v(t) = \frac{E_0}{2Li} \left(\frac{e^{-\alpha t} - 1}{\alpha} - \frac{e^{-\beta t} - 1}{\beta} \right) \quad (4-61)$$

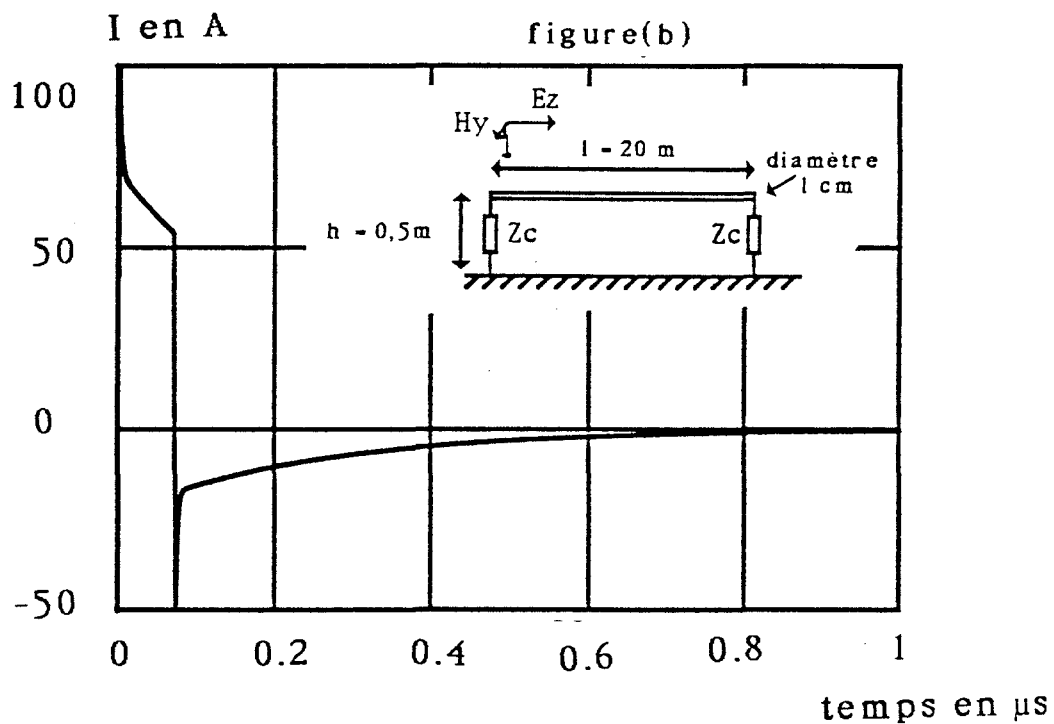
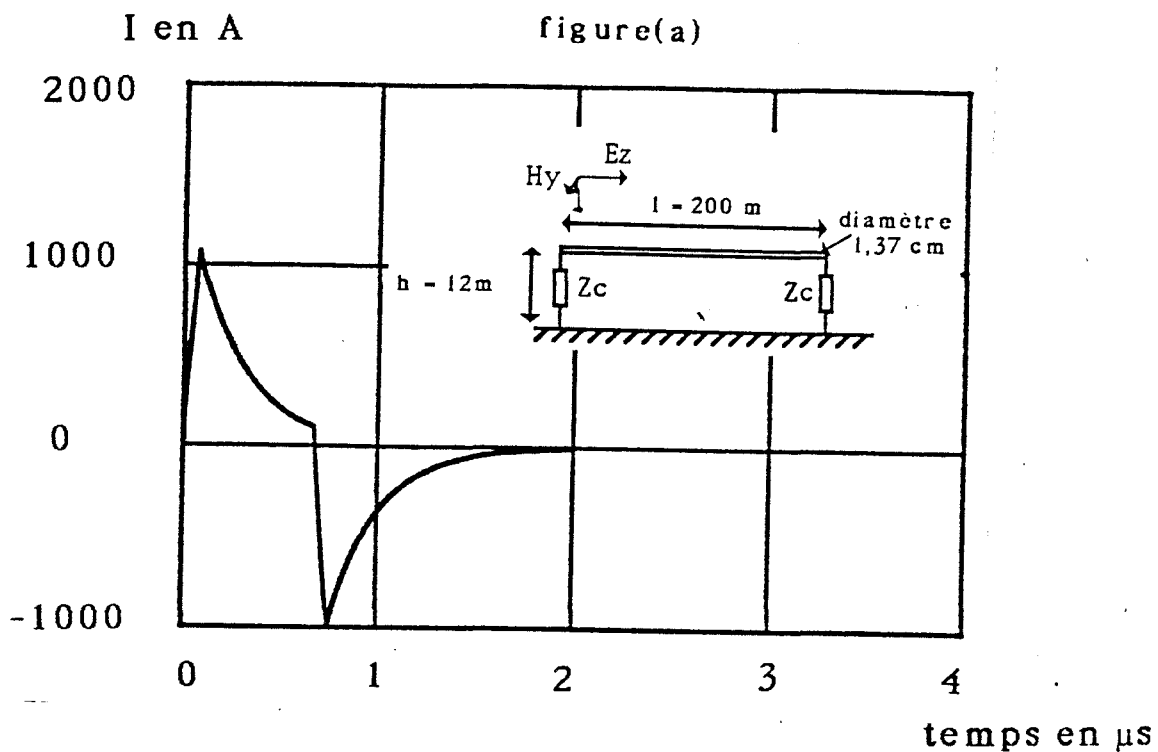
le courant total est donc la somme suivante

$$I(t) = v(t) - v\left(t - \frac{2h}{c}\right) - v(t - \theta) + v\left(t - \theta - \frac{2h}{c}\right) \quad (4-62)$$

Le courant est présenté sur la figure (a) de la planche (4-II) pour le câble placé à 12 m de haut et long de 200 m.

La figure (b) montre le courant induit dans le deuxième câble placé à 0,5 m de hauteur et long de 20 m.

Nous retrouvons pour les deux cas, des résultats identiques à ceux de la référence [123] et nous pouvons donc nous intéresser maintenant au couplage électrique.



Calcul de la réponse d'une ligne à une IEMN
dans le cas du couplage magnétique

planche (4-II)

II-d) Couplage électrique

Le couplage électrique correspond à une onde qui arrive parallèlement au plan et telle que E est perpendiculaire à ce plan (figure (II-3)).

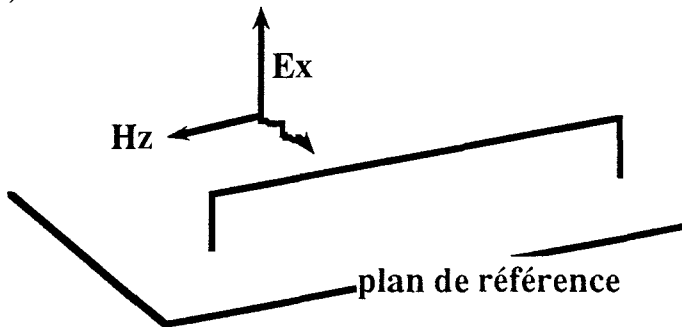


Figure (II-3) schéma de l'excitation électrique

Nous reprendrons ici les équations de base (4-1) et (4-2)

$$\frac{-d(V(\omega, z))}{dz} = (Z(\omega)) I(\omega, z) - (\epsilon(\omega, z)) \quad (4-1)$$

$$\frac{-d(I(\omega, z))}{dz} = (Y(\omega)) V(\omega, z) - (\zeta(\omega, z)) \quad (4-2)$$

$(\epsilon(\omega, z)) = j\omega B_y(h)$ est nul puisque $B_y = 0$

L'équation différentielle à résoudre est donc

$$\frac{-d^2(I(\omega, z))}{dz^2} = -Y(\omega) Z(\omega) (I(\omega, z)) - \frac{d}{dz}(\zeta(\omega, z)) \quad (4-63)$$

$(\zeta(\omega, z))$ est donné par (4-4)

$$(\zeta(z)) = -j\omega (C) \begin{pmatrix} \vdots \\ \int_0^h E_x(\omega, z) dx \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (4-4)$$

Si on considère que E_x est constant suivant l'axe Oz , on a finalement l'équation à résoudre

$$\frac{d^2 (I(\omega, z))}{dz^2} = (Y(\omega)) (Z(\omega)) (I(\omega, z)) \quad (4-64)$$

$$(4-64) \quad \text{a pour solution } I(\omega, z) = (A) e^{-\gamma L} + (B) e^{\gamma L} \quad (4-65)$$

Après l'application des conditions limites et la mise en évidence des matrices de réflexion, on obtient finalement en utilisant la notation symbolique :

$$\begin{aligned} (I(p, 0)) &= (D) \text{ Ex}(p) \\ &- [(1) + (\rho 0)] (\rho L) [(1) - (\rho 0) (\rho L) e^{-2\gamma L}]^{-1} (F) \text{ Ex}(p) e^{-\gamma L} \\ &- [(1) + (\rho 0)] (\rho L) [(1) - (\rho 0) (\rho L) e^{-2\gamma L}]^{-1} (D) \text{ Ex}(p) e^{-2\gamma L} \end{aligned} \quad (4-66)$$

Les différentes matrices intervenant ici sont les mêmes que celles définies pour le couplage hybride et le passage dans le domaine temporel se fait de façon similaire à celle décrite pour ce cas.

Ayant établi les équations de calcul de la réponse temporelle des lignes couplées parallèles pour les trois types de couplage, nous allons maintenant revenir au cas du couplage hybride et comparer le courant induit dans un câble calculé en décomposant le signal, réflexion par réflexion, à celui calculé en déterminant la réponse fréquentielle et en appliquant une transformée de Fourier de façon globale.

II-e) Justification de la décomposition du signal réflexion par réflexion

La justification de l'emploi de la méthode de calcul réflexion par réflexion est évidente quand les charges sont résistives, du fait qu'elle nous permet de calculer analytiquement la réponse temporelle des lignes et ce, quelle que soit l'impulsion incidente. Dans le cas d'une charge inductive nous la comparons à la méthode utilisant une transformée de Fourier globale sur la planche (4-III), pour un câble placé à 20 cm du plan de référence d'une longueur de 10 m et d'un rayon de 0,5 cm. L'algorithme de FFT (Transformée de Fourier Rapide) discrétise dans tous les cas traités les signaux sur 1024 points. L'onde incidente est une impulsion trapézoïdale de durée 100 ns et de temps de montée et de descente 5 ns.

Sur la figure (a) sont représentés les résultats donnés par les deux méthodes lorsque la charge du câble est de 10Ω à chaque extrémité. On n'observe en fait qu'un seul tracé, car les courbes se superposent parfaitement. La figure (b) correspond au cas où la charge est d'une résistance de 10Ω en série avec une inductance de $1 \mu\text{H}$. Là encore les deux méthodes concordent. La courbe de la figure (c1) est calculée par une FFT globale et celle de (c2) par les réflexions multiples dans le cas où la charge est une résistance de $0,1 \Omega$ en série avec une inductance de $1 \mu\text{H}$.

On constate cette fois, que les deux méthodes donnent des résultats différents. Le résultat de calcul par la méthode globale est fort "bruité" à cause du repliement de spectre et présente des valeurs crête qui sont quasiment le double de celles obtenues par la méthode des réflexions multiples. Comme les résistances et inductances de charge que nous aurons à traiter sont a priori quelconques, nous voyons sur ces exemples que la décomposition du signal réflexion par réflexion est souhaitable pour obtenir des résultats précis.

II-f) Réponse d'une lame à une impulsion trapézoïdale quand celle-ci est reliée à différentes résistances en extrémité

Le but de ce paragraphe est de donner quelques courbes caractéristiques de courants induits sur la lame lorsque celle-ci est illuminée par une impulsion simple afin de faciliter l'interprétation des résultats expérimentaux obtenus avec des impulsions plus représentatives des agressions E.M.

On considère une lame de largeur 12 cm de longueur 1 m et placée à 10 cm du plan de référence. Les résultats du calcul sont tracés sur la planche (4-IV). La figure (a) correspond à une résistance nulle à chaque extrémité, la figure (b) à 150 Ω , ce qui est à peu près l'impédance caractéristique de la lame, la figure (c) à 1 Ω et 10 Ω . Quand la charge est nulle, le signal obtenu sur la lame est en fait de forme identique au signal incident. Le rapport d'amplitude crête entre l'onde incidente et le signal induit est le même que celui qui aurait été obtenu pour un signal perturbateur harmonique.

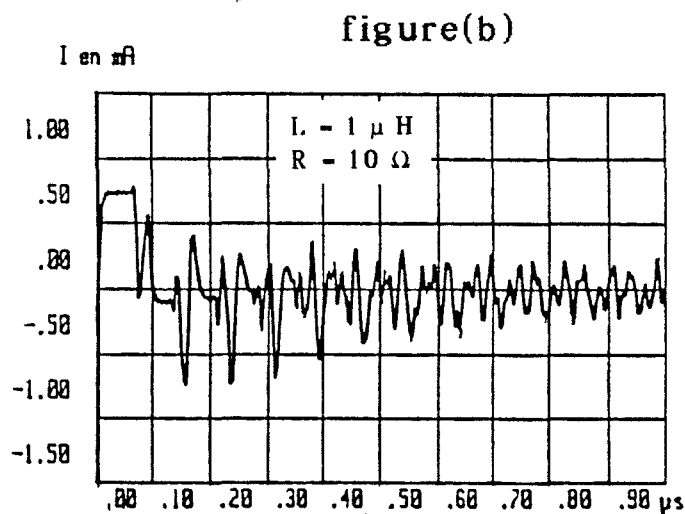
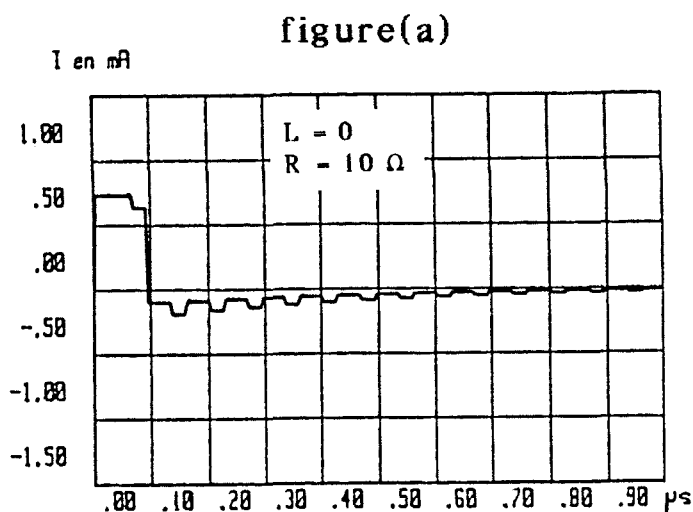
La présence d'une résistance à chaque extrémité fait apparaître un pic négatif dans la réponse du courant. Le temps de montée du signal reste le même que celui de l'impulsion perturbatrice. Pour une charge adaptée la réponse présente une forme caractéristique : ce sont deux impulsions de polarités inverses dont les temps de montée et de descente sont égaux au temps de propagation sur la ligne.

Ces quelques exemples nous ont permis de tester le bon fonctionnement des algorithmes de calcul dans la mesure où chaque résultat présenté, calculé analytiquement, a pu être retrouvé par les algorithmes utilisant la FFT.

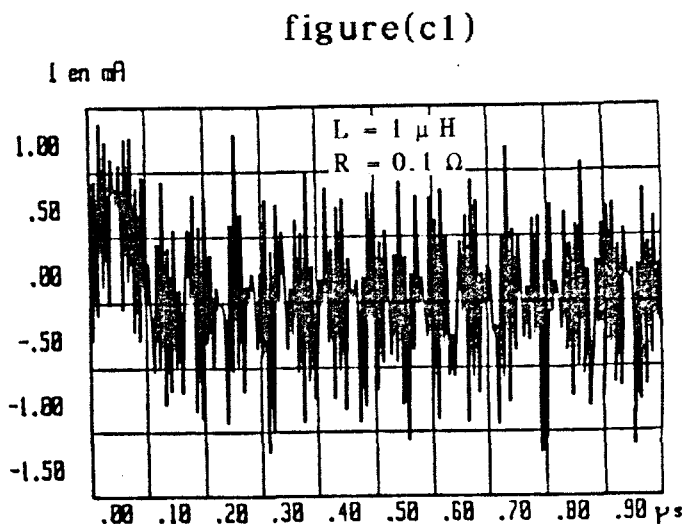
Ils mettent aussi en évidence le problème du temps de calcul : le calcul des réponses des structures dans le domaine fréquentiel se fait en quelques minutes sur l'ordinateur du laboratoire (HP 9000 série 800) même lorsque les structures sont modélisées par une centaine de fils. Dans le cas général où on veut obtenir la réponse temporelle d'une lame modélisée par 50 fils reliés à des charges inductives et où on suit le signal réflexion par réflexion, il faut environ une cinquantaine d'heures de calcul !! (sur le même ordinateur).

Si on veut traiter le cas d'un chemin de câbles en forme de "u" contenant un réseau d'une dizaine de câbles, le temps de calcul passe à plus de 100 heures.

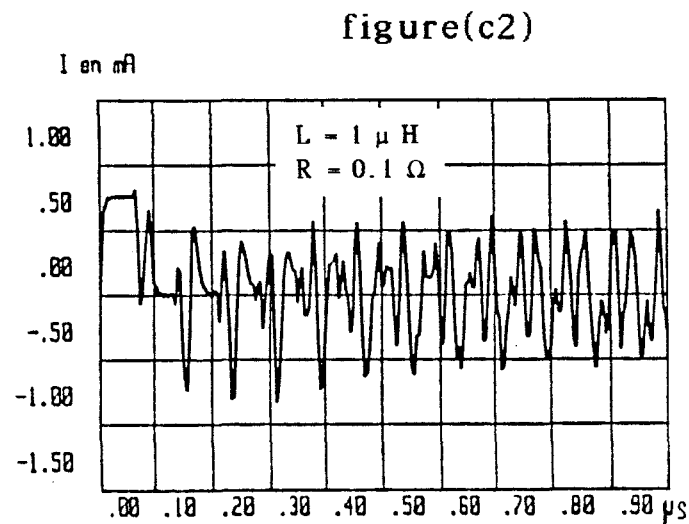
Bien que le temps de calcul ne soit plus vraiment un problème dans la mesure où on peut toujours envisager d'utiliser un ordinateur plus rapide, nous avons été amenés, ne disposant pas d'un tel outil, à étudier la mise en oeuvre de quelques simplifications.



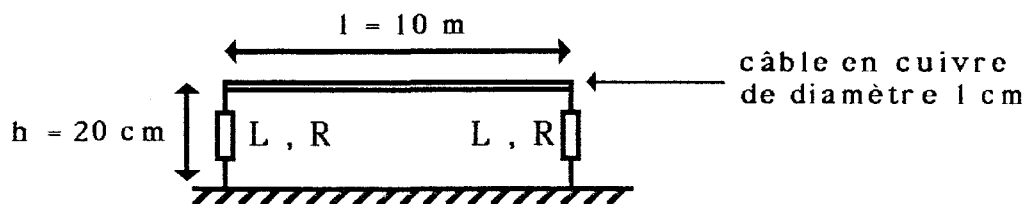
Sur les figures (a) et (b), les calculs sont effectués par les deux méthodes et les résultats se superposent.



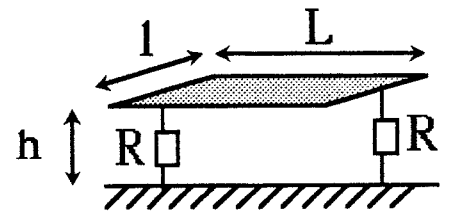
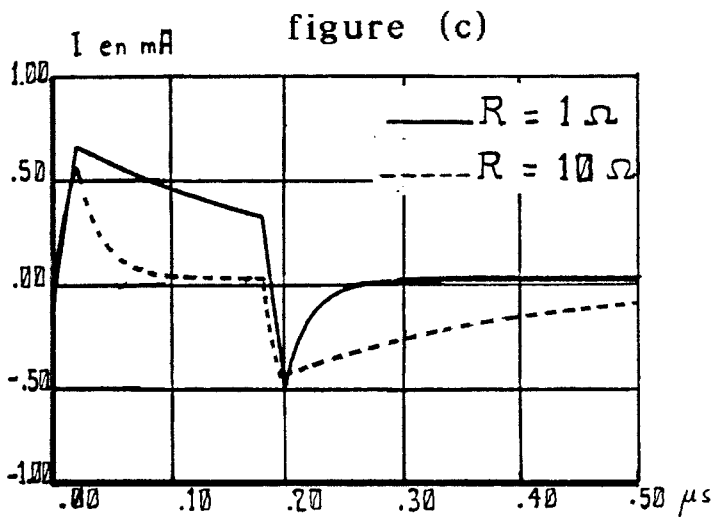
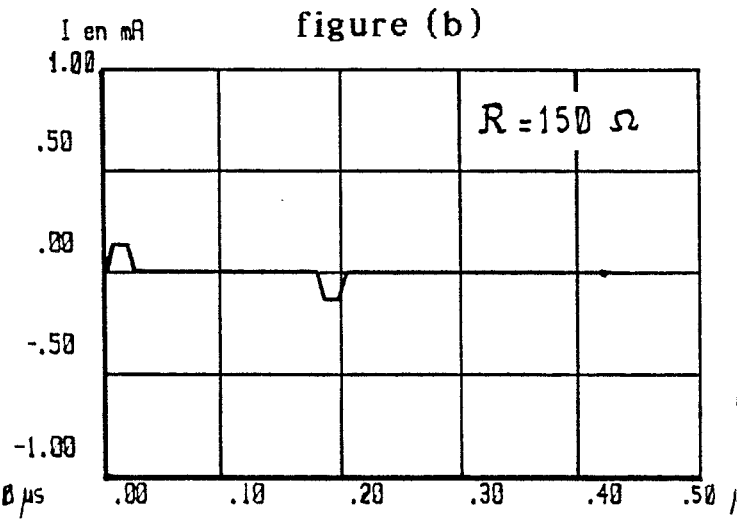
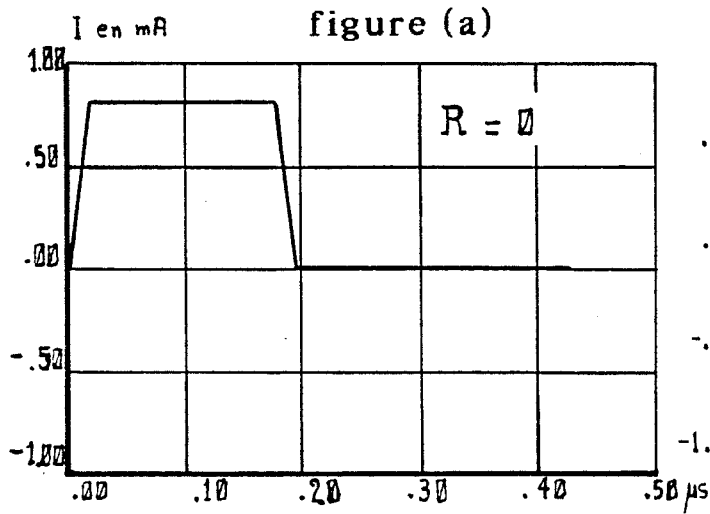
calcul par FFT globale



calcul par réflexions multiples



Comparaison du calcul de la réponse impulsionnelle d'un câble effectué par la méthode des réflexions multiples et par celle utilisant une FFT globale.



$L = 1 \text{ m}$
 $l = 12 \text{ cm}$
 $h = 10 \text{ cm}$

Calcul de la réponse d'une lame à une impulsion trapézoïdale.

III MISE EN OEUVRE DE SIMPLIFICATIONS DU MODELE DE CALCUL.

III.a) Introduction

Au cours des différentes simulations effectuées, nous avons pu mettre en évidence que la quasi totalité du temps de calcul était consacrée au traitement matriciel. La réduction du temps de calcul passe donc par la réduction de l'ordre des matrices traitées.

Nous allons montrer comment on peut réaliser cette réduction dans le cas d'un couplage hybride.

III.b) Réduction de l'ordre des matrices

III.b.1) Cas de la lame seule.

Nous avons vu au chapitre (3) (§(III.d)), qu'il est possible de calculer l'impédance de la lame par rapport au plan conducteur. La planche (4-V) montre le résultat du calcul effectué en modélisant la lame par 30 fils (figure (a)) et en utilisant l'impédance calculée (figure (b)). La lame considérée a 3 m de long, 20 cm de large, elle est placée à 10 cm du plan de masse, est reliée à l'origine à une impédance constituée d'une résistance de 10 Ω et d'une inductance de 1 μ H et à l'autre extrémité à une résistance de 5 Ω d'une inductance de 100 nH. L'impulsion perturbatrice est un signal trapézoïdal de largeur 100 ns et de temps de montée (0-valeur maximale) 5 ns.

L'inductance de la structure, calculée au chapitre(2) dans cette configuration était de 422 nH.

La comparaison des figures (a) et (b) montre que les deux réponses sont identiques.

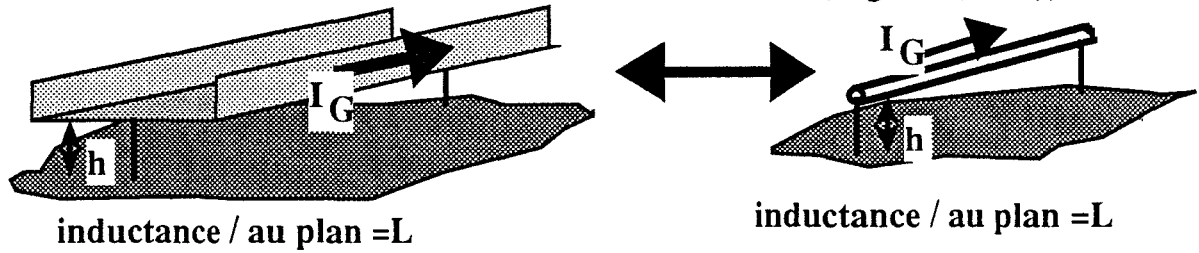
Dans ce cas, la simplification est justifiée et du fait que nous avons choisi des impédances de charge quelconques et différentes à chaque extrémité, on peut penser qu'elle est valable pour la lame seule, quelle que soit la charge aux extrémités.

III.b.2) Cas d'une structure en "U"

L'application de la même simplification à une structure en forme de "U" n'est plus possible de façon aussi immédiate, du fait que nous ne possédons pas de formule donnant son inductance par rapport au plan de référence.

Nous faisons donc l'approximation que le flux à travers la boucle constituée par le chemin de câbles, les fils de liaison à la masse et le

plan de référence est le même que celui qui circule à travers une boucle de même dimension mais constituée d'un fil fin (Figure (III-1)) .



figure(III-1)

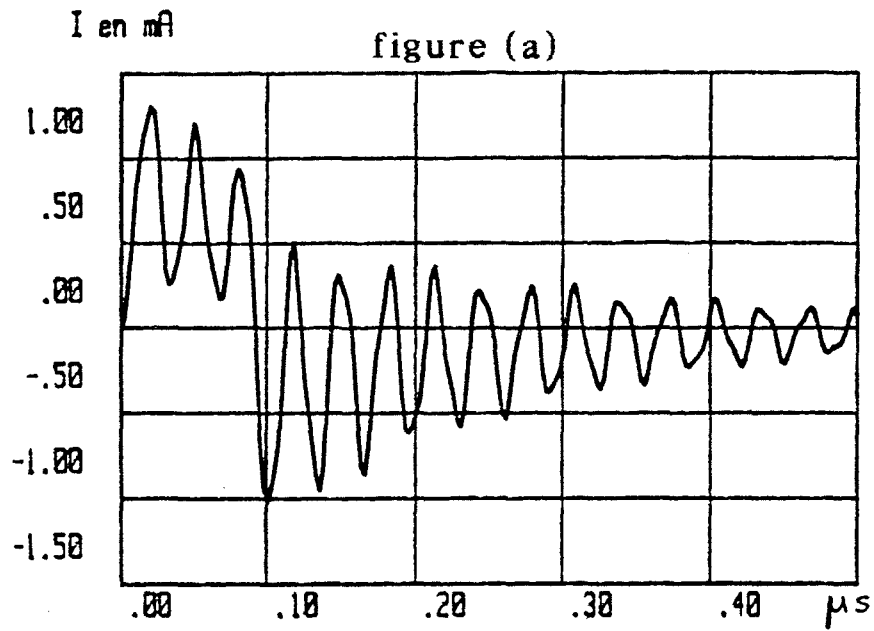
Le courant qui circule dans le chemin de câbles est évalué en modélisant celui-ci par des fils fins pour une fréquence et pour une valeur de champ incident.

Pour la même valeur de champ, on calcule le flux à travers la boucle constituée par le plan et la structure par la relation $\phi = B_y S$ ou S est la surface de la boucle et on déduit l'inductance de la relation $\phi = L I$.

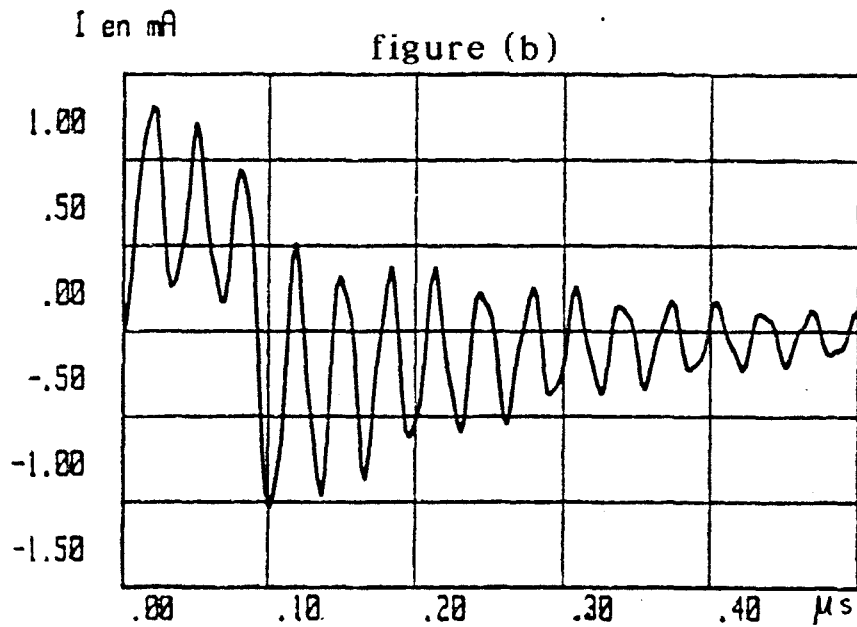
Cette inductance peut ensuite être utilisée pour effectuer le calcul dans le domaine temporel.

En procédant ainsi au calcul de l'inductance, on trouve pour la lame placée à 20 cm de hauteur, 422 nH et pour un chemin de câbles ayant des bords de 5 cm de hauteur, une largeur de 20 cm et placé à la même hauteur, une inductance de 358 nH.

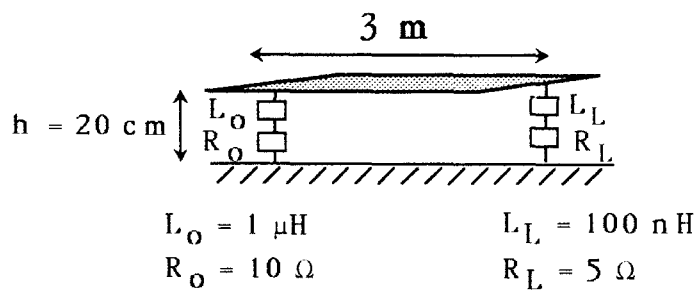
La planche (4-VI) présente le résultat de calcul utilisant cette inductance sur la figure (a) et celui obtenu en effectuant la modélisation de la structure "U" par 70 fils. Là encore, une bonne concordance entre les courbes nous permet de considérer la simplification comme valable.



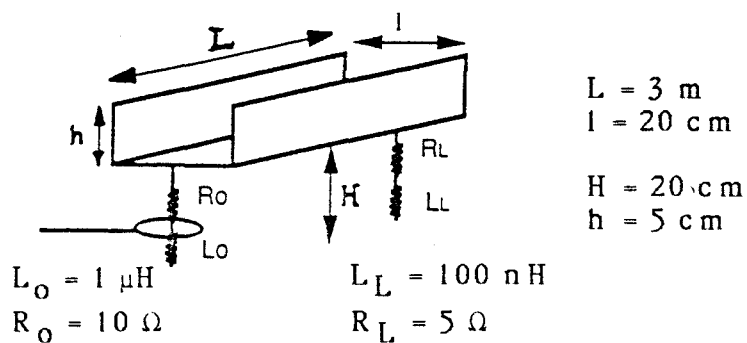
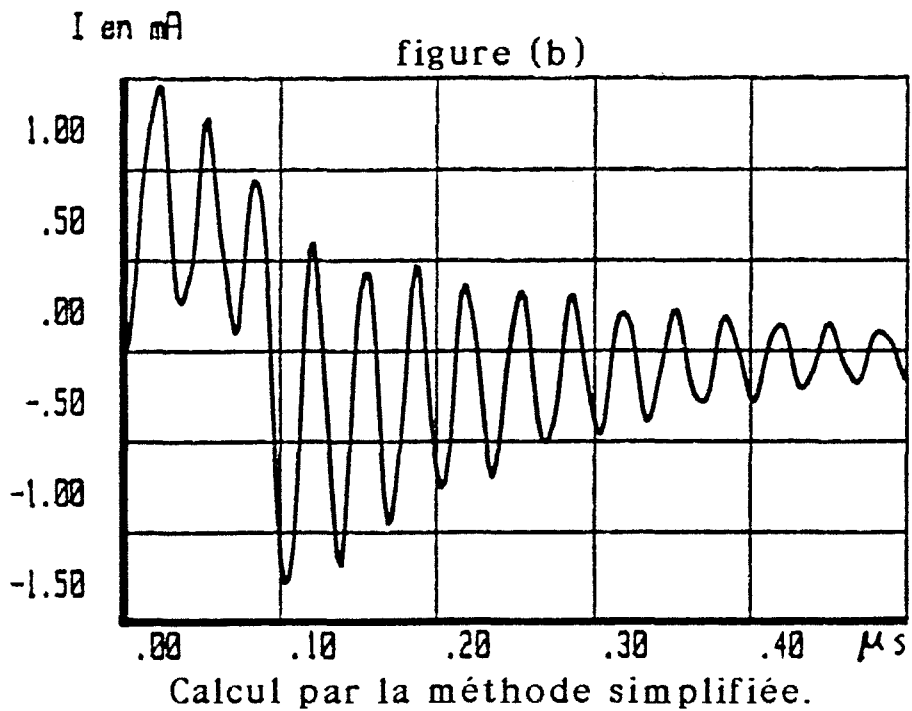
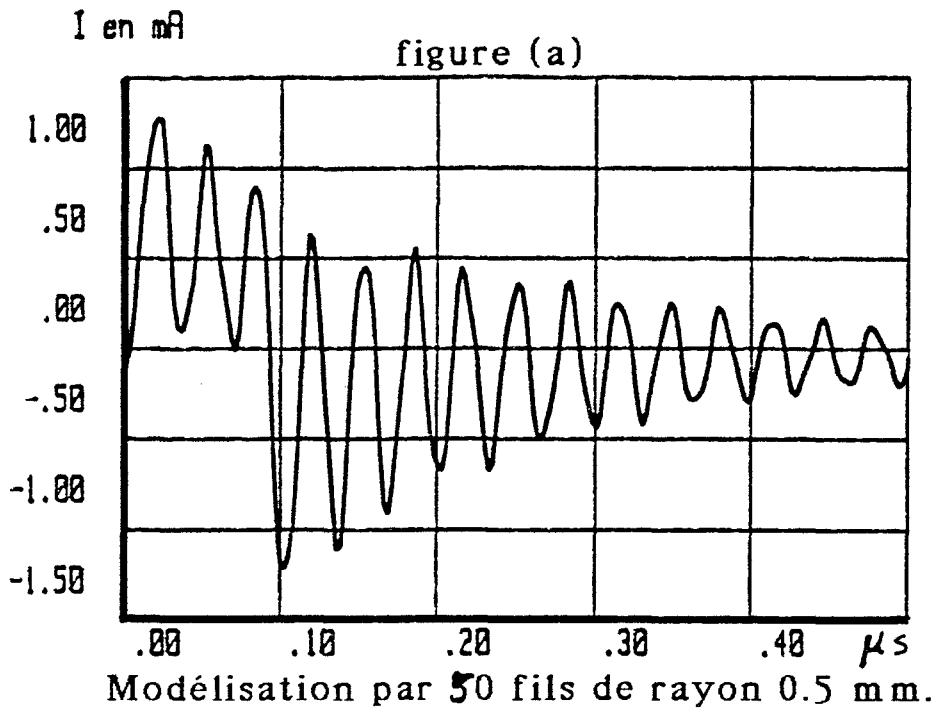
Modélisation par 30 fils de rayon 0.5 mm.



Calcul par la méthode simplifiée.



Réponse d'une lame à une impulsion trapézoïdale calculée grâce à la modélisation par des fils et à la méthode simplifiée.



Réponse d'un chemin de câbles en forme de U à une impulsion trapézoïdale calculée grâce à la modélisation par des fils et à la méthode simplifiée.

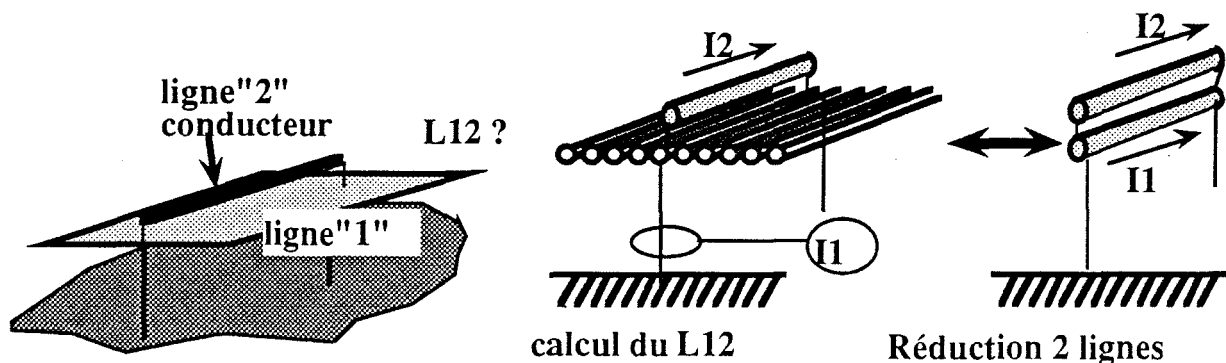
III.c) Cas où l' on place un conducteur sur le chemin de câbles

Pour connaître le courant induit dans un câble posé sur un chemin de câbles, nous considérons que le système est formé de deux lignes parallèles placées au-dessus du plan de référence, et il nous faut en déterminer la matrice inductance .

$$(L) = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{pmatrix} \quad (4-67)$$

On donne au câble le repère (2) et au chemin de câbles, le repère (1). La détermination de l'inductance (L_{11}) du chemin de câbles par rapport au plan se fait comme il a été décrit au paragraphe précédent. Celle du câble par rapport au plan (L_{22}), se calcule en utilisant la formule (2-40). Le terme (L_{12}) rend compte du couplage entre les deux lignes et est déterminé en deux étapes.

On calcule d'abord les courants I_1 induit dans le chemin de câbles et I_2 induit dans le câble, en modélisant le chemin de câbles par les fils fins, pour un point de fréquence où l'approximation basse fréquence est possible. (figure (III-2))



figure(III-2)

On considère ensuite que ces courants sont les mêmes que ceux induits dans le système composé des deux lignes et qui sont donnés par l'équation.

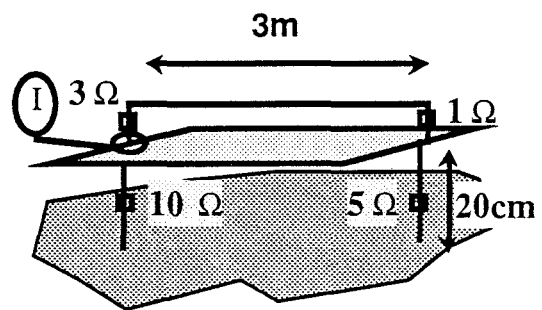
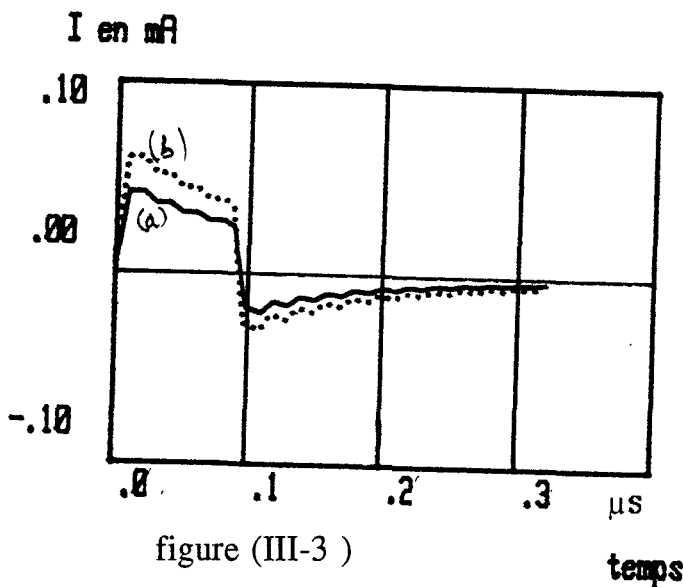
$$j\omega \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega B_y h_1 \\ j\omega B_y h_2 \end{pmatrix} \quad (4-68)$$

On a en fait deux équations à une inconnue qui nous permettent de calculer L_{12} . Les deux équations devraient donner la même solution mais ce n'est pas le cas en général, du fait que la modélisation par les fils fins est une approximation et non un calcul exact.

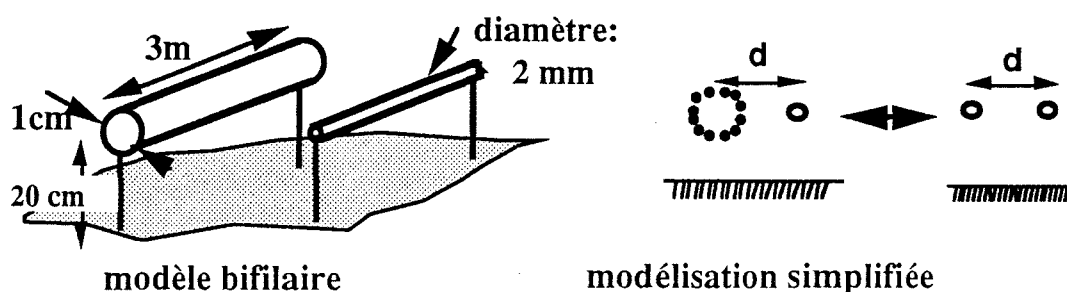
En modélisant le chemin de câbles par un nombre de fils respectant les critères définis au chapitre(2), on constate que la différence entre les solutions des deux équations est minime.

Sur la figure (III-3) sont tracés les courants induits dans un conducteur de 1 mm de rayon placé à 5 mm au-dessus d'une lame de 20 cm de large, située à 20 cm du plan de référence. Les charges en extrémité sont indiquées par le schéma de la figure (III-4).

La courbe (a) est obtenue en effectuant le calcul avec deux lignes et la courbe (b) est le résultat de la modélisation du système par 24 fils de 1 mm de rayon. L'onde incidente est une impulsion de temps de montée (0-valeur maximale) 10 ns et de durée 100 ns. On constate que la modélisation par les fils fins, donne un courant plus élevé que la modélisation utilisant le calcul des paramètres équivalents des lignes. Ce décalage peut être imputé aux imprécisions de modélisation, mais pour mieux en cerner l'origine, nous pouvons étudier le courant induit sur deux conducteurs cylindriques parallèles.



Nous considérons deux conducteurs de diamètres différents placés au-dessus d'un plan de masse et nous calculons le courant dans le conducteur de plus petit diamètre en appliquant les équations classiques du conducteur bifilaire. Dans un deuxième temps, on modélise le conducteur de gros diamètre par N fils fins et on calcule à nouveau le courant dans le conducteur de petit diamètre mais en considérant cette fois le système à N +1 conducteurs (figure(III-5)).



figure(III-5) Modélisation des conducteurs par 2 méthodes

Le premier conducteur est un câble de 5 mm de rayon et le second est un fil de 1 mm de rayon. Ils sont placés à 20 cm du plan de référence avec une distance entre eux , "d" qu'on fait varier.

Sur la planche (4-VII), on trace pour "d" valant successivement 7 mm, 1 cm, 1,5 cm et 5 cm, le courant induit sur le conducteur de plus petit diamètre, calculé directement en considérant un système composé de deux lignes (courbes notées (a)) et le courant calculé en modélisant le câble de gros diamètre par 12 conducteurs de 0,5 mm de rayon (courbes notées (b)).

On constate que pour de faibles distances entre les deux câbles, le calcul utilisant la modélisation par les fils fins donne une amplitude du courant induit plus importante que celui ne considérant que deux conducteurs. Cette différence est due à l'interaction entre le conducteur où on veut calculer le courant induit et les fils de modélisation du conducteur de gros diamètre, pour des distances entre eux très faibles.

Il paraît peu évident de déterminer laquelle des deux approches donne le résultat le meilleur car d'une part, quand les distances entre conducteurs sont de l'ordre de grandeur du rayon des conducteurs et les formules utilisées pour calculer les paramètres linéiques ne sont plus tout à fait valides et d'autre part, la modélisation par les fils reste une approximation dont on ne connaît pas le degré de précision dans un tel cas.

Compte tenu du gain en temps de calcul considérable qu'apporte la méthode utilisant le calcul des paramètres équivalents et des remarques précédentes, c'est cette méthode que nous retiendrons.

III.d) Cas où l'on place un réseau de conducteurs sur le chemin de câbles

Pour ce cas, deux situations peuvent se présenter : la première est celle où les câbles contenus dans le chemin de câbles sont court-circuités entre eux à chaque extrémité et reliés par une impédance au plan de référence ou au chemin de câbles. On s'intéresse alors au courant total induit dans les câbles.

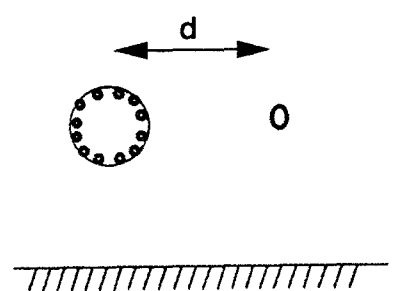
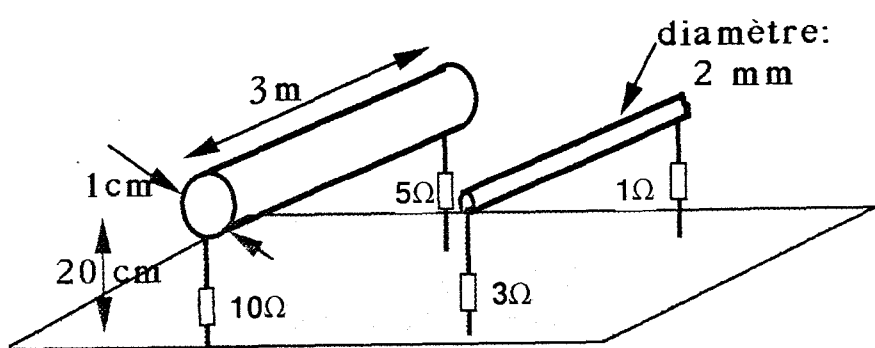
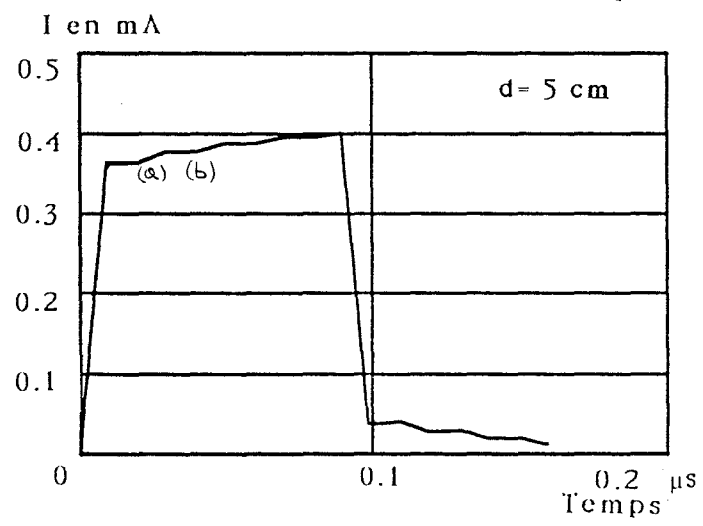
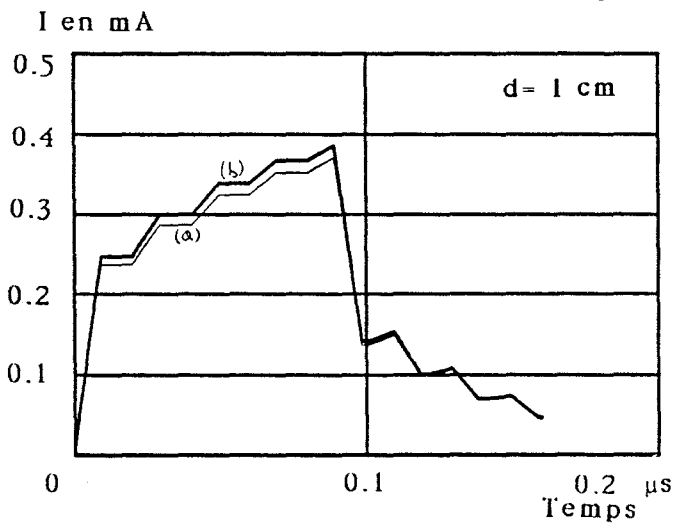
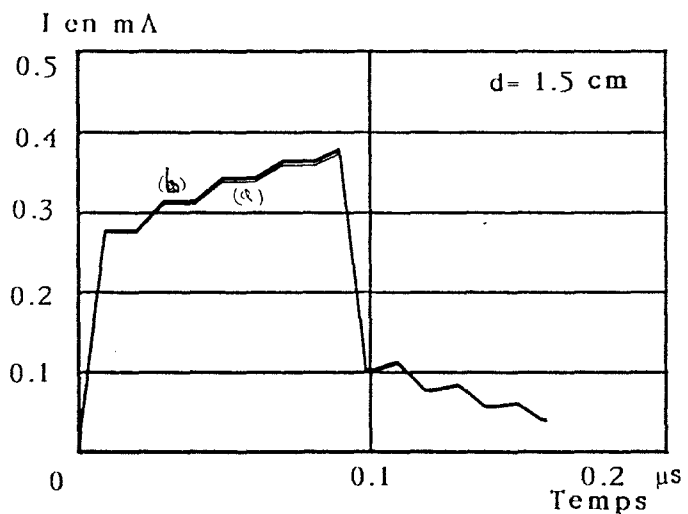
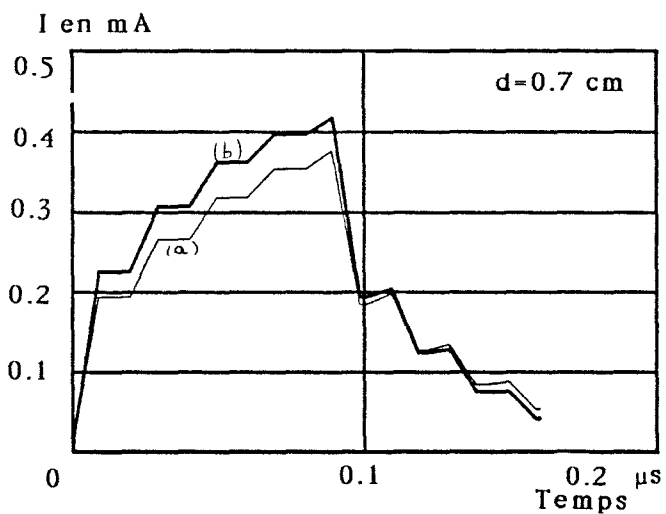
La deuxième configuration est en fait le cas plus général où les câbles sont connectés à des impédances différentes.

Pour chacune de ces configurations, une simplification peut être mise en oeuvre. Pour la première, on réduit le système étudié à deux lignes et pour la seconde, on considère un système composé des câbles plus une ligne.

III.d.1) Réseau de câbles court-circuités entre eux et reliés par une impédance au chemin de câbles ou au plan de référence.

On considère dans ce cas que l'ensemble des câbles forme une ligne de transmission dont on détermine l'inductance par rapport au plan de référence en effectuant le calcul du courant total induit sur un point de fréquence tout comme pour le chemin de câbles au paragraphe (III.2). On procède ensuite au calcul du terme de couplage entre l'ensemble des câbles et le chemin de câbles comme il est décrit au paragraphe (III.3).

La figure (a) de la planche (4-VIII) présente le courant total induit dans les dix câbles de rayon 6 mm, placés sur la lame de largeur 20 cm située à 20 cm du plan de référence pour les charges décrites sur le schéma de cette même planche. La figure (b) présente quant à elle le courant total induit dans le chemin de câbles. Dans chaque cas, les courbes en trait plein donnent le résultat du calcul par la méthode simplifiée et les courbes en pointillés, celui de la modélisation prenant en compte les 10 câbles et 24 conducteurs de modélisation de la lame. Sur chaque diagramme, les deux courbes sont quasiment superposées, ce qui montre que les méthodes convergent dans ce cas. Les calculs prennent en compte des inductances de charge, ce qui représente un cas tout à fait général. On peut donc considérer la simplification comme valable, quand on s'intéresse au courant total induit dans l'ensemble des câbles court-circuités entre eux et reliés à une lame par une charge inductive ou résistive.



Calcul du courant induit sur deux conducteurs parallèles par le modèle du bifilaire (courbes (a)) et par le modèle simplifié réduisant les 13 fils de modélisation à deux lignes couplées (courbes (b))

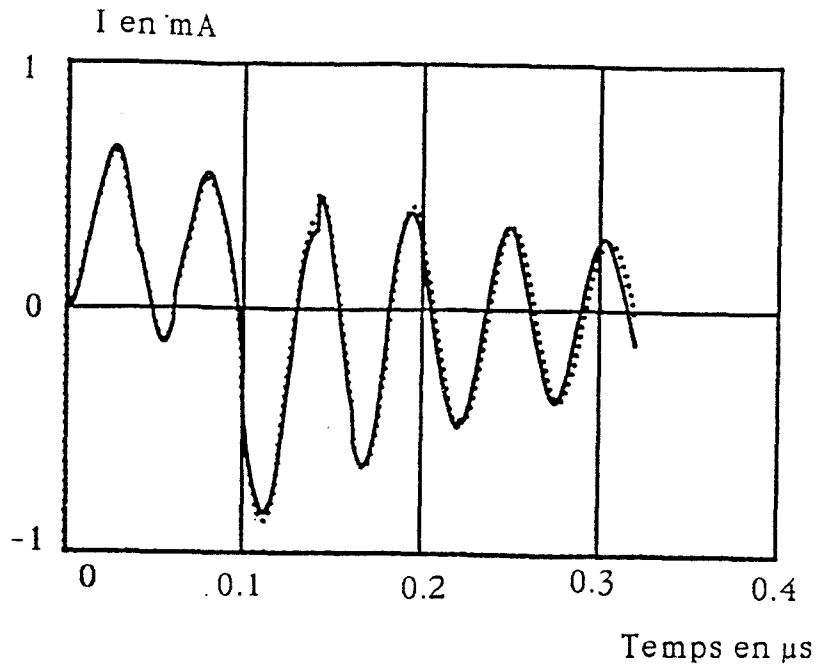


Figure (a) : courant total dans les câbles

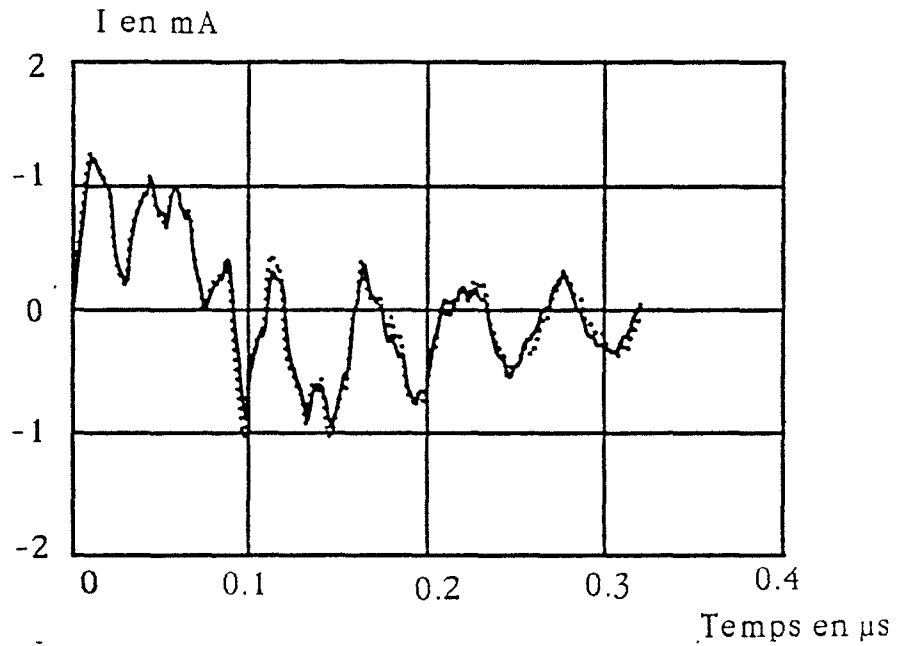
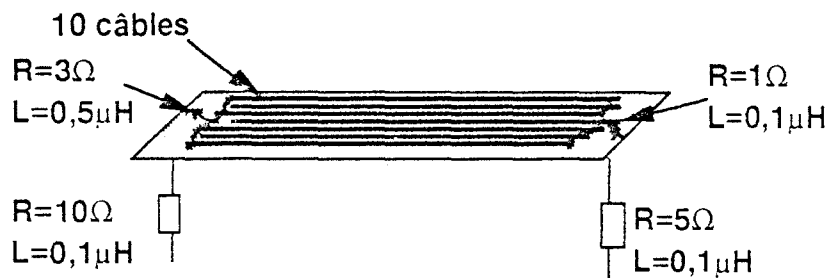


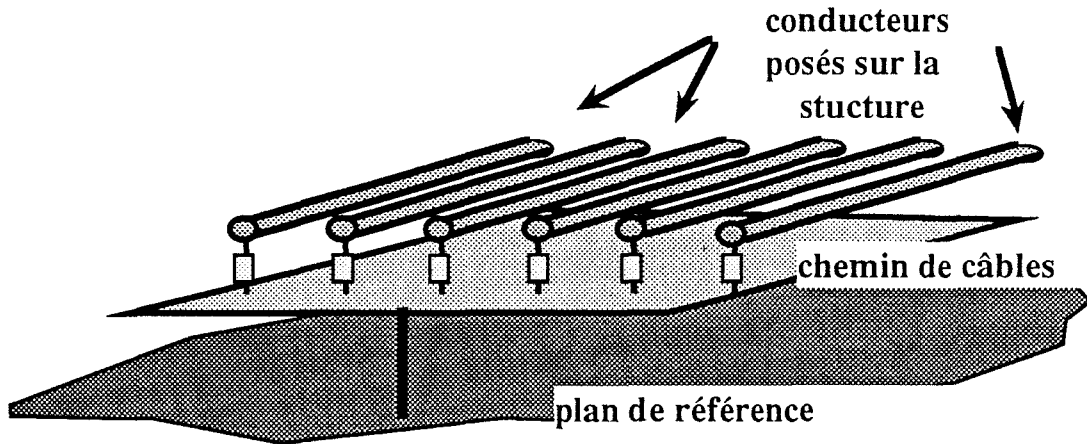
Figure (b) : courant induit dans la lame



Calcul du courant induit dans un réseau de câbles
placé sur la lame par les deux méthodes

III.d.2) Réseau de câbles reliés à des impédances de charge différentes.

Ce cas correspond au schéma de la figure (III-6)



figure(III-6)

On considère ici que le système compte N lignes si le nombre de câbles est N-1. Le réseau de câbles est constitué des lignes de repère 2 à N. La matrice inductance à déterminer est celle-ci :

$$\begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & \cdots & L_{1N} \\ L_{12} & L_{22} & L_{23} & \cdots & L_{2N} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} & \cdots & L_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{1N} & L_{2N} & L_{3N} & \cdots & L_{NN} \end{pmatrix} \quad (4-69)$$

L'inductance du chemin de câbles par rapport au plan, L_{11} , est déterminée comme précédemment. Les termes de la matrices bloc inférieur droit, sont les inductances propres des câbles et termes de couplage entre câbles. Leur détermination se fait en appliquant les formules classiques (2-39) et (2-40)

Les termes L_{12}, \dots, L_{1N} , sont les termes de couplage entre chaque câble et la lame. On les détermine en appliquant pour chaque câble la démarche indiquée au paragraphe précédent. La connaissance de tous les termes de la matrice inductance permet de réaliser le calcul du courant induit dans n'importe quel câble ou dans le chemin de câbles.

C'est ce que nous avons fait en considérant la même configuration géométrique que précédemment. Dans un premier temps, les charges sont nulles en extrémité de ligne et on peut observer sur la planche (4-IX), les résultats de calcul des deux méthodes pour le courant induit sur la lame (figure (a)), le courant total dans les câbles (figure (b)) et celui dans le câble placé contre un bord du chemin de câbles (figure (c)). (Les courbes indicées (1) représentent le calcul sans simplification).

On constate que le courant dans les câbles est à peu près le même pour les deux méthodes mais que par contre celui induit dans le chemin de câbles est surestimé.

Cette différence peut s'expliquer par le fait que l'erreur commise sur le calcul du paramètre de couplage entre un câble et la lame se trouve multipliée par le nombre de câbles et est donc fortement amplifiée. Si on place les câbles à 5 cm de la lame on constate que la différence entre les deux méthodes est réduite.

Lors du calcul des paramètres de couplage, nous avons résolu des équations correspondant aux cas de conducteurs court-circuités aux deux extrémités du chemin de câbles. L'utilisation de conducteurs en circuit ouvert à une extrémité permettrait peut-être un gain de précision du fait que le courant circulant alors dans ces conducteurs serait très faible et aurait moins d'influence sur le courant total circulant dans le chemin de câbles.

Toutefois, on constate que, quelle que soit la hauteur, le courant induit dans les câbles est à peu près le même par les deux méthodes (1 dB d'écart au maximum) , or c'est ce courant qui nous intéresse prioritairement, donc on pourra utiliser la méthode simplifiée pour l'obtenir.

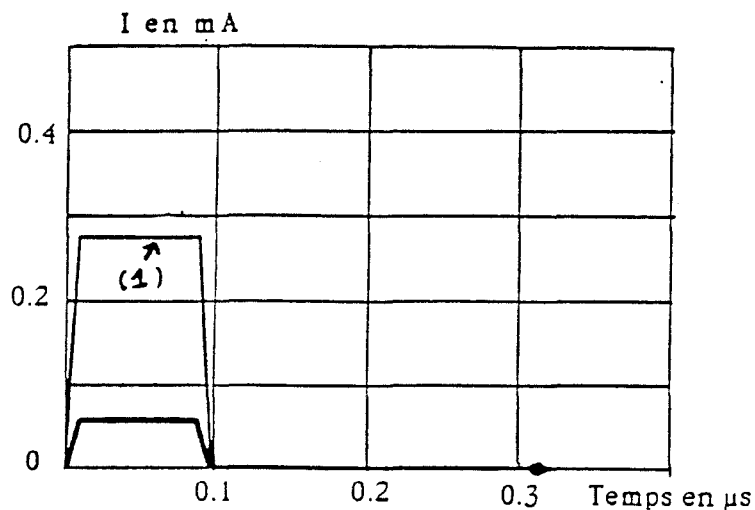


Figure (a) : courant induit dans la lame

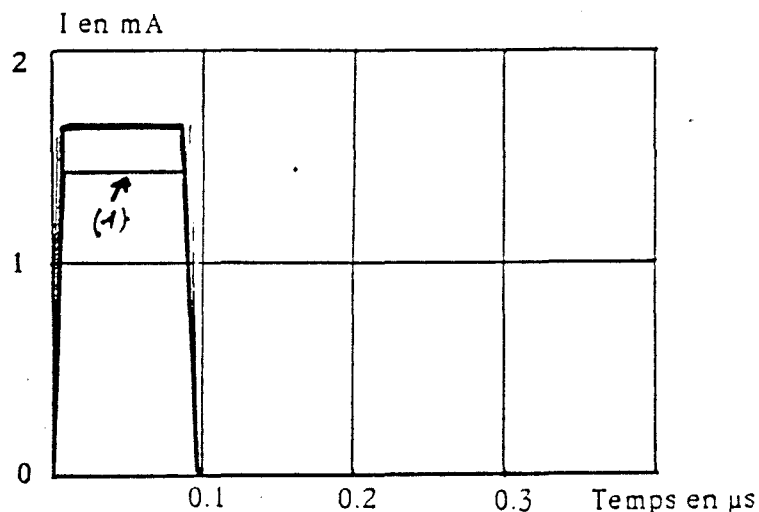
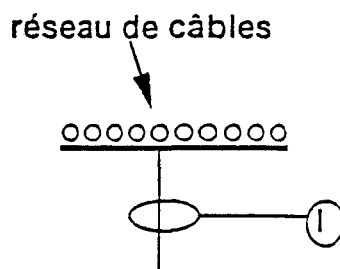


Figure (b) : courant total dans les câbles

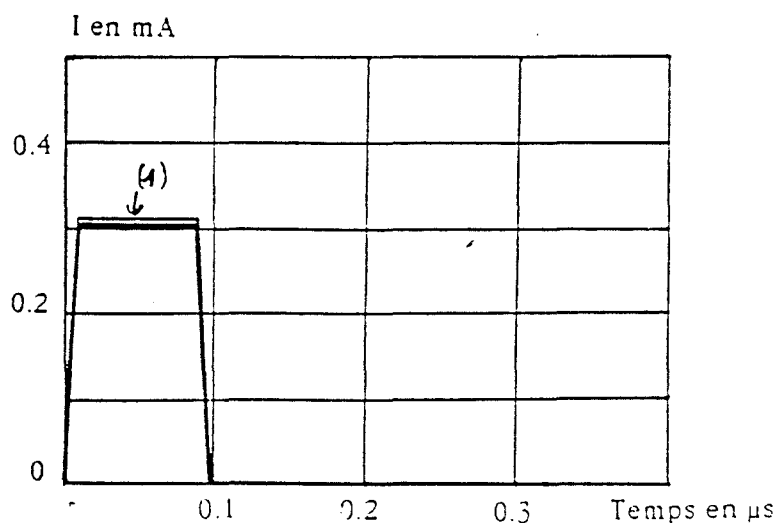
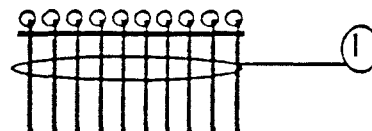
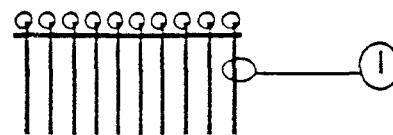


Figure (c) : courant dans un câble particulier



Calcul du courant induit dans un réseau de 10 câbles placés sur la lame
 Comparaison entre la modélisation avec 50 fils + 10 câbles
 et la réduction du système à 11 lignes

IV) MODELISATION DE LA REPONSE DE DEUX CHEMINS DE CABLES RELIES ENTRE EUX A UNE IMPULSION ELECTROMAGNETIQUE

Nous allons décrire ici les quelques adaptations qu'il faut apporter au modèle pour un couplage de type hybride pour calculer la réponse d'une structure composée de deux chemins de câbles mis bout à bout, ou plus, et contenant un nombre quelconque de câbles.

Nous avons vu que le courant induit dans une seule structure est de la forme

$(I) = (A)e^{-\gamma z} + (B)e^{\gamma z}$ (4-10) où (A) et (B) sont des matrices colonnes de constantes qui se déduisent de l'application des conditions de charge en extrémité. Dans le cas où plusieurs chemins de câbles sont mis bout à bout, le courant sur chacun d'eux aura la forme de l'équation (4-10).

Le nombre d'équations à résoudre croît proportionnellement au nombre de chemin de câbles et on conçoit que l'utilisation des simplifications apportées au modèle au paragraphe (III) sera nécessaire pour obtenir un résultat dans des temps de calculs raisonnables.

Nous allons traiter ici un exemple où M chemins de câbles sont mis bout à bout (Figure (IV-1)).

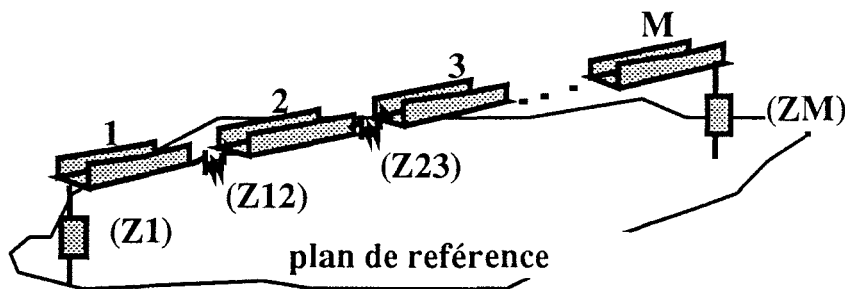


Figure (IV-1)

Nous définissons M matrices de tension et de courant $(V)_1 (V)_2 \dots (V)_M$ et $(I)_1 \dots (I)_M$ qui correspondent chacune aux tensions ou courants se rapportant à un des M chemins de câbles.

Les équations des lignes couplées peuvent s'écrire pour chaque structure

$$\begin{aligned}
 -\frac{d(V)_j}{dz} &= (Z)(I)_j - (\varepsilon(z)) \\
 -\frac{d(I)_j}{dz} &= (Y)(V)_j - (\zeta(z))
 \end{aligned}
 \quad j=1 \text{ à } M \quad (4-70)$$

Les matrices (Z) et (Y) sont bien sûr les mêmes pour chaque chemin de câbles.

Le courant dans chaque chemin de câbles est donné par l'équation (4-10) et on peut l'écrire :

$$(I)_j = (A)_j e^{-\gamma z} + (B)_j e^{\gamma z} \quad (4-71)$$

Les conditions limites sont les suivantes :

$$\text{en } z = 0 \quad (V)_1 = - (Z_1) (I)_1$$

$$\text{en } z = L \quad (V)_2 = (V)_1 + (Z_{12}) (I)_2$$

$$(I)_1 = (I)_2 \quad (4-72)$$

$$\text{en } z = 2L \quad (V)_3 = (V)_2 + (Z_{23}) (I)_3$$

$$(I)_2 = (I)_3$$

$$\text{en } z = ML \quad (V)_M = + (Z_M) (I)_M$$

A partir de ces équations et des équations (4-70), on détermine dans le domaine fréquentiel toutes les constantes inconnues.

Le nombre important de réflexions sur les différentes impédances localisées rend la construction du signal réflexion par réflexion, telle qu'elle a été réalisée dans ce chapitre, difficilement applicable ici.

Le passage dans le domaine temporel se fera par une transformée de Fourier inverse appliquée au signal fréquentiel global.

V. CONCLUSION

Nous avons présenté une méthode de calcul de la réponse d'un chemin de câbles à une impulsion, et nous avons comparé nos résultats avec d'autres déjà publiés pour le cas du couplage magnétique.

Par ailleurs, nous avons montré que des simplifications de la procédure de calcul pouvaient être mises en oeuvre dans le cas d'un couplage hybride, mais sans que cela valide les résultats obtenus pour ce couplage.

Nous allons donc recourir à une validation expérimentale en utilisant les deux simulateurs d'onde plane déjà décrits.

CHAPITRE (5)

**MESURES DE LA
REPONSE DES CHEMINS DE CABLES
A
UNE ONDE DE TYPE IMPULSIONNEL**

D INTRODUCTION

II) MESURES EFFECTUEES EN CELLULE TEM

- II.a) Réponse de la lame à une impulsion trapézoïdale
- II.b) Réponse de la lame à une impulsion de type I.E.M.N
 - II.b.1) Cas où l'on place des composants résistifs aux deux extrémités.
 - II.b.2) Cas où les charges placées en extrémités sont inductives et fortement dissymétriques :
- II.c) Cas d'un conducteur placé sur la lame
- II.d) Conclusion sur les mesures effectuées en cellule T.E.M.

III) MESURES SOUS ANTENNE STRIPLINE

- III.a) Introduction
- III.b) Dispositif expérimental et calibration
- III.c) Réponse d'un chemin de câbles en forme de U à une impulsion de type IEMN
- III.d) Cas où l' on place un conducteur sur le chemin de câbles
 - III.d.1) Le conducteur est connecté au chemin de câbles aux deux extrémités.
 - III.d.2) Le conducteur est connecté au plan de référence à une extrémité et au chemin de câbles à l'autre.
 - III.d.3) Conducteur placé sur le chemin de câbles mais connecté au plan de référence à chaque extrémité.
 - III.d.4) Conclusion sur les mesures du courant dans un conducteur placé sur la structure en U
- III.e) Réponse d'un réseau de conducteur placé sur le chemin de câbles à une onde I.E.M.N
- III.f) La réponse de deux chemins de câbles reliés entre eux à une impulsion IEMN.
 - III.f.1) Etude expérimentale de la liaison
 - III.f.2) Application du modèle théorique à la structure composée des deux chemins de câbles.
 - III.f.3) Etude expérimentale du cas où l' on place un conducteur sur la structure composée des deux chemins de câbles.
 - III.f.4) Conclusion sur cette approche expérimentale
- III.g) Conclusion sur les mesures effectuées avec l'antenne Stripline

IV) CONCLUSION

II) Mesures effectuées en cellule TEM

Les mesures en cellule TEM ont été effectuées sur la lame en acier de 12 cm de large et 1 m de long, décrite au chapitre (3). Dans un premier temps, elle est illuminée par une impulsion trapézoïdale puis par une onde IEMN. Dans chaque cas, on cherche à comprendre l'influence des impédances de charge sur le courant induit.

II.a) Réponse de la lame à une impulsion trapézoïdale.

La lame est placée à 10 cm du plan de référence de la cellule TEM et reliée à celui-ci de chaque côté, par un conducteur en cuivre de section $1,5 \text{ mm}^2$. De plus, on place du côté de la source de l'antenne une charge localisée inductive de 160 nH. L'impulsion qui est générée par l'antenne a un temps de montée de 10 ns et une largeur de 60 ns. La figure (II-1) présente le résultat de mesure : en abscisse, on trouve le temps exprimé en nanosecondes et en ordonnée, le courant induit, exprimé sans unité. Les autres courants mesurés en cellules TEM seront exprimés ainsi, chaque mesure effectuée ayant nécessité un réglage particulier de l'amplitude délivrée par le générateur. On s'intéresse donc ici essentiellement à la forme des signaux obtenus et l'amplitude sera étudiée sur les structures de taille réelle testées sous l'antenne *Stripline*.

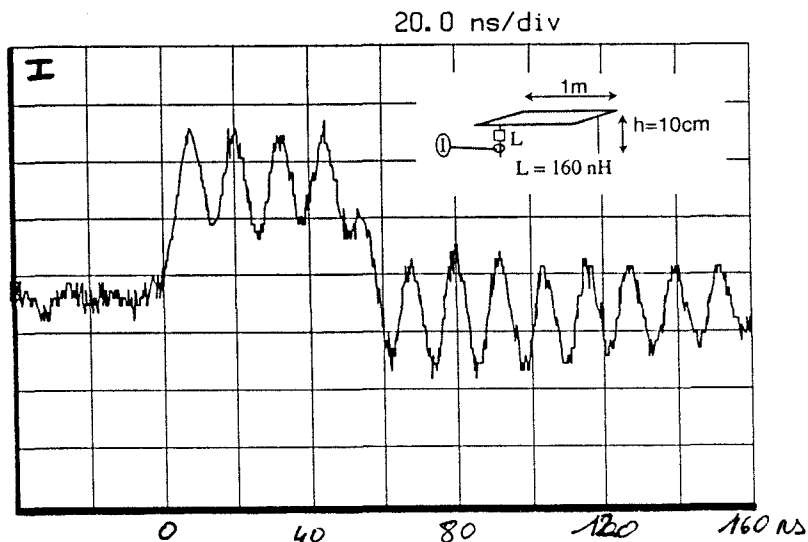


Figure (II-1)

D INTRODUCTION

Ce chapitre vise deux buts complémentaires : d'une part, la validation des modèles de calcul de la réponse temporelle des structures et d'autre part, l'exploitation de ce modèle en l'appliquant à des cas proches de ceux rencontrés sur site.

La validation expérimentale du modèle a été réalisée à l'aide des deux antennes déjà décrites. La cellule TEM nous a permis en particulier de tester la réponse de la structure à une onde trapézoïdale et de voir comment on peut intégrer les différents paramètres de la structure. Nous avons également mesuré la réponse à onde IEMN dans quelques configurations de charges localisées, placées en extrémité.

Nous avons ensuite testé des structures de dimensions réelles soumises à une onde IEMN sous l'antenne *Stripline*.

Un nombre important de configurations a pu être étudié mettant en évidence les modes de connexion du chemin de câbles à la masse et des câbles au chemin de câbles ou à la masse qui donnent au chemin de câbles un rôle de protection contre les agressions électromagnétiques plus ou moins efficace.

Nous avons mis en évidence certains modes de liaison où le courant induit est plus important dans le câble quand il est posé dans le chemin de câbles qu'en absence de celui-ci.

Nous nous intéresserons en fin de chapitre, de façon expérimentale, à la modélisation de la liaison entre deux chemins de câbles et nous verrons l'effet de cette liaison sur le courant induit dans les câbles contenus par le chemin de câbles .

Sur la planche (5-I) ont été représentées les réponses temporelles de la lame pour différentes impédances de charge. La figure (a) correspond au cas où on a placé du côté source, une inductance de 160 nH et un court-circuit à l'autre extrémité. On constate que la forme de la réponse calculée est assez différente de celle qui est mesurée. On intègre alors au calcul les paramètres résistifs du système (résistance de contact, résistance haute fréquence des conducteurs de liaison au plan de référence) dont on peut penser qu'ils sont de l'ordre de quelques ohms. La caractéristique obtenue est représentée sur la figure (b). En ajoutant l'inductance du fil de liaison du chemin de câbles à la masse du côté opposé à la source qu'on évalue à 100 nH, on obtient la courbe (c).

En tenant compte, enfin, de l'inductance du fil qui relie la lame, côté source, à l'inductance localisée et au plan de référence, pour laquelle on prend également la valeur de 100 nH on obtient la courbe de la figure (d). La forme de cette courbe est très proche de celle obtenue par la mesure.

L'intégration de paramètres physiques du système réalistes dans le modèle de calcul, nous amène à deux conclusions : d'une part, nous vérifions que le courant induit est très sensible aux conditions de charge des structures en extrémité, d'autre part le modèle permet de déterminer la forme du courant induit avec une bonne précision à condition que l'on connaisse les valeurs des impédances localisées du système étudié.

Ce deuxième point n'est pas déduit de cette seule expérience, mais de plusieurs confrontations théorie/expérience du même type que nous avons réalisées, pour lesquelles la réponse mesurée n'a pu être simulée correctement qu'en intégrant ces impédances localisées. Leur détermination précise, de façon expérimentale ou théorique est peu aisée du fait de la diversité des cas qui peuvent être rencontrés en pratique.

Une fois validé, le modèle permettra une telle mesure. A partir de la réponse temporelle mesurée et d'une collection de courbes calculées pour différentes conditions de charge, l'utilisateur pourra reconnaître quels types de charges sont présents aux extrémités de la ligne et leur ordre de grandeur. En utilisant alors le modèle de calcul, il affinera ces valeurs, tout comme nous l'avons fait au début de ce paragraphe.

Nous allons maintenant envisager l'illumination de la lame par une onde de type I.E.M.N et nous rapprocher ainsi de perturbations qui pourront être rencontrées sur site.

II.b) Réponse de la lame à une impulsion de type I.E.M.N.

II.b.1) Cas où l'on place des composants résistifs aux deux extrémités.

Nous considérons ici la même lame, soumise à une impulsion de type Bell dont l'équation est $E = E_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$ avec $\alpha = 4 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ et $\beta = 4,76 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}$. La forme de cette impulsion mesurée directement en sortie du générateur est donnée par la figure (a) de la planche (5-II). La lame étant placée à 10 cm du plan de référence et reliée à celui-ci par les mêmes fils qu'au paragraphe précédent, on mesure le courant induit en faisant passer le fil de liaison lame-plan de référence à travers une sonde de courant.

La figure (b1) permet de visualiser le résultat de cette mesure qui présente des oscillations caractéristiques dues à la présence d'inductances localisées aux extrémités de la lame. La simulation par le modèle donne la caractéristique courant-temps de la figure (b2) dont la forme se rapproche de celle du courant mesuré. On procède au même type de comparaisons lorsque la résistance localisée pour la mesure est de 1Ω (figure (c1) et (c2)) puis 150Ω utilisée pour les figures (d1) et (d2)). On constate là encore que la simulation permet de reproduire correctement les formes des courants mesurés. Lorsqu'on est proche de l'adaptation ($R = 150 \Omega$), le courant se réduit à un seul pic positif contrairement à ce que nous avons pu établir pour l'illumination trapézoïdale (chap(3)).

II.b.2) Cas où les charges placées en extrémités sont inductives et fortement dissymétriques :

Nous utilisons la même structure métallique que précédemment pour comparer ici deux configurations de charge. Dans un cas, la lame est reliée côté source de l'antenne, à la référence de masse par un conducteur en cuivre de section $1,5 \text{ mm}^2$ et chargée à l'autre extrémité sur un composant inductif de $4,7 \mu\text{H}$. La mesure de l'impédance de ce composant, grâce à un analyseur de réseau, nous montre qu'il présente une résistance moyenne de 5Ω . (Cette configuration se trouve décrite sur la figure (II-2))

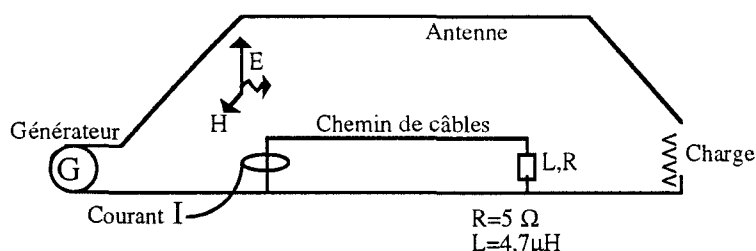


Figure (II-2) Disposition de la charge à l'extrémité de la lame placée dans la cellule TEM

figure (a)

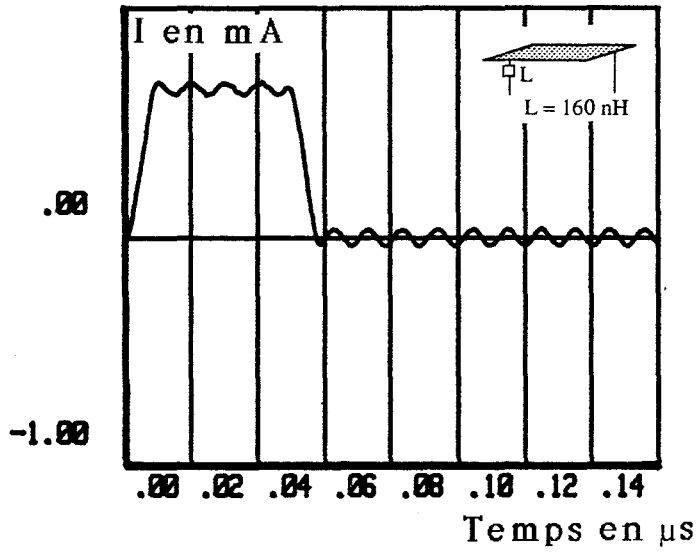


figure (b)

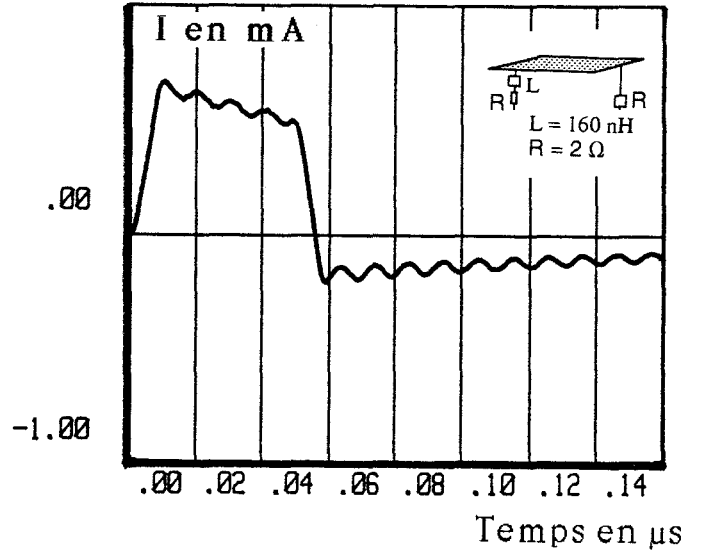


figure (c)

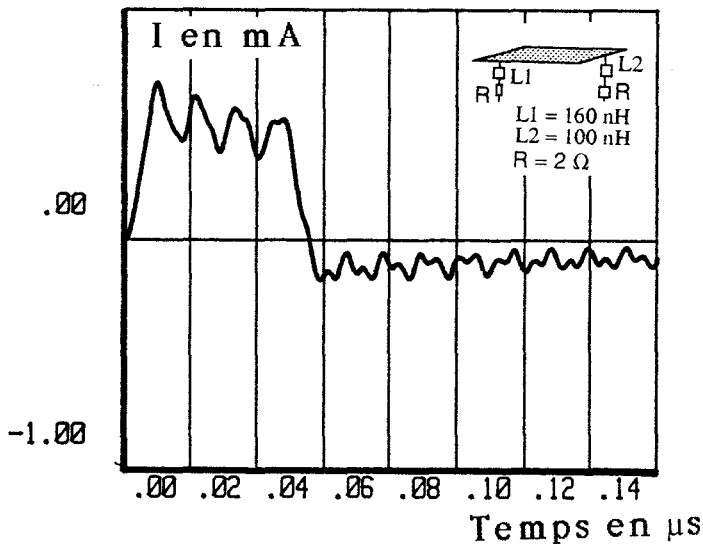
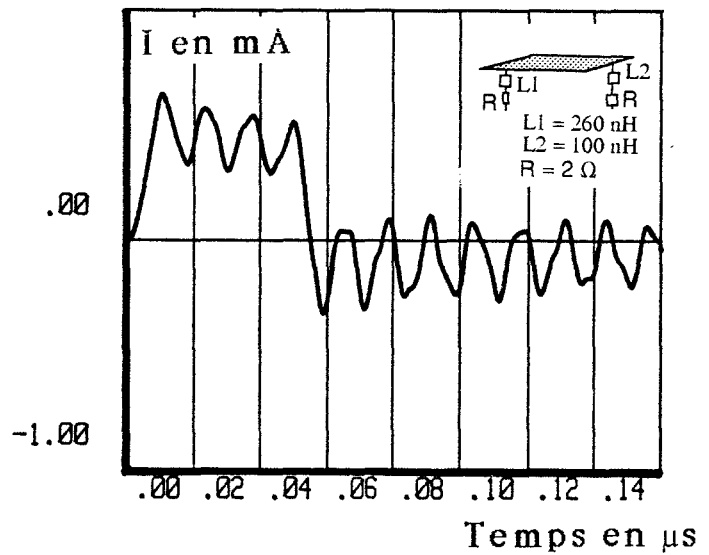
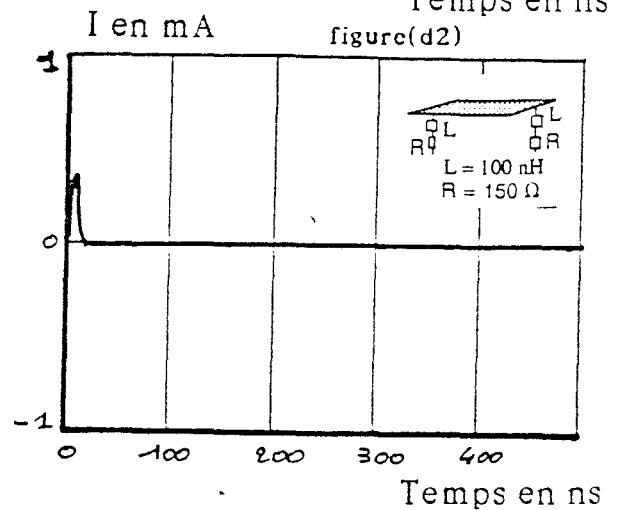
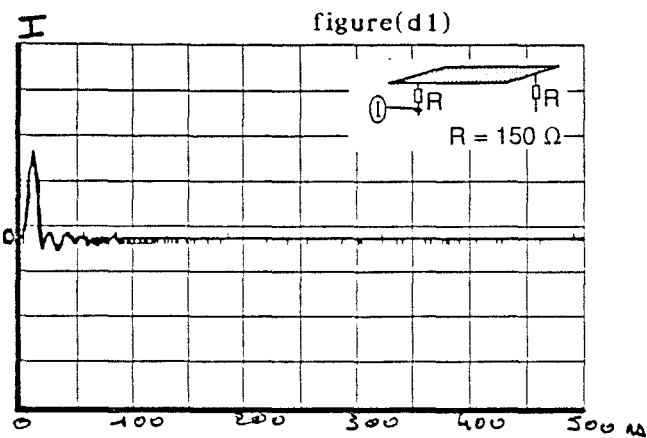
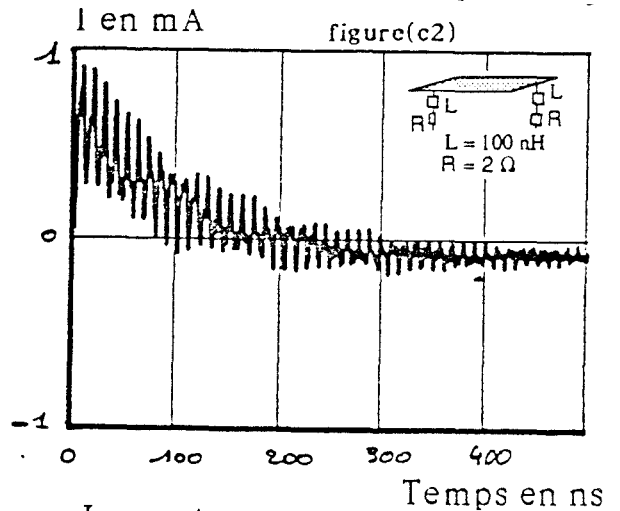
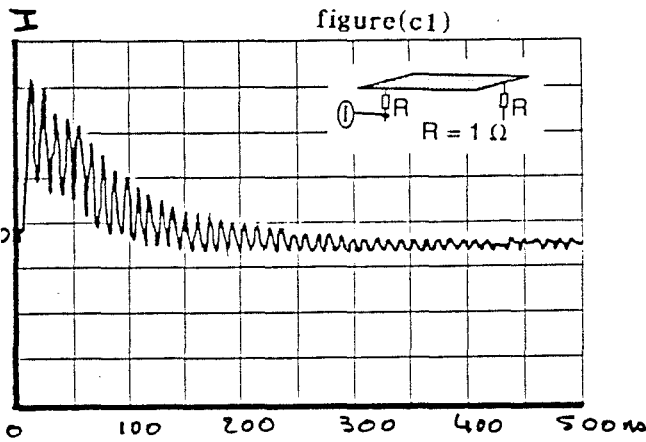
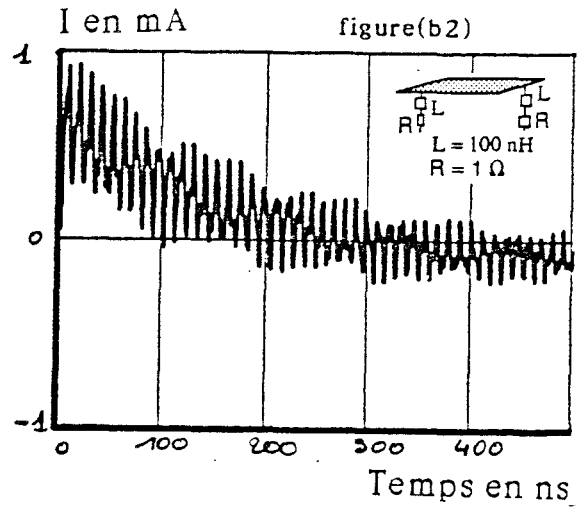
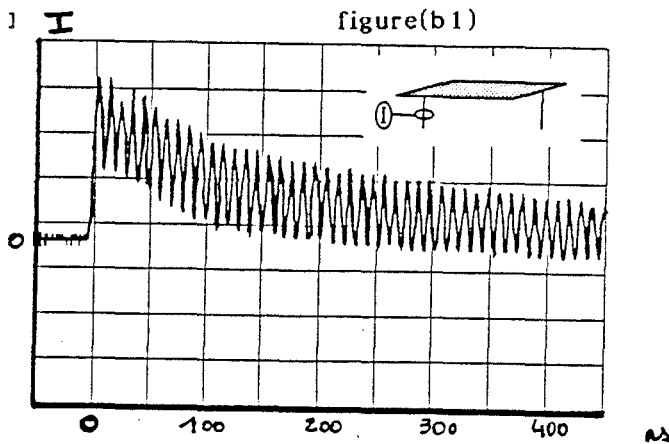
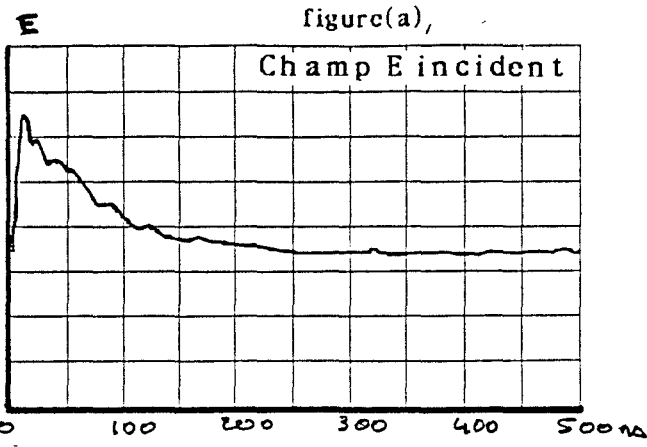


figure (d)



Réponses temporelles de la lame pour différentes impédances de charge.



Réponse d'une lame à une IEMN
comparaison du calcul avec la mesure en cellule TEM

Dans l'autre cas, l'impédance localisée est placée côté source et le court-circuit côté charge de l'antenne (figure (II-3)).

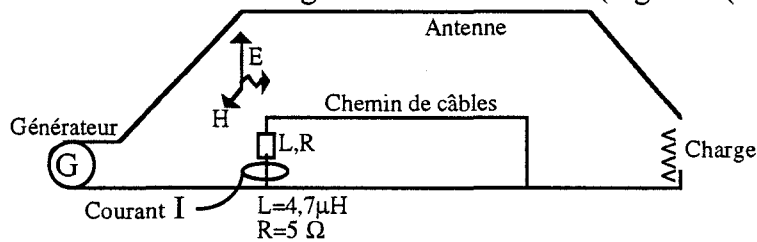


Figure (II-3) Disposition de la charge à l'extrémité de la lame placée dans la cellule TEM

La planche (5-III) permet de visualiser la réponse à une impulsion de type IEMN, de la lame placée dans la première configuration sur les figures (a1) et (a2). (a1 correspond à la mesure a2 au calcul).

La deuxième configuration donne les résultats tracés sur les figures (b1) (mesure) et (b2) (calcul).

On constate que le courant induit est très faible lorsque le composant inductif se trouve du côté source de l'antenne comparé à l'autre configuration.

Par ailleurs, le modèle rend bien compte de cette dissymétrie et fournit des courbes calculées très proches de celles obtenues par la mesure.

Nous pouvons donc nous intéresser maintenant au cas où l'on place un conducteur sur la lame.

II.c) Cas d'un conducteur placé sur la lame

Pour illustrer ce cas nous avons placé sur la lame un conducteur en cuivre de section $1,5 \text{ mm}^2$. Il est court-circuité à cette lame à une extrémité et relié à une inductance de $1 \mu\text{H}$, elle même connectée à la lame, à l'autre extrémité. La figure (a) de la planche (5-IV) fournit la courbe expérimentale du courant en fonction du temps, lorsqu'on illumine l'ensemble par une onde IEMN. Sur la figure (b) de cette même planche, est représenté le résultat de simulation dans laquelle nous avons intégré les résistances et inductances localisées "parasites". On constate une bonne concordance entre les courbes des deux figures tant pour les périodes des oscillations que pour leurs amplitudes relatives.

II.d) Conclusion sur les mesures effectuées en cellule T.E.M.

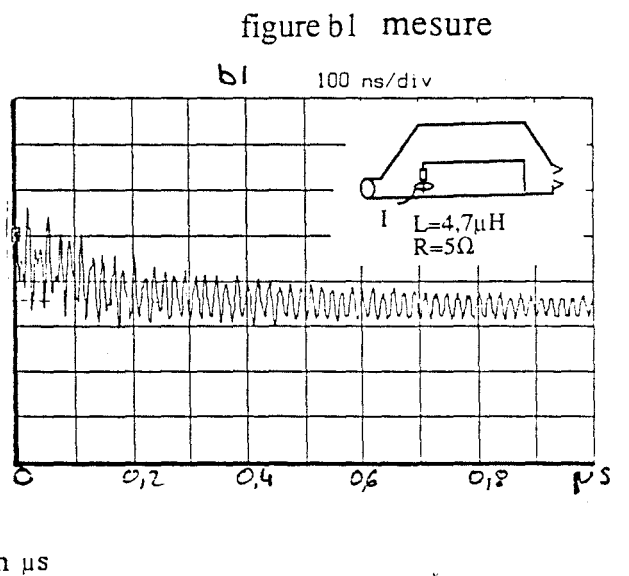
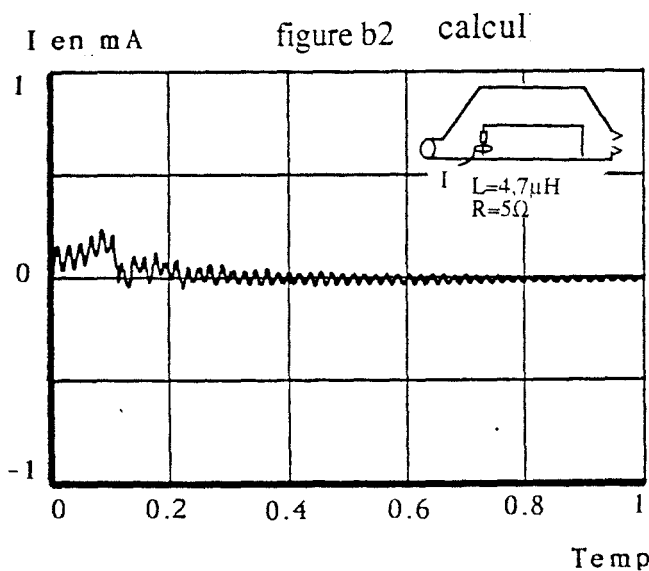
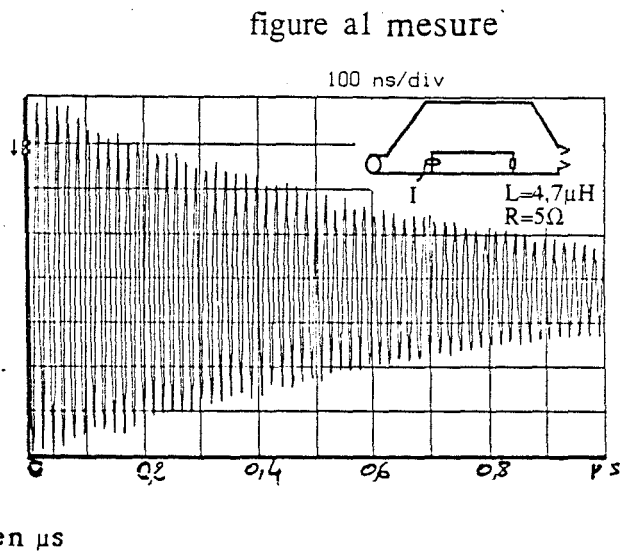
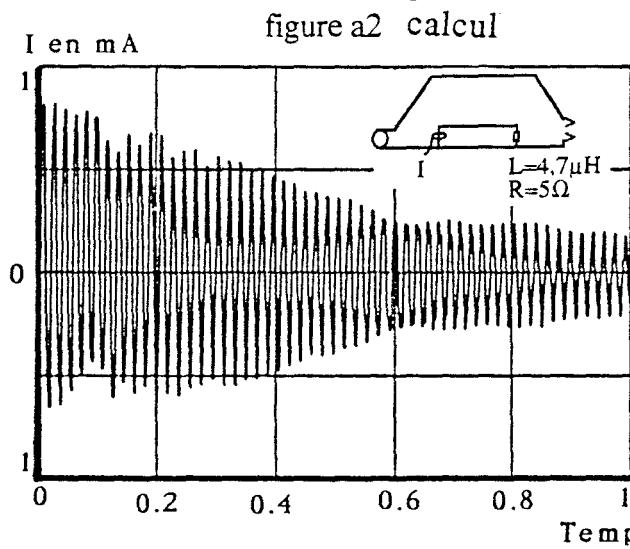
Ces mesures en cellule T.E.M. nous ont permis de valider les formes de courbes calculées par le modèle théorique.

Nous avons vu qu'en intégrant les inductances et résistances localisées du système une bonne précision pouvait être atteinte. En fait, ce que nous avons intégré dans le modèle théorique sous forme de résistances localisées englobe les résistances de contact et celle des fils de liaison à la référence de masse, mais aussi, dans le cas où on place un conducteur sur la lame, la résistance de ce conducteur dont le modèle ne tient pas compte par ailleurs.

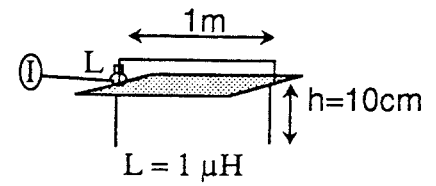
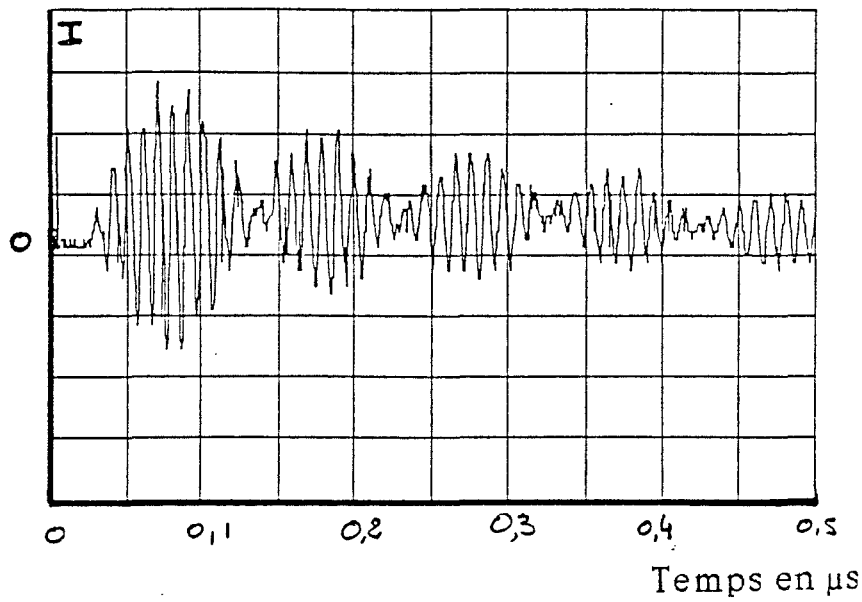
Cette résistance linéique intervient d'autant plus que les lignes sont longues, elle est de plus, variable avec la fréquence. Le fait d'en tenir compte sous forme d'une impédance localisée ramenée en extrémité est une approximation dont on peut penser qu'elle est valable pour des lignes de quelques mètres de longueur.

Par ailleurs, nous avons commencé à nous intéresser dans cette expérimentation à une illumination de type I.E.M.N. Nous avons mesuré quelques signatures temporelles typiques et en particulier celle correspondant au cas où la lame est à peu près adaptée.

Nous allons maintenant effectuer des mesures sur des structures de taille réelle illuminées par une onde I.E.M.N d'amplitude proche de 50 kV/m et nous approcher ainsi de configurations que l'on peut rencontrer sur site.

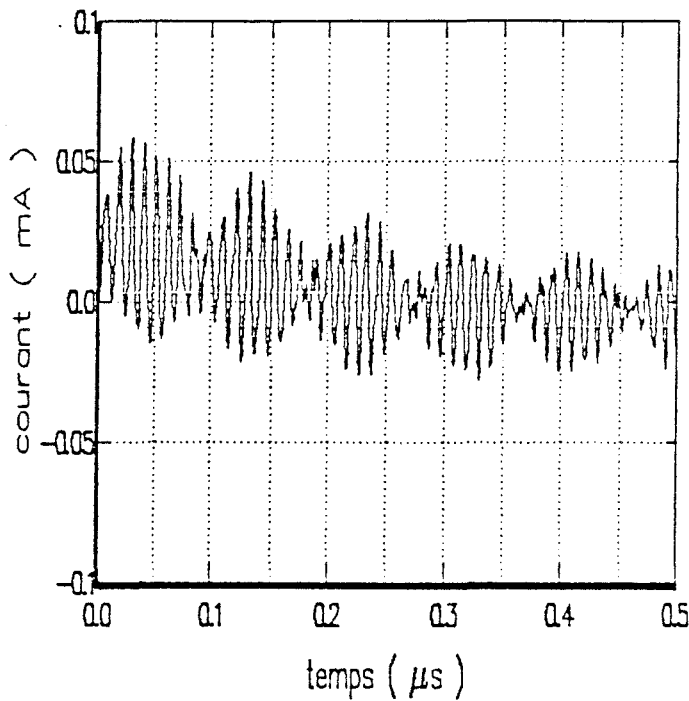


Réponse d'une lame à une I.E.M.N.
 Cas où les charges d'extrémité sont fortement
 disymétriques

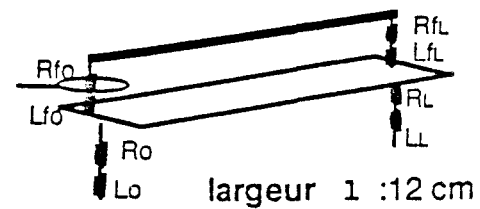


mesure en
cellule TEM

calcul du courant induit



diamètre du câble : 1,4mm



$L_{f_0} : 10 \mu\text{H}$ $L_{f_l} : 2 \mu\text{H}$

$L_o : .1 \mu\text{H}$ $L_l : .1 \mu\text{H}$

$R_{f_0} : 20 \Omega$ $R_{f_l} : .1 \Omega$

$R_o : 10 \Omega$ $R_l : 10 \Omega$

E Incident : 1 V/m

Calcul

Réponse d'un conducteur posé sur la lame à une IEMN
comparaison du calcul avec la mesure en cellule TEM

planche(5-IV)

III) MESURES SOUS ANTENNE STRIPLINE

III.a) Introduction

Nous avons vu au paragraphe (IV-1) du chapitre (3) que les courants induits sur les différentes structures en forme de U, illuminées par une onde harmonique plane sont d'amplitudes proches. Ces structures ont par ailleurs une influence électromagnétique semblable sur les câbles qu'elles contiennent.

Nous nous limiterons donc ici à l'étude d'une seule d'entre elles : le chemin de câbles en d'acier non ajouré.

Nous comparerons les résultats de mesure à ceux donnés par le modèle lorsque l'onde incidente est une onde I.E.M.N., sur différentes configurations. Nous nous intéresserons au cas du guide seul, puis au cas où on place un ou plusieurs conducteurs à l'intérieur. Dans le cas où on place 1 seul conducteur dans le guide, différents modes de connexion en extrémité seront envisagés. Le conducteur peut être relié par l'intermédiaire d'une impédance, au chemin de câbles, lui même connecté au plan de référence. Il peut également n'être connecté au chemin de câbles qu'à une extrémité et directement au plan de référence à l'autre, ou bien encore être relié des deux côtés au plan de référence.

Pour chacune des ces configurations, le courant induit dans le câble sera différent et nous verrons laquelle est la plus pénalisante quand on s'intéresse aux parasites induits sur les câbles.

Nous étudierons également le raccordement de deux chemins de câbles par un conducteur de forte section, quand ils contiennent un ou plusieurs câbles. Nous avons émis l'hypothèse que la liaison entre les deux chemins de câbles peut être considérée comme une inductance localisée. Pour vérifier cette hypothèse, nous comparerons le cas où la liaison des structures est réalisée par un câble de 70 cm de longueur environ, à celui où elle est réalisée par un composant inductif de taille réduite.

III.b) Dispositif expérimental et calibration

Le dispositif expérimental est le même que celui utilisé dans le domaine fréquentiel, à l'exception du générateur qui a été remplacé par un générateur de Marx. Celui-ci nous a permis de créer un champ sous l'antenne d'environ 50kV/m, à un mètre du sol.

La mesure du champ a été effectuée simultanément à chaque essai, à 1 m de hauteur, et les valeurs vont de 47 kV/m à 50 kV/m pour l'amplitude maximale.

Toutefois, nous avons procédé à une mesure de courant induit dans un câble de 1,2 mm de diamètre (décrit au chapitre (3)), placé à 20 cm du plan de référence. La valeur crête relevée est de 33,5A pour un champ mesuré à 1 m de 49kV/m. Le calcul donne dans ce cas un courant maximum de 39A. La mesure de champ à un mètre surestime donc le champ incident sur la structure. Le rapport entre courant mesuré et courant calculé est de 85%.

Une seconde mesure effectuée avec un fil de 1,5 mm² de section, placé dans les mêmes conditions, donne le même rapport. Nous devons donc tenir compte de ce terme correctif lors des confrontations calculs-mesures.

Les résultats de mesure seront exprimés en ampères et on indiquera la valeur maximale du champ incident, en ayant appliqué le facteur correctif.

La figure (III-1) présente une signature temporelle type du champ incident mesuré. Ce champ peut être approximé par la formule classique de l'onde Bell. On constate que le champ augmente très fortement jusqu'à environ 90% du maximum en une dizaine de nanosecondes puis atteint le maximum sur 20 ns. Nous considérons comme valeur maximale de l'onde IEMN, la valeur atteinte au bout de 10 ns tout en gardant à l'esprit cette incertitude de 10% sur cette valeur.

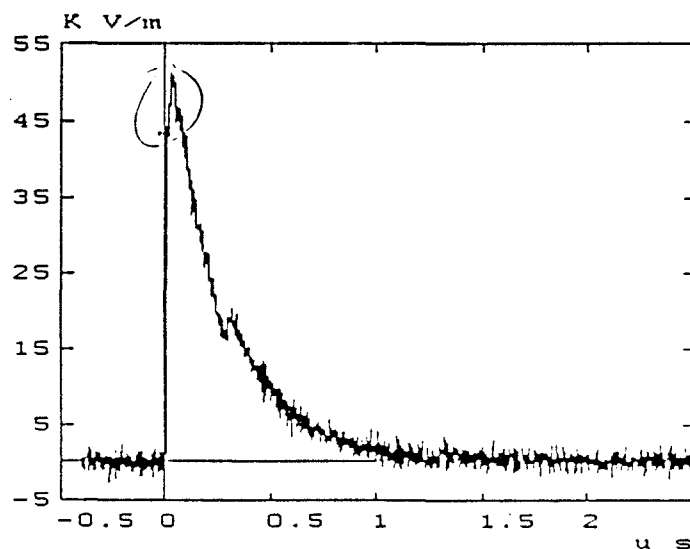


Figure (III-1)

Les résultats théoriques seront quant à eux exprimés pour un champ de 1 V/m. On aura donc 1 mA calculé équivalent à 50 A mesurés pour un champ de 50 kV/m.

III.c) Réponse d'un chemin de câbles en forme de U à une impulsion de type IEMN

Nous plaçons le chemin de câbles en forme de U, dont nous rappelons sur la figure (III-2) les caractéristiques géométriques, à 20 cm du feuillard qui nous sert de plan de référence (cf chap 3).

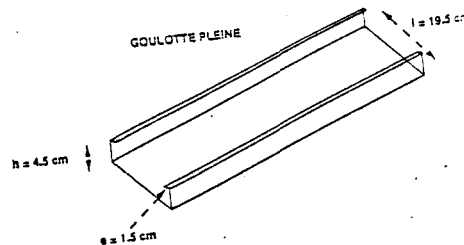


Figure (III-2)

Dans un premier temps, il est relié à chaque extrémité à une résistance localisée de 5Ω , elle même, connectée au plan de référence. La réponse à une onde de type IEMN, obtenue expérimentalement est présentée sur la figure (a1) de la planche (5-V) et celle calculée, sur la figure (a2). Le courant maximal induit obtenu par le calcul pour un champ incident de 1 V/m est de $1,7 \text{ mA}$ ce qui donne pour 42 kV/m , un courant dans la structure d'environ 72 A à comparer avec les 63 ampères mesurés. L'écart est d'environ 1 dB , ce qui est inférieur à la précision de la mesure.

On remplace dans un second temps la résistance de 5 Ohms par le composant inductif de $4,7 \mu\text{H}$ décrit au paragraphe (II-2-b) de ce chapitre. La réponse mesurée (figure (b1) planche (5-V)) présente un maximum de 28 A pour un champ incident de 42 kV/m environ, celle calculée à pour valeur maximale $0,76 \text{ mA}$ pour 1 V/m ce qui équivaut à $31,5 \text{ A}$ mesurés, et qui représente, là encore, un écart de 1 dB .

Par ailleurs, les formes des courbes mesurées et calculées se correspondent relativement bien si on ne tient pas compte des parasites se superposant aux courbes de mesure.

Nous avons également procédé à d'autres confrontations théorie-expérience avec différentes charges localisées, non présentées ici, et qui ont donné des résultats satisfaisants. Nous pouvons donc considérer que le modèle rend bien compte de cette configuration physique.

III.d) Cas où l' on place un conducteur sur le chemin de câbles

III.d.1) Le conducteur est connecté au chemin de câbles aux deux extrémités.

Cette configuration est schématisée sur la figure (III-3). Ce chemin de câbles est placé à 20 cm du plan de référence, et un câble de type CERT de 12 mm de diamètre, déjà décrit, est relié aux deux extrémités sur ce chemin de câbles par l'intermédiaire d'une impédance, dans le cas le plus général.

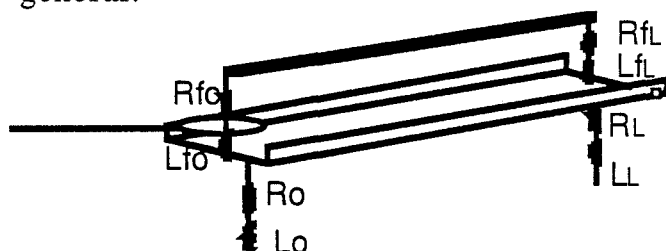


Figure (III-3)

Sur la planche (5-VI) ont été représentés les résultats de mesures des courants induits dans le câble en fonction du temps, dans le cas où le chemin de câbles est court-circuité au plan de référence à chaque extrémité (figure (a1)) et dans le cas où chaque extrémité du chemin de câbles est en circuit ouvert (figure (b1)). Les résultats de la modélisation sont représentés respectivement sur les figures (a2) et (b2). Un calcul rapide, du type de ceux déjà effectués, nous montre que la comparaison modélisation-mesure est satisfaisante.

Ces expériences mettent en évidence que le courant induit dans le câble, ainsi placé sur le chemin de câbles, est atténué quand on le compare au courant induit dans le même câble placé à 20 cm du plan de référence en absence de chemin de câble. Comme nous l'avons vu au paragraphe (III-2) de ce chapitre, le courant maximal induit dans ce dernier cas est d'environ 33 A pour un champ incident à peu près équivalent, le rapport d'atténuation apporté par le chemin de câbles est donc compris entre 15 et 20 dB.

On constate par ailleurs que cette atténuation est indépendante du mode de liaison du chemin de câbles à la masse. Le chemin de câbles se comporte dans ce cas comme une référence de masse locale pour le câble qui est connecté dessus.

figure (a2)

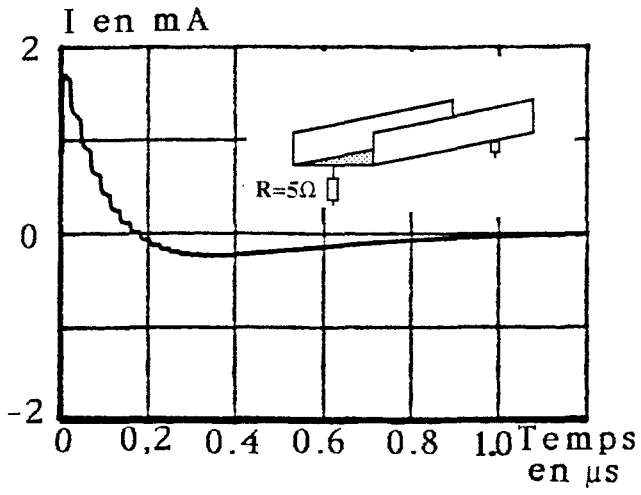


figure (a1)

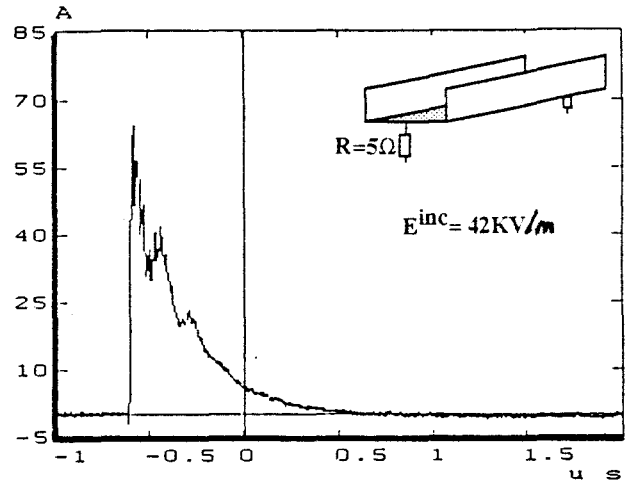


figure (b2)

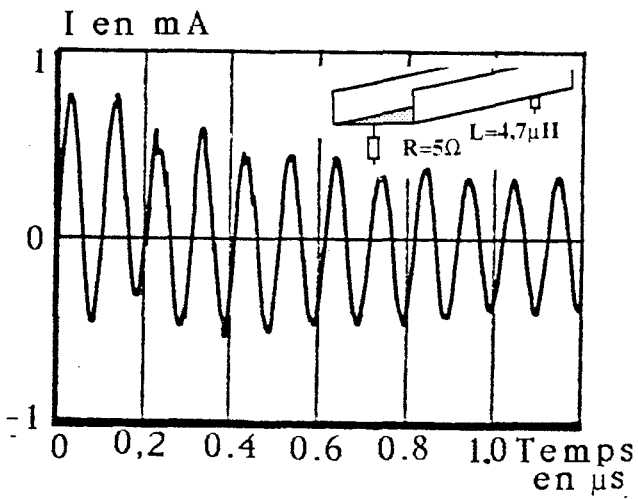
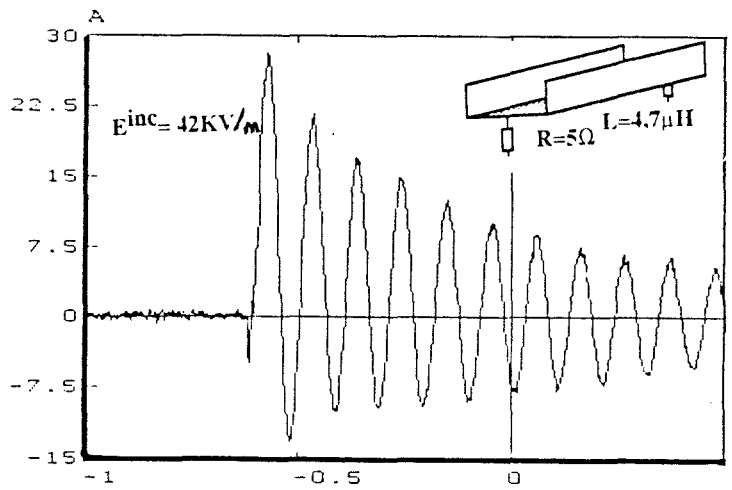
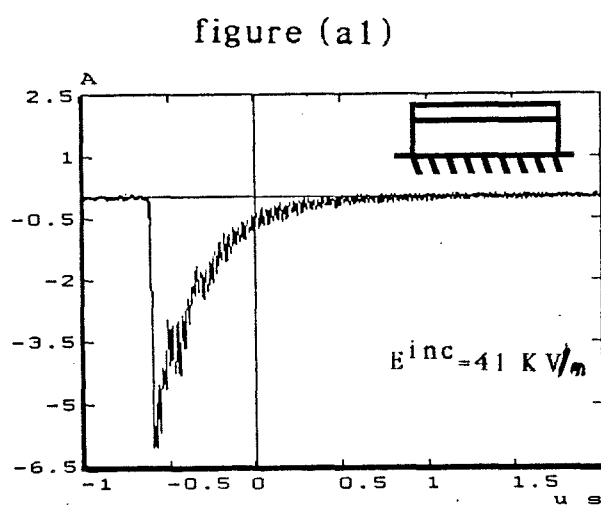
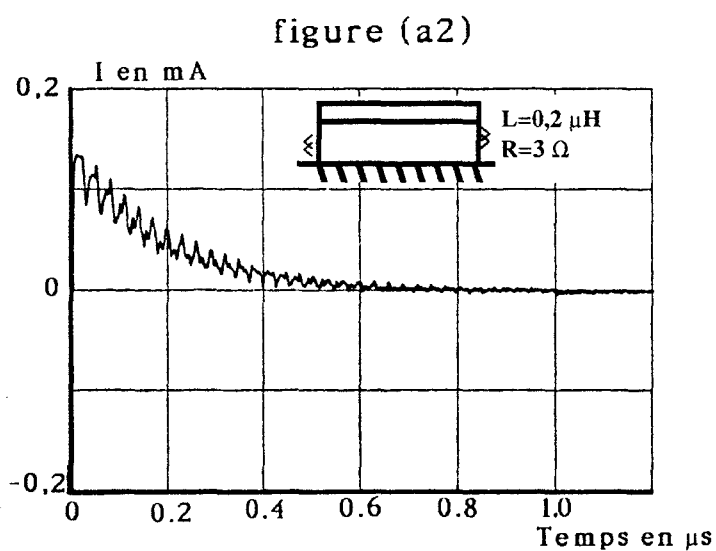
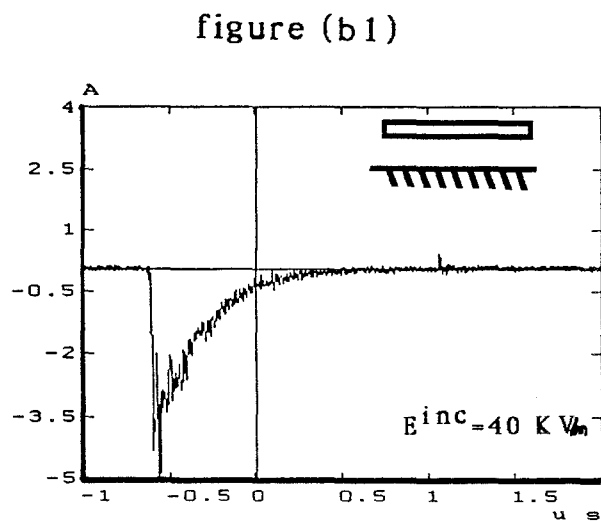
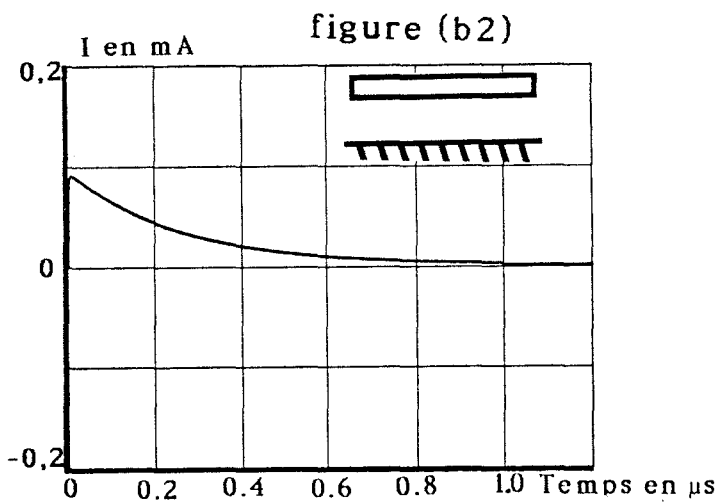


figure (b1)



Réponse d'un chemin de câbles en forme de U à une impulsion I.E.M.N.



Réponse à une impulsion I.E.M.N. d'un câble placé sur un chemin de câbles et connecté à celui-ci aux deux extrémités

III.d.2) Le conducteur est connecté au plan de référence à une extrémité et au chemin de câbles à l'autre.

Avec le même chemin de câbles et le même câble nous procédons à deux expériences similaires à celles décrites au paragraphe précédent pour la configuration présentée sur la figure (III-4).

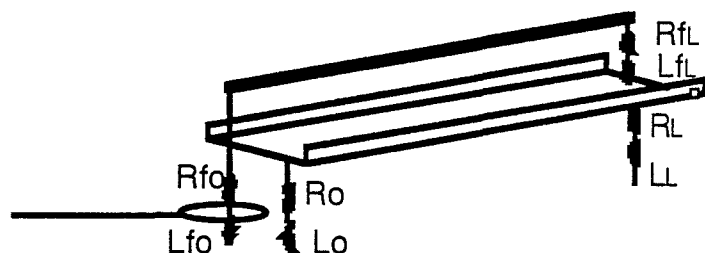


Figure (III-4)

Nous voyons sur la figure (a1) de la planche (5-VII) que lorsque le chemin de câbles est court-circuité au plan de référence, aux deux extrémités, le courant maximal dans le câble est de l'ordre de 17A, ce qui représente une atténuation de 6dB par rapport au cas où il n'y a pas de chemin de câbles. La courbe présente par ailleurs des oscillations caractéristiques d'une inductance de charge. Cette inductance est celle de la boucle formée par les fils de liaison à la masse du conducteur et du chemin de câbles (figure (III-4)), et est difficile à évaluer.

Par contre, si le chemin de câbles est en circuit-ouvert aux deux extrémités, figure (b1), le courant maximal peut atteindre jusqu'à 50A pour un champ incident à peu près équivalent, ce qui représente un accroissement cette fois, du courant maximal de 4 dB environ. Un essai avec le chemin de câbles relié à chaque extrémité à une impédance constituée d'une résistance de 5 Ω et d'une inductance de 4,7 μH donne une valeur maximale de 40A environ (non représenté ici).

On en conclut que dans cette configuration le chemin de câbles n'apporte pas d'atténuation des parasites induits sur le câble, dans le cas général, mais qu'au contraire il peut les amplifier s'il est relié au plan de masse par des résistances élevées ou des inductances de quelques micro-Henry.

La confrontation théorie-expérience est globalement satisfaisante. Pour la première configuration, l'allure des courbes est la même mais on note un écart sur la valeur maximale de 4,5 dB ce qui, compte tenu de l'imprécision importante sur les charges localisées introduites dans le modèle, est faible. Dans la deuxième configuration, l'écart sur l'amplitude est de l'ordre de 1 dB et la forme des signaux est similaire.

On peut noter toutefois que les valeurs de résistances localisées introduites pour rendre compte du phénomène physique observé sont un peu élevées. Nous avons constaté sur cette expérience, et sur d'autres effectuées lors de différentes campagnes de mesure, que l'antenne a tendance à atténuer les régimes oscillatoires amortis plus rapidement que ne le prévoit le calcul. Nous avons donc surestimé les résistances localisées pour tenir compte de ce phénomène.

III.d.3) Conducteur placé sur le chemin de câbles mais connecté au plan de référence à chaque extrémité.

Les mêmes structures sont utilisées ici disposées selon ce que montre la figure (III-5).

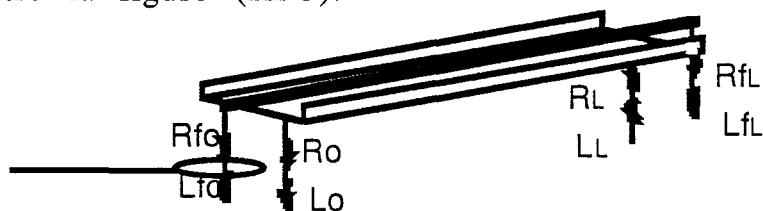


Figure (III-5)

Nous illustrons ce cas sur la planche(5-VIII) par deux mesures correspondant aux deux cas extrêmes de connexion du chemin de câbles au plan de référence : chemin de câbles court-circuité (figure (a1) et en circuit ouvert, figure (b1).

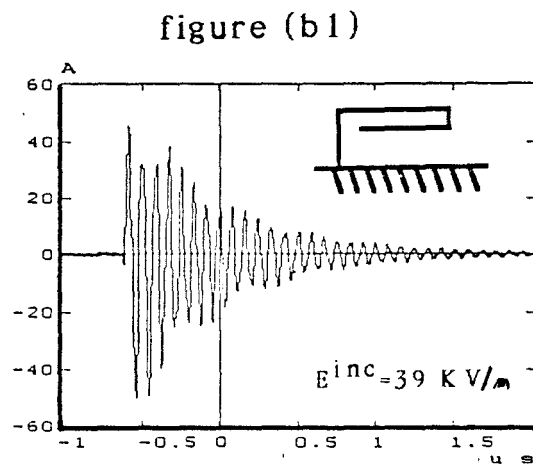
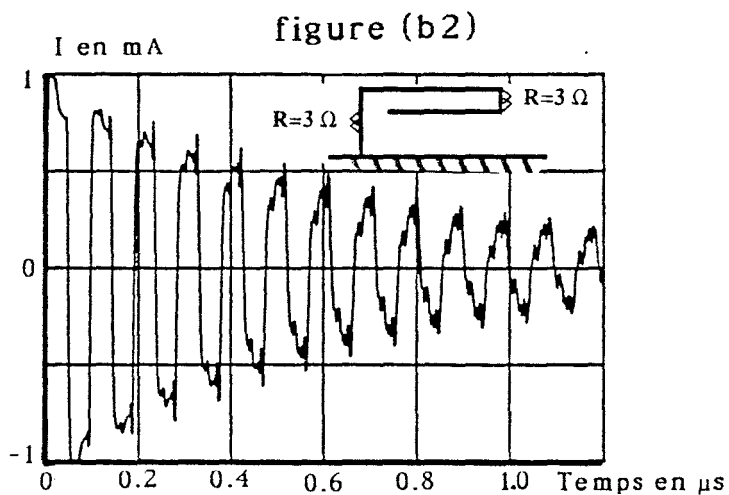
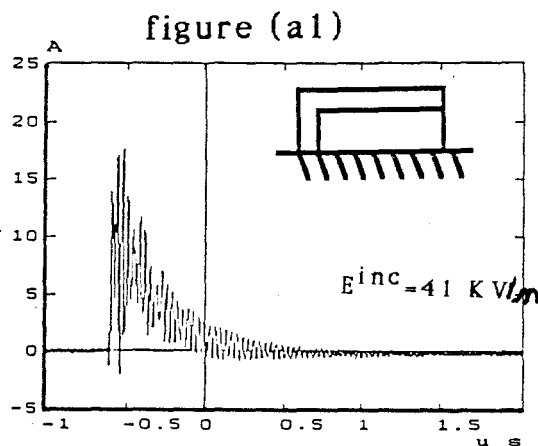
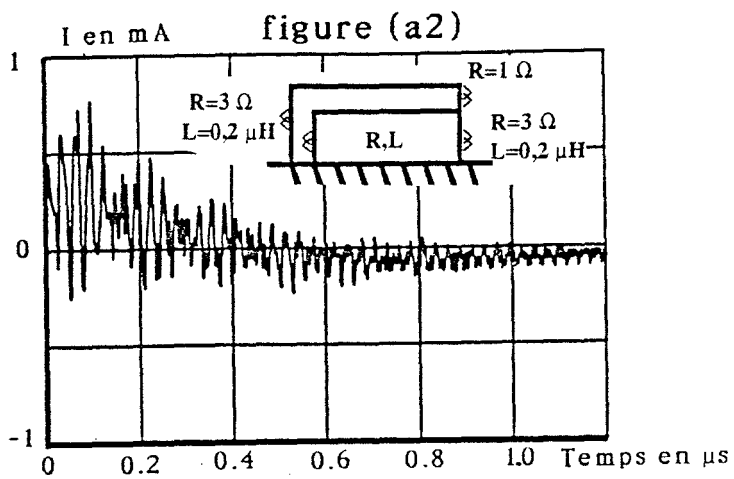
Lorsque le chemin de câbles est court-circuité au plan de référence le courant maximal dans le câble est de l'ordre de celui induit en absence de chemin de câbles . On retrouve les oscillations dues à des inductances de charges, d'amplitude plus importante que dans le cas correspondant du paragraphe précédent (figure (a1), planche (5-VII)).

En plaçant le chemin de câbles en circuit-ouvert, le courant induit dans le câble est accru et atteint une valeur maximale d'une cinquantaine d'ampères, le chemin de câbles se comporte comme un amplificateur du courant induit dans le câble. La confrontation mesure-calcul est là encore satisfaisante quant aux amplitudes et aux formes globales des signaux.

III.d.4) Conclusion sur les mesures du courant dans un conducteur placé sur la structure en U

Nous avons mis en évidence le rôle essentiel que joue la liaison des câbles aux chemin de câbles . La solution qui atténue le plus les parasites induits sur le câble, est celle où il est relié par un court-circuit aux deux extrémités du chemin de câbles. La solution la plus pénalisante est celle où le conducteur est relié d'un côté au moins au plan de référence par un court-circuit et que le chemin de câbles est en circuit ouvert. Entre ces deux extrêmes, le courant induit dans le câble peut varier d'une trentaine de dB.

Ces mesures nous ont permis par ailleurs de valider le modèle théorique et de montrer sa capacité à rendre compte des divers phénomènes physiques intervenant dans ces expériences. Nous pouvons donc nous intéresser maintenant au cas où l' on place un réseau de conducteurs sur le chemin de câbles de telle sorte que les conducteurs occupent toute la largeur du chemin de câbles .



Réponse à une impulsion I.E.M.N. d'un câble placé sur un chemin de câbles et connecté à celui-ci à une extrémité, l'autre étant reliée directement au plan de référence

figure (a2)

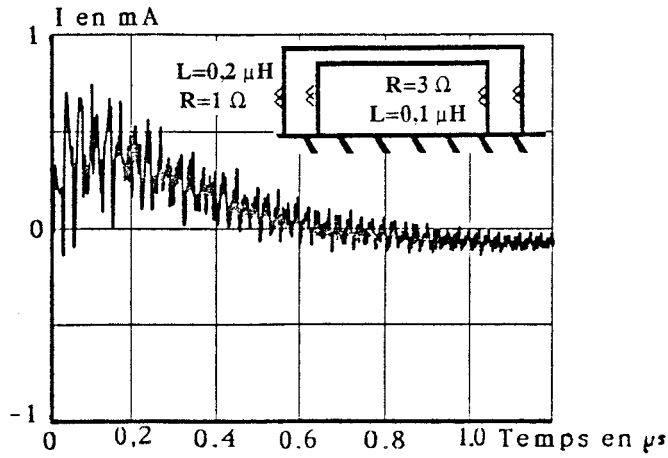


figure (a1)

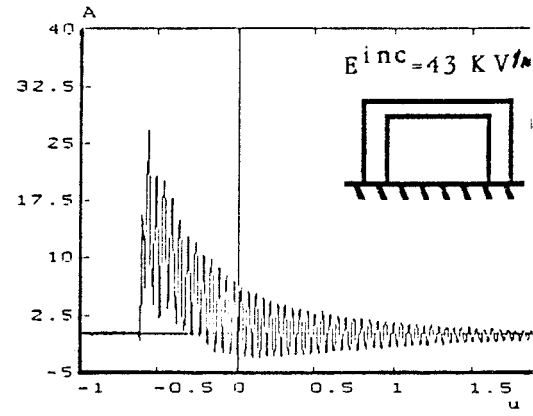


figure (b2)

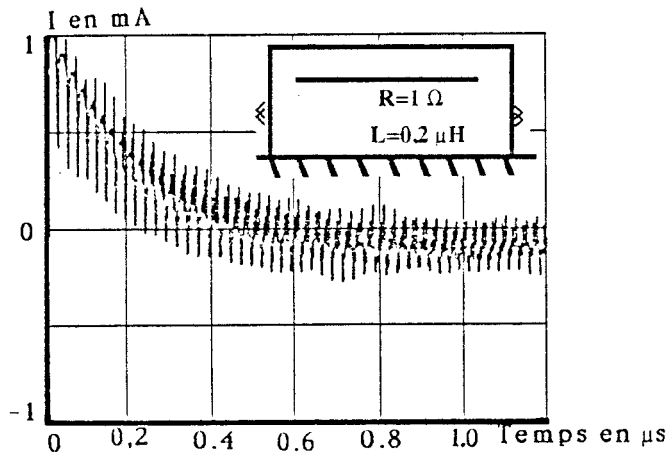
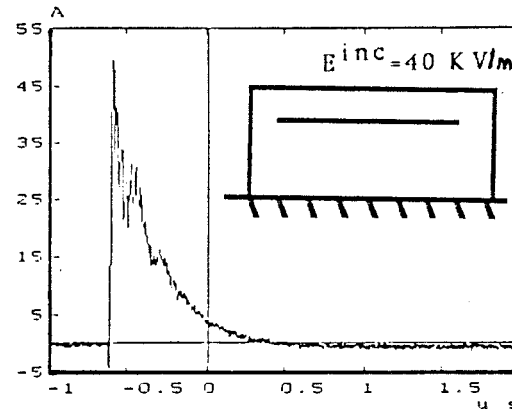


figure (b1)

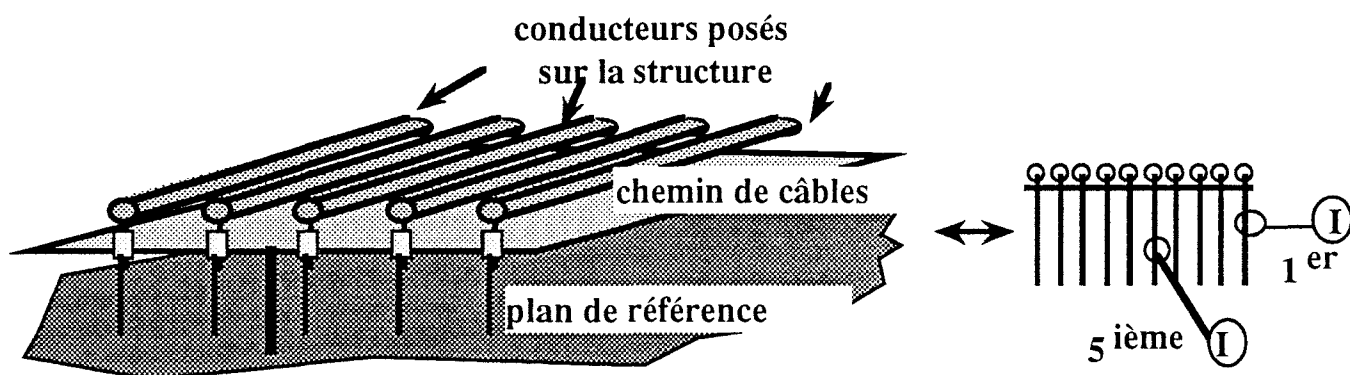


Réponse à une impulsion I.E.M.N. d'un câble placé sur un chemin de câbles et relié aux deux extrémités au plan de référence

III.e) Réponse d'un réseau de conducteurs placé sur le chemin de câbles à une onde I.E.M.N

Compte tenu des remarques faites au paragraphe précédent, nous pouvons estimer que le cas où les câbles sont reliés à la référence de masse à une extrémité et au chemin de câbles à l'autre, représente un cas général.

Nous avons donc placé 10 câbles de type CERT, de diamètre 12 mm sur le chemin de câbles (figure (III- 6), et procédé successivement à une mesure de courant total dans les câbles, (figure (a) planche (5-IX)), du courant circulant dans le chemin de câbles (figure (b) planche (5-IX)), de celui qui circule dans le premier câble en commençant par la droite (figure (a), planche (5-IX)) et enfin celui qui est induit dans le cinquième câble toujours en commençant par la droite (figure (b), planche (5-X)) (la "droite" est déterminée en référence aux schémas de la figure (III-6)).



figure(III-6)

On constate que le courant induit est presque double dans les câbles que dans le chemin de câbles, confirmant ainsi ce qui avait déjà été mis en évidence dans le domaine fréquentiel. La répartition transversale du courant dans les différents câbles est à peu près constante, ce qui traduit la compensation de deux phénomènes physiques. S'il n'y avait pas de chemin de câbles, le courant dans les câbles serait plus important, dans les câbles situés plutôt vers l'extérieur du réseau, que dans ceux situés au milieu. Par ailleurs, on a vu que le champ magnétique intérieur au chemin de câbles en forme de U, était plus important vers le milieu du chemin de câbles, que près des bords (en considérant la répartition transversale).

L'addition de ces deux phénomènes a pour conséquence que le courant dans les câbles situés près du bord de la lame, est légèrement plus important que celui qui circule dans les conducteurs placés au centre.

Nous allons maintenant envisager le cas où on a relié deux chemins de câbles entre eux et voir, comment évolue le courant induit dans les chemins de câbles, et dans un conducteur posé dessus.

III.f) La réponse de deux chemins de câbles reliés entre eux à une impulsion IEMN.

Comme on l'a déjà montré au chapitre (3) l'élément clé de l'étude de l'association de deux chemins de câbles est la modélisation de la liaison entre eux. Nous avons vu alors qu'en basses fréquences, on pouvait l'assimiler à une inductance et une résistance localisées. Nous allons vérifier de façon expérimentale, dans quelle mesure cette approximation reste valable, sur des chemins de câbles de taille réelle illuminés par une onde de type impulsionnel. Nous verrons ensuite, l'influence de différents types de liaisons sur le courant induit dans un câble placé sur la structure formée par les deux chemins de câbles et relié à celle-ci par un court-circuit à chaque extrémité.

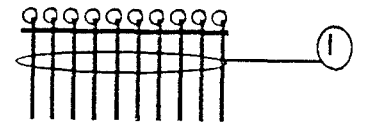
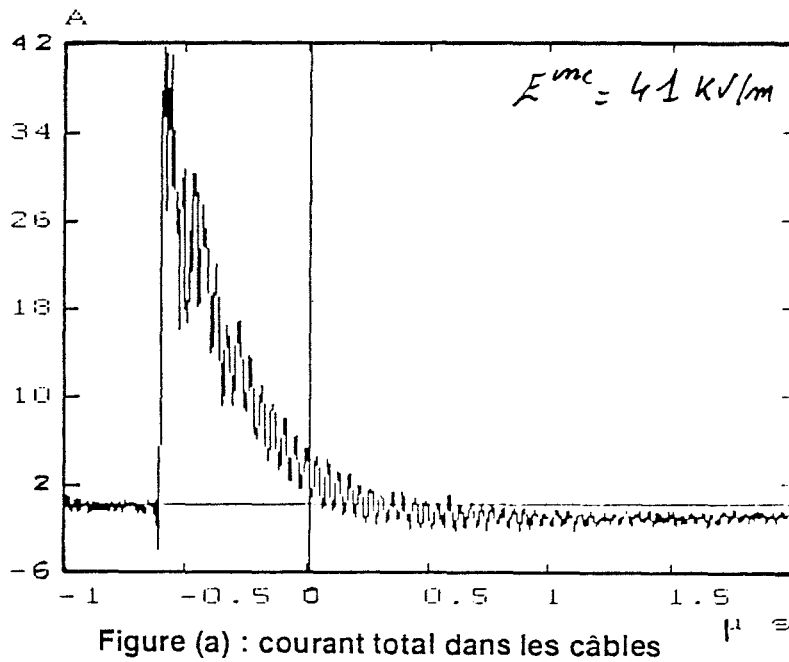
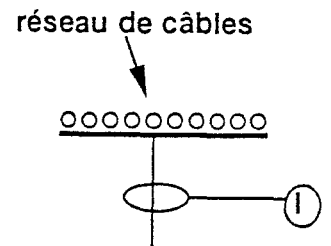
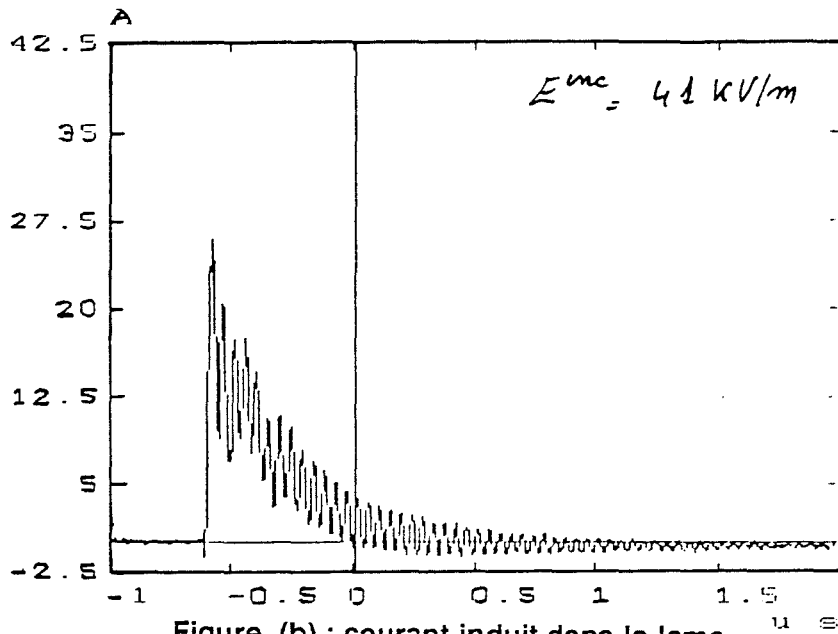
III.f.1) Etude expérimentale de la liaison entre deux chemins de câbles

On veut établir ici le rôle joué par le fil, ou la tresse de liaison entre les deux chemins de câbles. A priori, on peut penser que la présence de cet élément augmente la longueur électrique totale de la structure. (On entend ici par longueur électrique de la ligne, le produit du temps que met une impulsion pour parcourir cette ligne par la vitesse de propagation de l'impulsion sur la ligne). Quatre expériences vont nous permettre de préciser ce point. Dans un premier temps, on illumine par une onde IEMN, un chemin de câbles en forme de U relié au plan de masse par un court-circuit à une extrémité et par circuit-ouvert à l'autre. On mesure le courant qui circule dans le conducteur qui établit le court-circuit (figure (a), planche (5-XI)).

La réponse est une onde oscillatoire amortie dont la pseudo-période T est égale à quatre fois le temps de propagation de l'impulsion sur la ligne. On mesure $T = 53,8\text{ns}$, ce qui donne une longueur de $4,03\text{ m}$ en considérant la vitesse de propagation égale à celle de la lumière. Or la structure mesure au total $3,2\text{ m}$, donc la vitesse de propagation est de l'ordre de $2,410^8\text{ m/s}$ ce qui représente 80% de c .

La vitesse de propagation sur la ligne " v " est donnée par la relation $v = 1/\sqrt{LC}$ où L est l'inductance de la ligne par rapport au plan et C la capacité.

Cette capacité est directement proportionnelle à ϵ_0 permittivité diélectrique du vide et ϵ_r la permittivité relative du milieu entre le chemin de câbles et le plan de référence. En théorie, ce milieu est de l'air et $\epsilon_r = 1$. Il semble donc que dans l'expérience réalisée ici la



Mesure du courant induit dans un réseau de 10 câbles placés sur la lame
Soumis à une IEMN

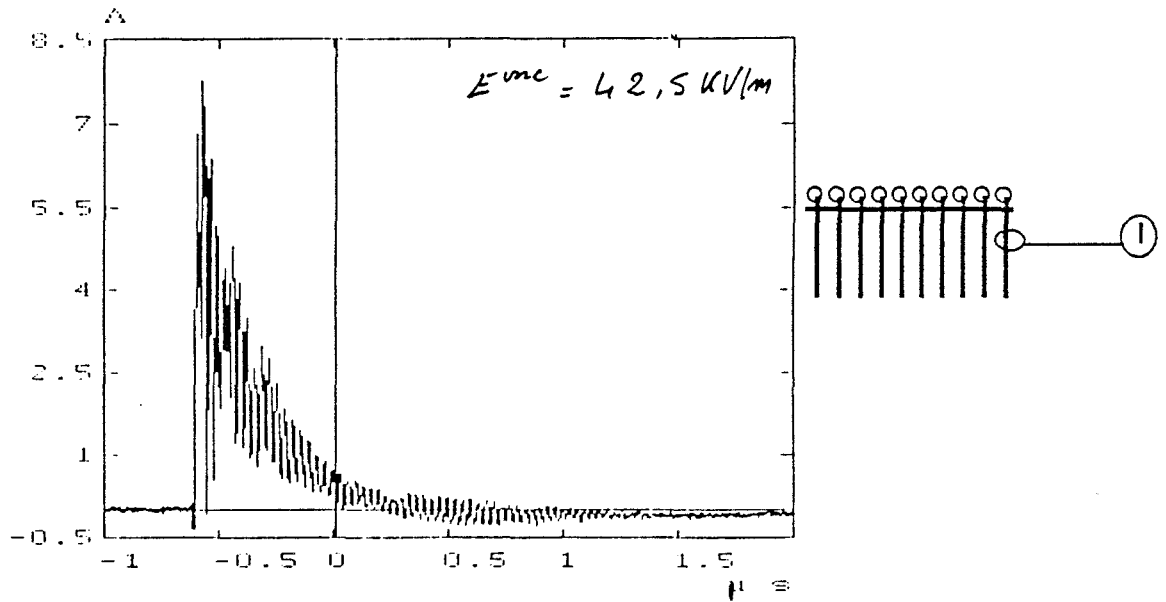


Figure (a) : courant induit dans le cable placé au bord de la structure

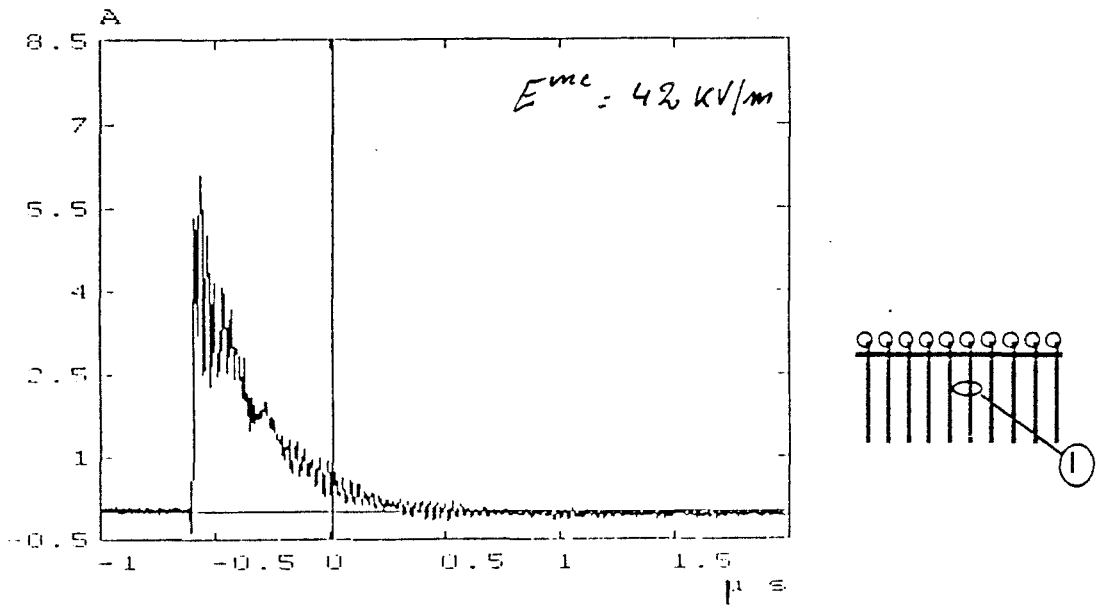
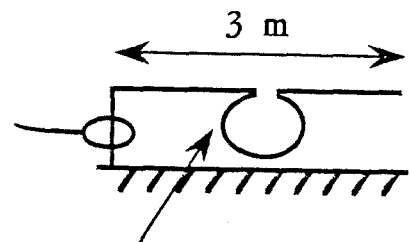
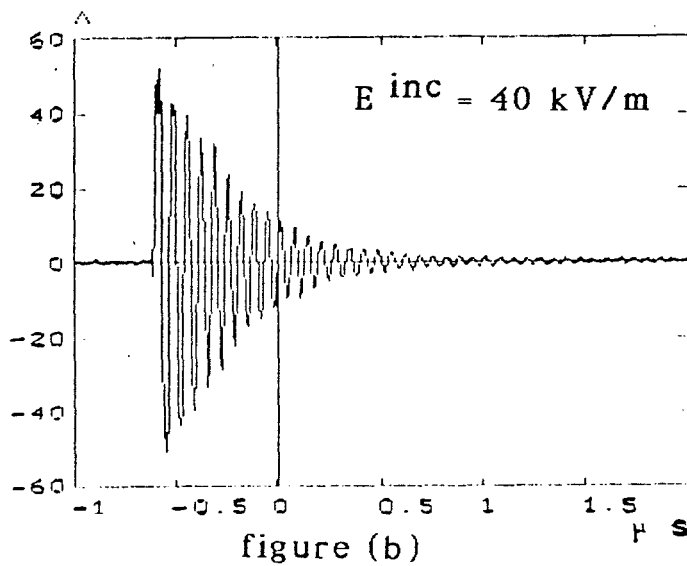
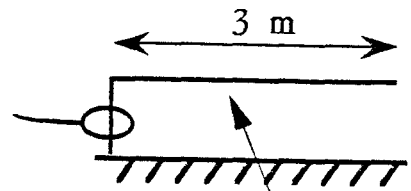
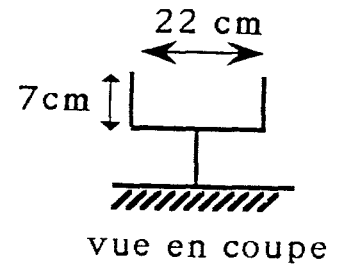
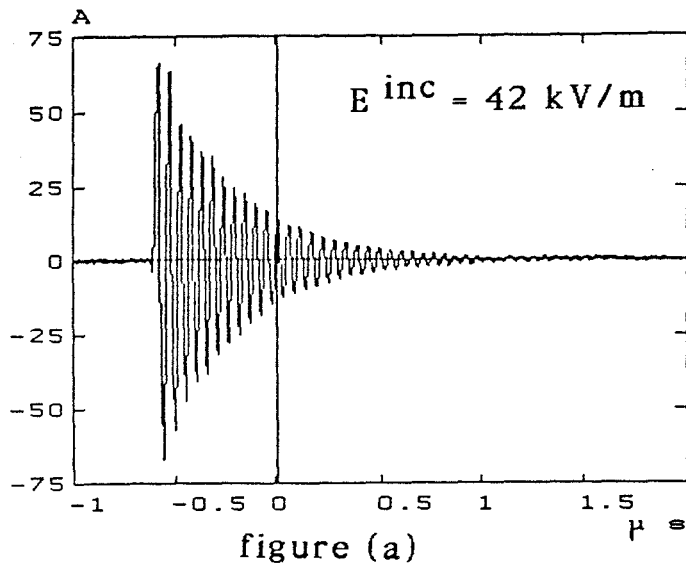
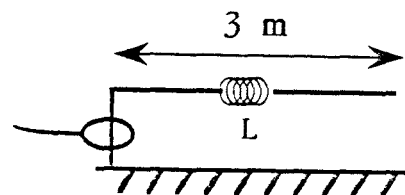
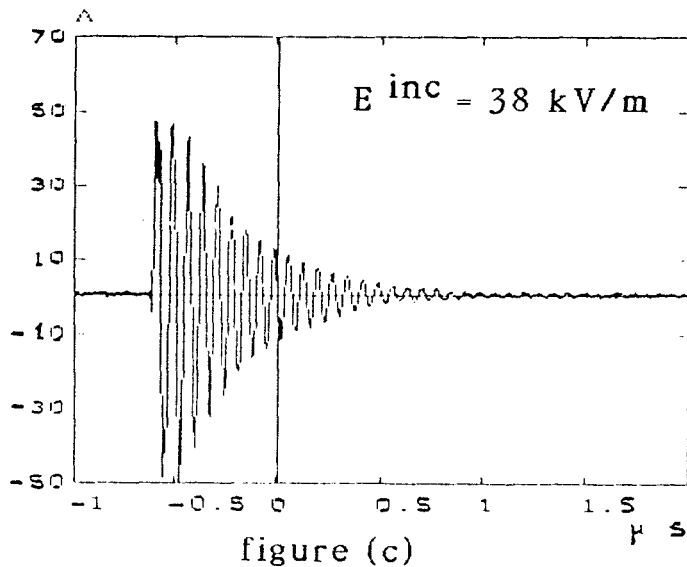


Figure (b) : courant induit dans le cable placé au bord de la structure

Mesure du courant induit dans un réseau de 10 câbles placés sur la lame
Soumis à une IEMN



fil en cuivre de section
1.5 mm² et de longueur
70 cm

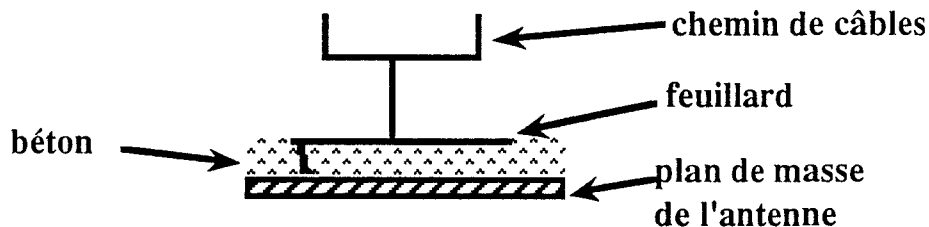


$L = 0.8 \mu\text{H}$

Comparaison entre la mesure du courant induit dans un chemin de câbles et celui induit dans deux chemins de câbles reliés entre eux par un fil en cuivre ou une inductance.

capacité ou l'inductance ne correspond pas à celle calculée théoriquement. Cependant, des mesures du même type réalisées en cellule TEM ont donné des résultats tout à fait satisfaisants et confirment la validité du calcul théorique.

Nous pensons donc que cet écart provient du fait que le feuillard qui sert de référence de masse ne se comporte pas comme un plan de référence parfait. En effet, comme on l'a décrit au chapitre (3), le plan de masse de l'antenne est un réseau de conducteur maillé, noyé dans le béton. La distance entre le feuillard et ce réseau de masse est d'environ 10 cm (figure (III-7)).



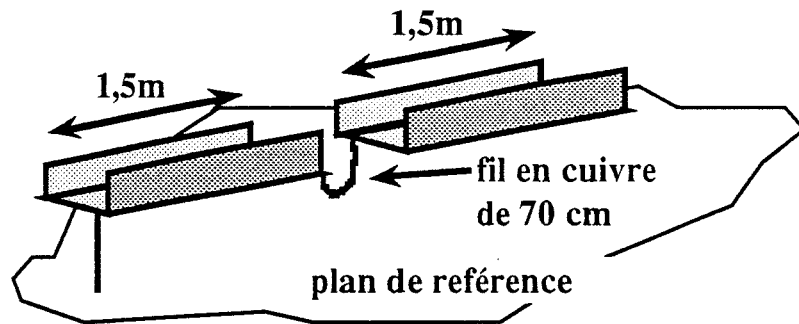
figure(III-7)

En basses fréquences, le feuillard étant relié au réseau de masse, on peut considérer qu'il se comporte comme un plan de référence parfait. Par contre, quand la fréquence augmente, la vitesse de propagation des ondes entre le feuillard et le plan de masse de l'antenne est ralentie par la présence du béton dont le ϵ_r est supérieur à 1. On peut penser que ce ralentissement influe sur la vitesse de propagation mesurée pour le chemin de câbles posé sur le feuillard. La deuxième hypothèse pour expliquer le ralentissement de la vitesse de propagation est que les lignes de champ électrique, entre le chemin de câbles et le feuillard, sont déformées par le fait que celui-ci n'est pas infiniment large, ce qui affecte la capacité entre le plan de référence et le chemin de câbles.

Ces deux hypothèses nécessitent une vérification par des expériences complémentaires, mais comme toutes les mesures sont effectuées dans les mêmes conditions, la vitesse de propagation peut être considérée comme étant la même dans tous les cas, ce qui nous permettra d'effectuer des comparaisons avec les expériences suivantes.

Dans la deuxième expérience, on scie le chemin de câbles en deux morceaux de longueurs égales, et on les relie entre eux par un conducteur long de 70 cm en fil de cuivre de section $1,5 \text{ mm}^2$ formant une boucle à peu près circulaire de rayon 11 cm.

L'ensemble est placé sous l'antenne selon ce que montre le schéma de la figure (III-8). La mesure de la réponse temporelle de cette structure est représentée sur la figure (b) de la planche (5-XI), et donne le même type de courbe que dans le cas précédent, avec une pseudo-période de 67 ns ce qui correspond à une longueur électrique de 4 m en prenant comme vitesse $0,8c$.



figure(III-8)

La même expérience est ensuite réalisée en utilisant une boucle de liaison constituée d'un conducteur en cuivre de diamètre 1 cm et de longueur 73 cm. Le résultat de mesure, non représenté ici, donne une période de 63 ns, soit une longueur électrique de 3,78m.

L'inductance de la boucle formée par le conducteur de liaison peut être estimée par la formule $L = \mu_0 a \ln\left(\frac{a}{b}\right)$ où h est le rayon du conducteur de $1,4 \text{ mm}^2$ de section, une inductance de $0,75 \mu\text{H}$ et pour le conducteur de gros diamètre une inductance de $0,46 \mu\text{H}$.

Nous remplaçons alors la boucle par un composant d'inductance $0,8 \mu\text{H}$, et qui est le plus proche de l'une des deux inductances, dont nous disposons.

Le résultat de mesure, représenté sur la figure (c) de la planche (5-XI), est très proche de celui de la figure (b). La pseudo-période mesurée est de 71 ns, ce qui donne une longueur électrique de 4,24 m. Ceci tend à montrer que l'équivalence entre la boucle et une inductance localisée, est une approximation qui est valable à 20% près, sur la longueur électrique. Par contre, la différence d'amplitude des signaux mesurés est plus faible que 20%, ce qui est satisfaisant du fait qu'elle est inférieure à la précision de la mesure.

III.f.2) Application du modèle théorique à la structure composée des deux chemins de câbles.

La planche (5-XII) présente le courant induit calculé par le modèle théorique, dans deux chemins de câbles reliés entre eux par une inductance de valeur $0,8 \mu\text{H}$ (figure (a)) et $0,46 \mu\text{H}$ (figure (b)).

En déduisant les longueurs des structures de la période d'oscillation, on trouve qu'avec l'inductance de $0,8 \mu\text{H}$ la structure a une longueur électrique de $4,35 \text{ m}$, et $3,94 \text{ m}$ avec l'inductance de $0,46 \mu\text{H}$.

On constate en comparant avec les mesures, que ces résultats sont proches de ceux obtenus avec des composants inductifs. On peut voir aussi, que la modélisation des fils de liaison, par une inductance, apporte une erreur sur la longueur électrique ajoutée d'environ 25%. En effet, le fil de petit diamètre dont on avait estimé l'inductance à $0,75 \mu\text{H}$ ajoutait en mesure, une longueur électrique de 80 cm alors que la modélisation donne, $1,15 \text{ m}$, et le câble de gros diamètre d'inductance, évaluée à $0,47 \mu\text{H}$ ajoutait une longueur de $0,58 \text{ m}$ alors que le calcul donne $0,74 \text{ m}$.

Si on s'intéresse aux amplitudes des signaux, on constate que le calcul donne des valeurs maximales de l'ordre de 90 A pour des champs équivalents à ceux qui illuminent la structure lors des expériences. Les valeurs maximales mesurées sont de l'ordre de 50 A . Les valeurs calculées nous semblent mieux rendre compte du phénomène physique, compte tenu du fait déjà signalé, que les mesures réalisées sous l'antenne présentent des oscillations amorties sur-atténuées. On peut donc conclure que la modélisation des câbles de liaison des chemins de câbles est une approximation qui peut convenir si on s'intéresse en priorité à l'amplitude des signaux, mais il faut garder à l'esprit que cette approximation introduit une erreur de 25 à 30% sur la longueur électrique ajoutée.

III.f.3) Etude expérimentale du cas où l'on place un conducteur sur la structure composée des deux chemins de câbles.

Nous traiterons ici deux configurations de la liaison entre les chemins de câbles. Dans un premier temps, les deux chemins de câbles sont reliés entre eux par un composant présentant une résistance de 5Ω et une inductance de $4,7 \mu\text{H}$ (figure (III-9)). Le conducteur court-circuité à chaque extrémité de la structure est un câble CERT de diamètre 12 mm . On s'intéresse au courant induit dans ce conducteur, qui se trouve représenté sur la figure (a) de la planche (5-XIII). On constate que sa valeur maximale atteint une soixantaine d'ampères alors que dans la

même configuration avec un chemin de câbles simple, elle était de 5 à 6A pour un champ incident d'amplitude équivalente.

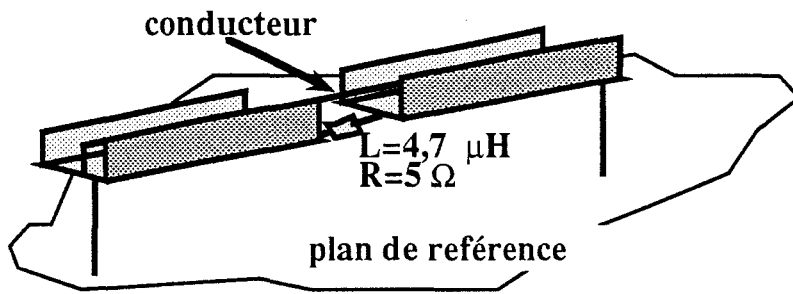


Figure (III-9)

On conçoit facilement dans ce cas que l'impédance placée au milieu de la structure supportant le câble, limite le courant dans celle-ci et que ce courant a tendance à circuler dans le conducteur qui offre une impédance plus faible.

On procède ensuite à une mise à la masse de l'extrémité de chaque chemin de câbles au niveau de l'inductance de liaison, figure (III-10). Cette configuration se rapproche fort de ce qu'on peut trouver sur ce site. En effet la mise à la masse des chemins de câbles est en partie réalisée par des structures de fixation métalliques. Pour un chemin de câbles de 3 m de longueur, on peut penser qu'il aura au minimum une fixation de ce type à chaque extrémité. La jonction entre les deux chemins de câbles est alors fort semblable, du point de vue électrique, à l'installation expérimentale que nous avons décrite.

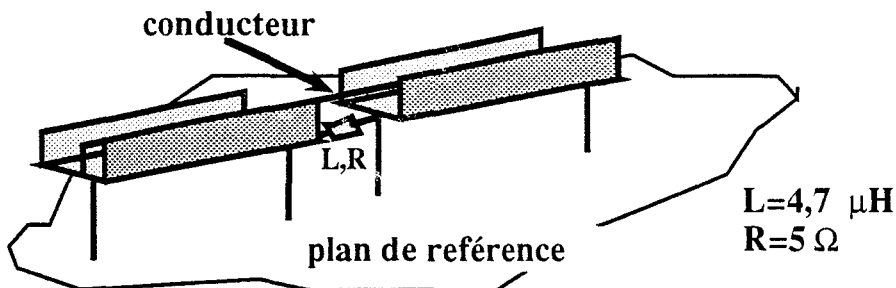
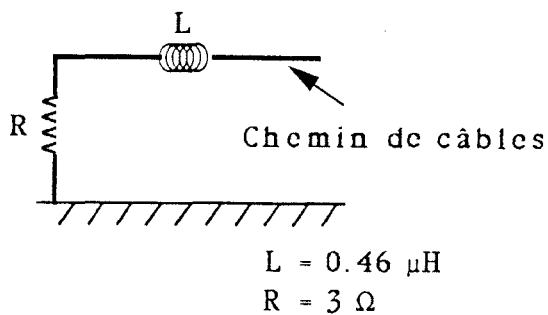
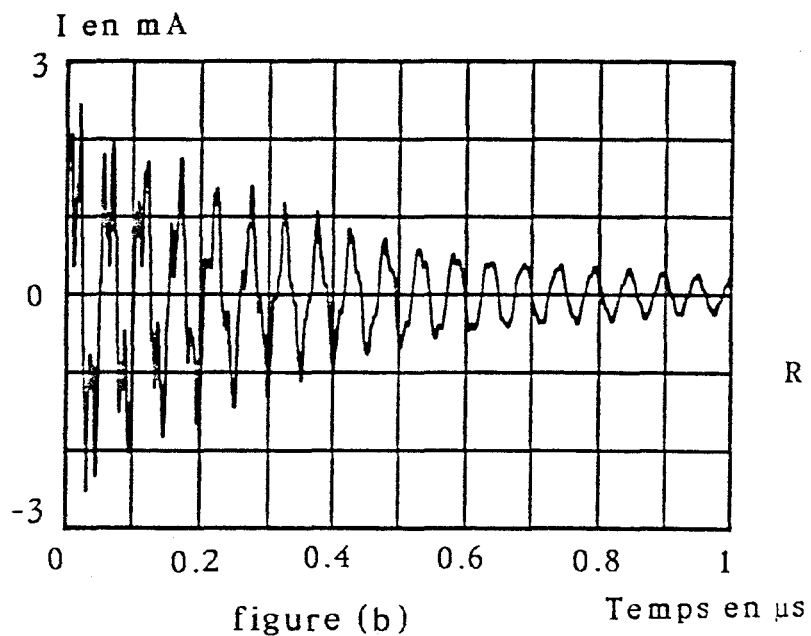
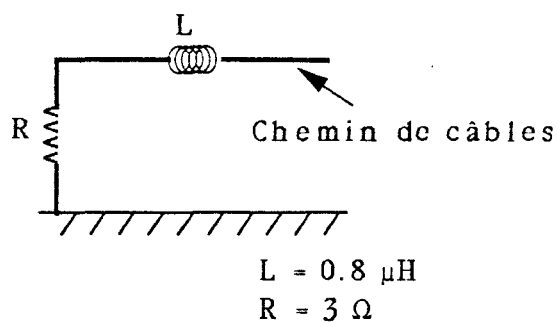
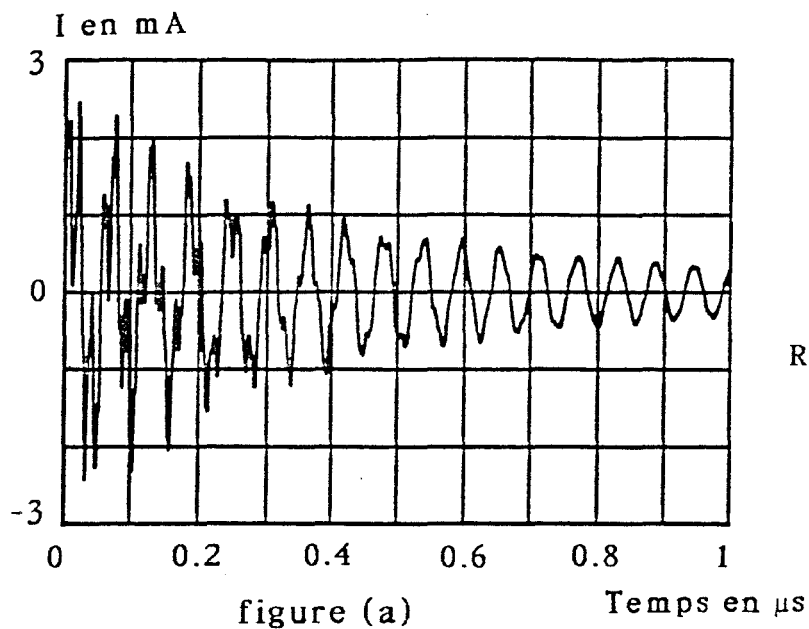


Figure (III-10)

Le résultat de la mesure est présenté sur la figure (b) de la planche (5-XII) et présente un maximum d'environ 30A. Dans ce cas, la mise à la masse de chaque chemin de câbles au niveau de l'inductance de liaison, crée un chemin préférentiel pour la circulation du courant dans la structure : toutefois l'impédance de ce trajet reste plus importante que dans le cas où il n'y a qu'un seul chemin de câbles, donc le courant qui circule dans le conducteur est plus important dans ce cas.



Courant induit dans deux chemins de câbles reliés entre eux par une inductance, calculé par le modèle théorique.

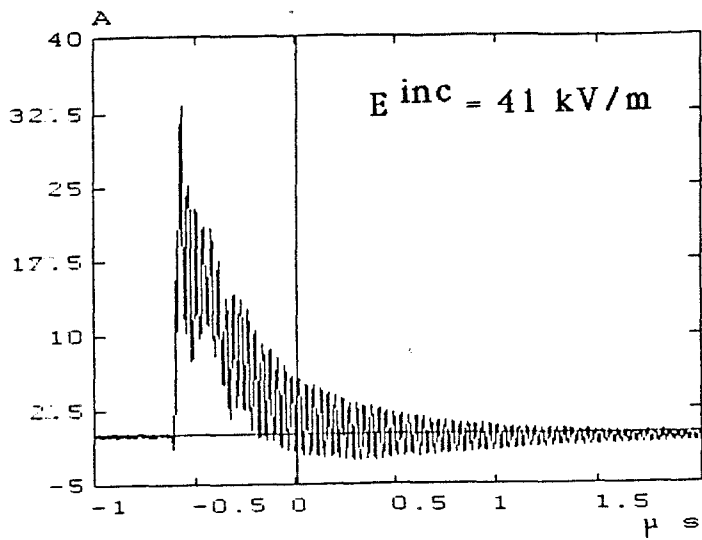
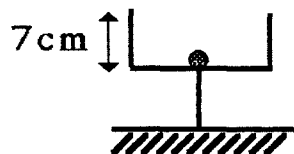
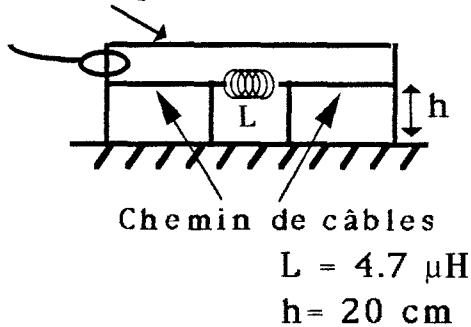


figure (b)

câble posé sur la structure



vue en coupe

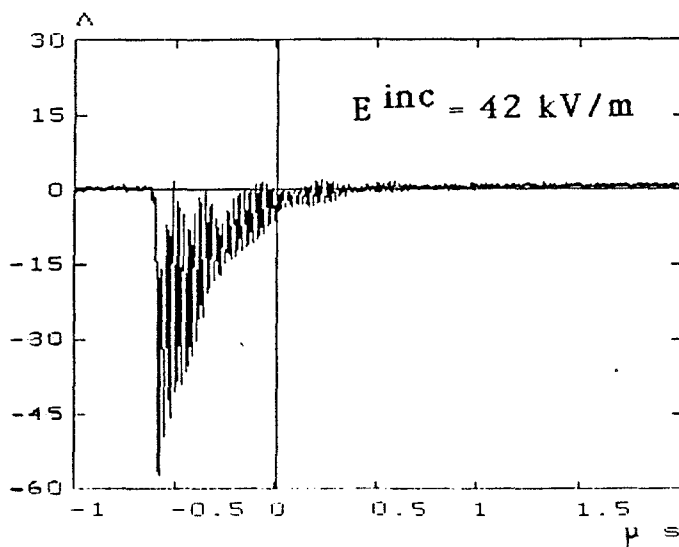
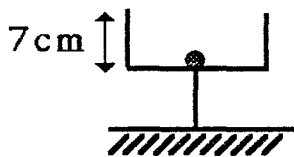
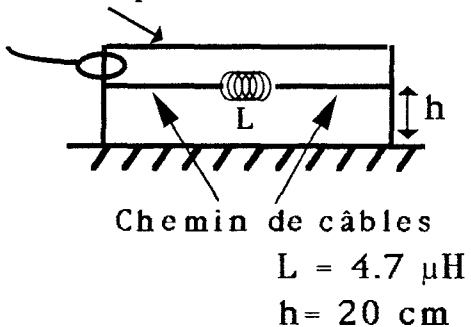


figure (a)

câble posé sur la structure



vue en coupe

Mesure du courant induit dans un câble posé sur deux chemins de câbles reliés entre eux par une inductance.

III.f.4) Conclusion sur cette approche expérimentale

On a pu montrer ici de façon expérimentale, que le raccordement de deux chemins de câbles doit avoir la plus faible impédance possible si l'on veut limiter les parasites induits dans les conducteurs posés dessus.

Une liaison de mauvaise qualité a pour effet de dévier le courant qui devrait circuler dans le chemin de câbles vers le ou les conducteurs qu'il supporte et de générer dans ceux-ci des parasites d'amplitude beaucoup plus importante que s'il n'y avait pas de chemin de câbles .

III.g) Conclusion sur les mesures effectuées avec l'antenne Stripline

Comme dans le domaine fréquentiel, les mesures sont en accord globalement avec les calculs effectués.

Nous avons pu tester des structures de taille réelle, illuminées par une onde de type I.E.M.N. et mettre en évidence que les conditions de liaison des chemins de câbles sont déterminantes quand on s'intéresse au courant induit sur les câbles placés dans le chemin de câbles .

De même, la façon de relier deux chemins de câbles entre eux, influe fortement sur ce courant. On peut noter que les calculs effectués par le modèle théorique, rendent bien compte des phénomènes physiques et que les plus grands écarts sur les amplitudes des signaux mesurés et calculés n'excèdent pas 5 dB.

IV) CONCLUSION

Les deux séries de mesures présentées ont permis de valider le modèle de calcul développé au chapitre précédent.

La cellule TEM permet de recréer des conditions physiques très proches des conditions canoniques, que prend en compte le modèle théorique. On a donc des résultats très proches en calcul et en mesure qui accèdent le modèle.

L' antenne Stripline nous a permis de tester des structures de taille réelle dans des conditions physiques légèrement différentes des conditions canoniques (vitesse de propagation des signaux inférieure à c , sur-atténuation des oscillations).

La principale difficulté consiste toutefois, à évaluer les paramètres physiques des systèmes étudiés; il en découle une imprécision qui peut être plus importante que les écarts entre mesure et calcul que nous avons pu relever.

CHAPITRE (6)

**SYNTHESE
ET
CONCLUSION**

SYNTHESE

Dans ce travail, nous avons tout d'abord établi une synthèse sur les sources électromagnétiques susceptibles de perturber les systèmes de communication des sites industriels et, en particulier, des centrales de production d'énergie et des postes.

Nous avons décrit les modes de perturbation des sites par la foudre : coup de foudre direct sur les équipements, rayonnement de l'arc en retour d'un coup de foudre à proximité d'un site, perturbations conduites par les lignes haute tension, suite à un coup de foudre direct sur la ligne, ou à proximité, couplage galvanique suite à un coup de foudre proche du site.

L'étude bibliographique sur ces perturbations a fait état de deux approches concernant l'explication de l'apparition des perturbations sur les câbles dans le cas où les perturbations sont conduites par le réseau de masse du site. L'une fait état de montées de potentiels locales du réseau de masse, générant des courants et tensions parasites sur les câbles connectés à deux points du réseau de potentiels différents. L'autre introduit la notion d'impédance de transfert entre le réseau de masse où circule un courant important et le câble relié à ce réseau.

Nous avons ensuite décrit les sources d'origine nucléaire, l'I.E.M.N. et l'I.M.H.D., en envisageant, là encore, les modes de couplage directs aux équipements et les modes indirects par le biais des lignes de transport d'énergie.

Une synthèse sur les perturbations dues aux manoeuvres dans les postes nous a permis de voir que les réseaux de communication peuvent être soumis à des agressions de temps de montée de quelques nanosecondes pour les postes sous enveloppe métallique avec des amplitudes de quelques dizaines de kilovolts véhiculées soit par rayonnement, soit par conduction.

Nous avons ensuite envisagé quelques démarches de protection des circuits de contrôle-commande et en particulier, celle consistant à les placer dans des guides métalliques assurant une faradisation totale ou partielle. En fait, dans de nombreux cas, les câbles de communication sont supportés mécaniquement par des chemins de câbles métalliques en forme de U. L'influence électromagnétique des chemins de câbles sur les câbles qu'ils contiennent quand l'ensemble est illuminé par une onde électromagnétique fait l'objet de la suite du manuscrit.

Dans un premier temps, nous avons proposé un modèle de calcul de la réponse harmonique de ces structures basé sur l'assimilation de celles-ci à un ensemble de fils parallèles de petit diamètre.

Nous avons d'abord considéré des structures de longueur infinie et appliqué aux fils de modélisation la théorie des fils infinis.

En modélisant un tube de gros diamètre par cette méthode et en composant le résultat du calcul du courant induit à celui effectué directement en ne considérant qu'un seul conducteur, nous avons pu déterminer que le rapport optimal entre le rayon des fils de modélisation et leur espacement est de l'ordre de 5.

Nous avons vu également que la répartition transversale du courant sur une lame de largeur 20 cm n'est pas uniforme, mais qu'elle présente un maximum sur les bords de la lame.

Un calcul d'impédance de transfert entre la lame et un conducteur posé dessus a été effectué et la comparaison avec un calcul de référence a validé de nouveau la méthode de modélisation. Nous sommes arrivés à la conclusion que la définition de l'impédance de transfert d'une structure en forme de U n'est pas unique du fait de la répartition transversale non uniforme du courant sur la structure.

Nous avons pu ensuite calculer ces champs diffractés et retrouver les résultats déjà publiés par quelques auteurs, qui sont que le champ magnétique à l'intérieur du chemin de câbles est d'autant plus faible que les bords de la structure sont hauts avec comme conséquence que l'impédance de transfert entre un câble et le chemin de câbles dans lequel il est placé est d'autant plus faible également que les bords sont hauts.

La deuxième partie du calcul des réponses harmoniques des chemins de câbles a pris en compte des structures de longueur finie, placées près d'un plan de référence et reliées en extrémité à des impédances localisées.

La prise en compte des résistances linéiques des éléments nous a permis d'établir un modèle réaliste sur le plan physique qui a été validé au chapitre suivant en cellule TEM sur des structures de taille réduite de façon expérimentale.

Les mesures en cellule TEM sont très précises et mettent en évidence l'effet des résistances de contact qui ont une grande influence sur l'évolution du courant induit en fonction de la fréquence.

En plaçant un réseau de conducteurs sur le chemin de câbles et court circuité à ses deux extrémités, il a pu être vérifié que le courant total induit dans ces conducteurs est plus important que celui qui circule dans le chemin de câbles.

Par ailleurs le modèle a été validé dans le cas où la structure métallique se trouve au-dessus, en-dessous et contre un plan de référence, représentant respectivement les cas où le chemin de câbles est au-dessus d'une dalle en béton armé, accroché à un plafond ou fixé à une paroi verticale.

A ces mesures en similitude géométrique ont été ajoutées des mesures de courant induit sur des chemins de câbles de taille réelle illuminés par une antenne stripline.

Il a été établi que le courant total induit dans un chemin de câbles court-circuité aux deux extrémités du plan de référence, dépend surtout de sa hauteur par rapport à ce plan. La géométrie transversale de la structure influe peu, de même les chemins de câbles de type échelle métallique ont une réponse harmonique semblable à celle des chemins de câbles en forme de U réalisés en tôle pleine.

Les mesures effectuées avec cette antenne ont permis de compléter la validation du modèle dans le domaine fréquentiel

Reprenant le même modèle, nous avons ensuite calculé la réponse temporelle des structures en utilisant la transformée de Laplace inverse dans le cas de charges résistives et la transformée de Fourier inverse dans le cas de charges inductives.

La décomposition du signal, induit sur la structure, mettant en évidence les différentes réflexions sur le réseau de charges en extrémité, a permis une construction de la réponse temporelle plus précise.

La modélisation de quelques structures simples nous a confronté au problème de temps de calcul important dû à l'ordre élevé des matrices traitées.

Nous avons proposé alors une méthode de réduction de l'ordre des matrices dont nous avons montré les possibilités et les limites lorsque les distances entre conducteurs sont petites.

La validation de ce modèle a été faite en utilisant les mêmes moyens d'essais qu'en réponse harmonique. Des impulsions trapézoïdales et de type IEMN ont été utilisées.

Nous avons vu que la réponse impulsionnelle des structures est fort dépendante des charges placées aux extrémités. Les impédances localisées sont difficiles à estimer correctement mais sur les cas traités un bon accord entre mesure et calcul a pu être observé. Les mesures sur des structures réelles ont mis en évidence que le courant induit dans un câble placé sur le chemin de câbles dépend de la qualité des court-circuits entre le câble et le chemin de câbles. Un bon court-circuit fait que le chemin de câbles se comporte pour le câble comme une référence de masse locale et atténue les parasites induits dans le câble. Quand cette règle n'est pas respectée, le chemin de câbles peut provoquer un accroissement du courant induit dans le câble par rapport au cas où ce câble est placé à la même hauteur du plan de référence mais en l'absence de guide.

L'étude expérimentale a établi dans quelle mesure la modélisation de la liaison entre deux chemins de câbles par une inductance est valide.

Nous avons vu aussi que pour minimiser les parasites induits sur les câbles supportés par une structure formée de deux chemins de câbles, la liaison entre ceux-ci doit présenter la plus faible impédance possible, sinon le courant induit dans la structure est dévié et circule dans le câble.

Toutes ces mesures ont montré que le modèle élaboré sait rendre compte des phénomènes physiques observés.

On a pu constater lors des mesures effectuées qu'une bonne concordance entre les calculs et les mesures pouvait être atteinte si on intégrait tous les paramètres physiques du problème.

La difficulté de l'étude d'un cas réel sur un site industriel résidera en fait dans la détermination des impédances de charge des structures.

CONCLUSION

Cette synthèse montre que le travail effectué a permis de réaliser des outils d'aide à l'étude du comportement électromagnétique des chemins de câbles. Ces outils regroupent à la fois des concepts physiques qui permettent la compréhension des phénomènes et des logiciels destinés à effectuer des calculs numériques.

L'utilisation de la théorie des lignes s'est révélée une bonne solution du fait qu'elle nous permet de traiter de façon simple des cas qui peuvent être complexes. On peut ainsi, sans difficulté, en mettre plusieurs, l'un au-dessus de l'autre, accrochés à une paroi par exemple (cas que l'on rencontre fréquemment dans les sites de taille importante). Il serait également intéressant d'associer cette approche à une approche topologique pour traiter le cas de chemins de câbles mis bout à bout. En intégrant les résultats obtenus ici pour un seul chemin de câbles à un outil topologique du type de celui développé récemment par P. Besnier [125], on peut traiter des réseaux de chemins de câbles complexes et tenir compte de bifurcations de câbles ou de chemins de câbles.

L'intégration de câbles blindés permettra de déterminer, par le biais de l'impédance de transfert, les parasites sur les conducteurs internes véhiculant l'information.

Enfin, la prise en compte dans le modèle de sources électromagnétiques autres que des ondes planes permettra, connaissant la distribution du champ dans une centrale par exemple, d'estimer les parasites induits dans les câbles supportés par les chemins métalliques avec une bonne précision.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

Note :

Pour alléger l'écriture des références bibliographiques, celles-ci sont écrites de façon condensée.

Voici donc la signification des différents termes.

CIGRE	Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques
IEEE EMC	IEEE Transactions on electromagnetic compatibility
IEEE PWRD	IEEE Transactions on power delivery
IEEE PAS	IEEE Transactions on Power Apparatus Systems
ISH	International Symposium on High Voltage Engineering
EMC Zurich	International Zurich symposium on electromagnetic compatibility
EMC Wroclaw	International Wroclaw symposium on electromagnetic compatibility
LYON 92 TREGASTEL 83	Colloque international de compatibilité électromagnétique
RGE	Revue Générale d'Electricité

oo
oo

- [1] " La gestion des moyens de production de pointe au CEGB, à EDF et à l'ENEL"
E. Chefneux, U. Knight, F. Broussolle, B. Lausanne, B. De Martino et L. Marzio.
- ELECTRA N°88 1983
- [2] " Postes à haute et très haute tensions : structure générale "
G. Bénistan
- Sciences de l'ingénieur. D 628
- [3] " Postes à haute et très haute tensions : dispositions constructives"
P. Deletang
- Sciences de l'ingénieur. D 629
- [4] " Postes à haute et très haute tensions :
Postes sous enveloppe métallique PSEM"
P. Jouclar
- Sciences de l'ingénieur. D 4590
- [5] " Appareillage électrique d'interruption à haute tension "
Y. Pelenc
- Sciences de l'ingénieur. D 4703
- [6] " Advances in high voltage insulation and arc interruption in SF6 and vacuum "
V.N. Maller, M.S. Naidu
- Pergamon Press 1981
- [7] " A quoi ressemblera demain le contrôle commande d'un poste à THT "
T. Lefebvre, P. Fauquembergue, G. Cabriel, P. Tantin
Bulletin de la Direction des Etudes et Recherche d'EDF-Série B N°
- [8] "Protection et contrôle-commande numérique des postes et des réseaux de transport d'électricité : tendances, opportunités et problèmes"
P. Bornard
Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches d'EDF-Série B N°4
- [9] "Instrumentation nucléaire dans les réacteurs"
P. Jover
- Sciences de l'ingénieur. B 3410
- [10] "Chaînes de mesure dans les réacteurs"
Y. Plaige, J.Graftieux
- Sciences de l'ingénieur. B 3440
- [11] "Mise en oeuvre des installations et équipements pour le contrôle des réacteurs"
J. Buisson
- Sciences de l'ingénieur. B3480

- [12] "Organisation et traitement centralisés des informations dans les réacteurs et les usines"
J. Grisolle, A. Jeannot - Sciences de l'ingénieur. B 3490
- [13] " Problèmes de perturbations dans les équipements électroniques des centrales électriques et des postes. Installations et tests d'immunité "
R. Anders, A. Campling, G. Champiot
- rapport CIGRE 36.05 1980
- [14] " Compatibilité Electromagnétique"
P. Degauque, J. Hamelin - DUNOD 1990
- [15] " A review of natural lightning : Experimental data and modeling"
M. A. Uman, E.P. Krider
-IEEE EMC Vol 24, May 1982 pp 79-103
- [16] "Les propriétés diélectriques de l'air et les très hautes tensions"
C. Gary -EYROLLES 1984
- [17] " La foudre : mécanismes et impact direct"
J. Hamelin, C. Le Teinturier
-l'écho des recherches avril 82 pp 3-14
- [18] " La foudre : effets à distance"
J. Hamelin, C. Le Teinturier
-l'écho des recherches juillet 82 pp 15-22
- [19] "Differences between lightning and nuclear electromagnetic pulse interactions"
E.F. Vance, M.A. Uman - IEEE EMC Vol. 30 Fev. 88 pp 54-62
- [20] " Lightning radiation Fields "
C.D. Weidman, E.P. Krider EMC Zurich 1985 - 28.F1
- [21] " A nonlinear transmission line model of the lightning return stroke "
M.A. Frota Mattos ,C. Crhistopoulos - IEEE EMC Aug. 88 pp 401-406
- [22] " Methods for calculating the E.M. field from a known source distribution : application to lightning"
M. Rubinstein, M.A. Uman -IEEE EMC May 89 pp183-189
- [23] " Travelling current source model for LEMP calculation"
F. Heidler -EMC Zurich 1985 - 80.M6

- [24] "Couplage d'une onde électromagnétique rayonnée par une décharge orageuse à un câble de télécommunications"
A. Zeddani -Thèse d'état - UST Lille -
- [25] "Analysis of surges measured at 550 kV substations"
S. Okabe, M. Kan, T. Kouno
- IEEE PWRD Vol 6 N°4 oct 1991 pp 1482-1468
- [26] "Improved electromagnetic model for transmission line shielding analysis"
A.J. Eriksson -IEEE PWRD July 1987 pp871-880
- [27] "The protection of high voltage substations against lightning"
F. Hofbauer - ISH 1987 81 - O4
- [28] "Integrated lightning and overvoltage protection"
M. Daverniza - ISH 1989 10 - O1
- [29] "Magnitude and frequency of transient induced voltages in low-voltage control circuits of power station and substation"
H. Mitani - IEEE PAS Vol 99 oct. 1980 pp 1871-1878
- [30] "Experimental study of response of power distribution lines to direct lightning hits"
S. Yokoyama, A. Asakawa
- IEEE PWRD Vol 4 oct.1989 pp 2242-2248
- [31] "L'effet couronne en tension alternative"
C. Gary, M. Moreau EYROLLES 1976
- [32] "Travelling waves caused by lightning on high voltage transmission lines and in substations"
G. Diendorfer, W. Hadrian, F. Hofbauer, G. Moraw
- ISH 89 10 - O2
- [33] " Utilisation du conducteur d'acier dans les réseaux de terre des installations haute tension étendues dans les réseaux à neutre relié à la terre et non équipotentialité des électrodes"
V. Demin, T Gridneva, I. Ivakin, Y. Tselebrousky, A. Yakobs
Rapport CIGRE 36 - 12 1984
- [34] "Experimental validation of a modification to the transmission line model for LEMP calculation"
C.A. Nucci, F. Rachidi - EMC Zurich 1989 76M2

- [35] "Problèmes liés aux tensions perturbatrices affectant les équipements de commande des centrales de production et des postes"
R. Anders, B. Lindelof, J. Nirs - Rapport CIGRE 36 - O8 1984
- [36] "Recherches sur les perturbations dans les fileries secondaires des postes et des centrales à haute tension"
R. Anders, A.C. Campling - Rapport CIGRE 36 - O9 1976
- [37] "Installation sur les sites industriels de matériels électroniques"
P. Guillery - RGE n°11/91 déc. 1991 pp 49 - 52
- [38] "Mise à la terre des ensembles électroniques"
G. Champiot, P. Guillery - RGE n°11/91 déc. 1991 pp 45 - 48
- [39] "Ground path for current flow"
H.W. Ott -IEEE Int. Symp. on EMC 1979
- [40] "Lightning stroke to a structure protection system, Part 1 : current distribution analysis"
S. Cristina, M. D'Amore, A. Orlandi - ISH 89 10 - O4
- [41] "Lightning stroke to a structure protection system, Part II : Electromagnetic field analysis"
M. Feliziani, A. Orlandi - ISH 89 10 - O5
- [42] "New lightning current function for transients calculation"
A. Sowa - Zurich 89 74-M4
- [43] "Grounding philosophy"
P.C.T. Van der Laan, M. A. Van Houten, A.P.J. Van Deursen
- Zurich 87
- [44] "General methods for protection of electronics against interference tested in high voltage substations"
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
- Zurich 89 84 - N2
- [45] "EMC in high voltage engineering"
M.A. Van Houten - PHD thesis 1990
Eindhoven University of Technology
- [46] "Lightning EMP effects on data transmission lines in HV substations"
M. Ianoz, C. Mazetti, C.A. Nucci, F. Rachidi
- EMC 92 WROCLAW

- [47] "The incidence of lightning strikes to power lines"
A.J. Eriksson - IEEE PWRD n°3 July 87 pp 859 - 865
- [48] "Lightning faults on distribution lines"
D.E. Parrish, D.J Kvaltine - IEEE PWRD Oct. 89 pp 2179 - 2186
- [49] "Lightning induced voltages on power lines : theory"
M. Master, M. Uman - IEEE PAS Sept. 84 pp 2502-2517
- [50] "Lightning induced voltages on power lines : Experiments"
M. Master, M. Uman W. Beasley, M. Darveniza
- IEEE PAS Sept. 84 pp 2519-2529
- [51] "Advanced observations of lightning induced voltage on
distribution lines" (II)
S. Yokoyama, K. Migoka, S. Fukui
- IEEE PWRD Oct. 89 pp 2196-2201
- [52] "Induced voltage on an overhead line due to nearby lightning"
G. Diendorfer - IEEE EMC Nov.90 pp 292-299
- [53] "Voltage surges on overhead lines by a nearby lightning stroke"
G. Diendorfer - EMC Zurich 89 80 - M6
- [54] "An experimental test of a theory of lightning induced voltages on
an overhead wire"
M. Rubinstein, A.Y. Tzeng, M. Uman, P.J. Medelius, E.M. Thomson
- IEEE EMC Nov.89 pp 376-383
- [55] "Effect of the fast nuclear electromagnetic pulse on electric power
grid nationwide : a different view"
M. Rabinowitz - IEEE PWRD Oct. 87 pp 1199-1208
- [56] "EMP Interaction : principles, techniques and reference data"
K.S.H. Lee - Hemisphere Publishing Corporation
- [57] IEEE transaction on antenna and propagation Special Issue on the
Nuclear Electromagnetic Pulse Vol. AP 26 n°1 1978
- [58] "Pénétration d'impulsions électromagnétiques à l'intérieur des
bâtiments en béton armé"
A. Castenot, B. Pequeux, B. Jecko -TREGASTEL 83

- [59] "Approche expérimentale de l'efficacité de blindage des bâtiments de télécommunication"
M. Heddebaut, B. Demoulin, P. Degauque
- Annales de Télécom avril 84
- [60] "Etude théorique et expérimentale des perturbations EM de type impulsif induites sur des équipements de télécommunication installés à l'intérieur de bâtiments"
M. Heddebaut -Thèse de troisième cycle USTL 1983
- [61] "Parametric analysis of EMP induced overvoltages on power lines"
D.P. Millard, A.P. Sakis Meliopoulos, G.J. Cokkinides
- IEEE PWRD Vol.3 July 88 pp 1224-1231
- [62] "Impacts of a nominal nuclear electromagnetic pulse on electric power system : a probabilistic approach"
V.J. Kruse, D.L. Nickel, E.M. Taylor, J.J. Bonk, P.R. Barnes
- IEEE PWRD Vol.6 July 91 pp 1251-1263
- [63] "Flahsover vulnerability of transmission and distribution lines to high altitude electromagnetic pulse (HEMP)"
V.J. Kruse, T.K. Liu - IEEE PWRD Vol.5 April 91 pp 1164-1169
- [64] "A multiconductor model for determining the response of a power transmission lines to high altitude electromagnetic pulse (HEMP)"
F.M. Tesche, P.R. Barnes -IEEE PWRD Vol.4 July 89 pp1955-1960
- [65] "Extrapolation of measured power system response data to high altitude EMP excitation"
F.M. Tesche, P.R. Barnes - IEEE EMC Vol 30 Aug. 88 pp 386-392
- [66] "Electrical breakdown of soil about earthed conductors resulting from late time EMP effects"
M.E. Baginski, L.S. Riggs, F.J. German
- IEEE EMC Vol 30 Aug. 88 pp 380-385
- [67] "A methodology to assess the effects of MagnetoHydrodynamic Electromagnetic Pulse (MHD- EMP) on power systems"
J.R. Legro, N.C. Abi-Samra, J.C. Crouse, F.M. Tesche
- IEEE PWRD n° 3 July 86 pp 203-209
- [68] "Simulation of geomagnetic currents induced in a power system by MagnetoHydrodynamic Electromagnetic Pulses"
G.B. Rockliffe, J.C. Crouse, J.R. Legro, V.J. Kruse
- IEEE PWRD Vol 3 n°1 Jan 88

- [69] "Calcul du champ électromagnétique émis par un poste de transformation à haute tension : logiciel ANAPOST"
A. Darchérif, R. Shi, N. Recrosio, H. Rochereau, M.A. Bosch
- CEM Lyon 92
- [70] " Origine, nature, et ordre de grandeur des oscillations à haute fréquence produite par les manoeuvres de sectionneurs sur les réseaux de transport d'énergie à haute tension"
R.Jaudet -Bul. de la société française des électriciens, juin 1960
- [71] "Switching transient fields in substations"
C.M. Wiggins, S.E. Wright - IEEE PWRD Vol 6 April 91
- [72] "Substation EMI : characterization and description of the transient EMI problem"
B.D. Russel, S.M. Harvey, S.L. Nilson
- IEEE PAS-103 July 84 pp 1863-1870
- [73] "Measurements of switching transients in 115 kV substation"
C.M. Wiggins, F.S. Nickel, A.J. Haney, S.E. Wright
- IEEE PWRD Vol. 4 n°1 Jan. 89 pp 756-769
- [74] "Disconnect switch induced transient and trapped charge in GIS"
S.M. Boggs, F.Y. Chu, N. Fujimoto - IEEE PAS-101 Oct. 82
- [75] "Transient ground potential rise in gas insulated substations
_experimental studies "
N. Fujimoto, E.P. Dick, S.M. Boggs, G.L. Ford
- IEEE PAS-101 Oct. 82 pp3603-3609
- [76] "Transient ground potential rise in gas insulated substations
_problem identification and mitigation "
E.P. Dick, N. Fujimoto, E.P. Dick, S.M. Harvey
- IEEE PAS-101 Oct. 82 pp3610-3619
- [77] "Transient ground potential rise in gas insulated substations
_assessment of shock hazard"
E.P. Dick, L.A. Geddes
- IEEE PAS-101 Oct. 82 pp3620-3629
- [78] "Monograph on GIS very fast transients" - CIGRE 88
- [79] "Consideration of the transient skin effect in co-axial systems and an analysis of this effect in various types of conductor"
I.R. Jandrell, J.P. Reynders, J.M. Van Coller - ISH 91 83-12

- [80] " An estimation of switching overvoltage including corona effects"
Abdel-Bari, M. Mahdy - ISH 91 84-07
- [81] "Insulating characteristics of SF6 and SF6/N2 -mixtures for very
fast transient voltages (VFT)"
W. Pfeiffer, V. Zimmer, P. Zipfl - ISH 89 49-06
- [82] "Fast transient overvoltages at a GIS - bushing"
M. Muhr, S. Pack -ISH 91 83-08
- [83] "Dynamic simulation of capacitively graded GIS - bushing based on
their static potential distribution"
A.M. Miri, B. Schaub, Z. Weidong -ISH 91 83-09
- [84] "The effect of surface imperfections on the breakdown strength of
SF6 under very fast transients"
G.L. van der Zel, J.P. Reynders -ISH 89 22-24
- [85] "Monitoring of GIS ultra high frequency"
D. Lightle, B. Hampton, T. Irwin - ISH 89 23-02
- [86] "Comparison between VFT and lightning impulse breakdown
voltages for GIS insulation in presence of defects on live-
conductors"
G. Riquel, Z.Y. Ren, L. Lefrancois - ISH 89 23-09
- [87] "Acoustic detection, localization and identification of anomalies in
GIS"
B.H.E. Wahlström, W.S.G. Lord, P.E. Hoff, P.O. Kärrvall, M.A.S. Leijon
-ISH 89 23-07
- [88] "Study of diagnostic methods for the identification of defects inside
GIS"
O. Celi, W. R. Koltunowicz, A. Pignini, B.S. Manjunath, M.C. Ratra, G.
Basile, S. Girolomoni -ISH 89 32-04
- [89] "Design and calibration of an universal sensor for the
measurement of partial discharges and very fast transients in GIS"
M. Albiez, W. Zaengl, K.J. Diederich, J. Meppelink - ISH 89 42-28
- [90] "Partial discharge and particle detection in GIS using acoustic
emission techniques"
L.E. Lundgaard, R. Hegerberg, B. Skyberg - ISH 87 12-08

- [91] "Particle-initiated flashover of a disc spacer in SF6 under standard and oscillating switching impulse voltages"
L. Ming, A.E. Vlastos - ISH 87 12-10
- [92] "An approach to dynamic behaviour simulation for particle contaminants in compressed SF6 gas insulated systems
R.M Radwan, F.M.H. Youssef, S.S. El-Dessouky, S.M. El-Makkawy
-ISH 87 12-11
- [93] "Very fast transient in GIS"
J. Meppelink, K. Diederich, K. Feser, W. Pfaff -IEEE PWRD Jan. 89
- [94] "Measurements and improved modelling of disconnect switch in GIS"
J. Gorablento, G.F. Luxa -ISH 89 32-21
- [95] "The attenuation of high frequency transient voltages in coaxial SF6 insulated system"
I.R. Jandrell, J.P. Reynders -ISH 87 12-05
- [96] "Critical configuration with respect to very fast transients"
W. Boek, R. Witzman -ISH 89 23-10
- [97] "Out coupling and external phenomena of very fast transients in GIS"
A. Welsch -ISH89 49-05
- [98] "Etude du rayonnement électromagnétique émis par les postes sous enveloppe métallique lors de la manoeuvre des sectionneurs"
G. Riquel - CEM LYON 92
- [99] "Fast transient in GIS modeling of different GIS components"
R. Witzmann
-ISH 87 12-06
- [100] "Measurements and computer simulation of fast transients through indoor and outdoor substations"
M. Rioual IEEE PWRD Jan.90 pp 117-123
- [101] "Particle initiated flashover caused by disconnecter restriking surges in GIS"
S. Kobayashi, Y. Yamagata, S. Nishiwaki, H. Okubo, Y. Kawaguchi, Y. Murakami, S. Yanabu -ISH 87 12-03
- [102] "Perturbations produites par les talkies-walkies et les émetteurs récepteurs portatifs"
G. Champiot - ELECTRA 83 1982

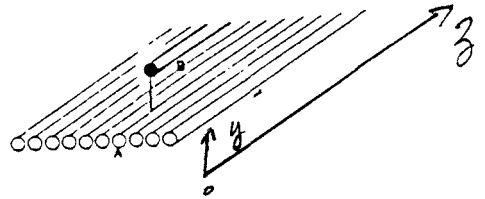
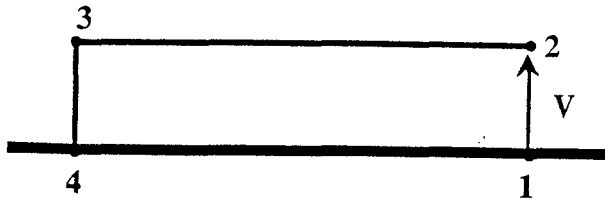
- [103] "Pannes causées par les décharges électrostatiques"
M. Mardiguan - TREGASTEL 83 J8
- [104] "Progress report on a different kind of ESD STANDARD"
P. Richman - EMC ZURICH 89 69 - L1
- [105] "Making accurate and repeatable measurements of the ESD
current waveform at 1 GHZ and above"
G. Weil - EMC ZURICH 89 70 - L2
- [106] "Recent developments in the understanding of coupling paths of
ESD through a metallic cabinet"
M. Mardiguan - D.R.J White - EMC ZURICH 85 6 - B2
- [107] "Influence des régimes transitoires à haute fréquence sur les
équipements secondaires dans les postes sous enveloppe
métallique : Conception du réseau de mise à la terre, des fileries
basse tension et des matériels électroniques"
P. Clarenne, G. Ebersohl, J. Vigreux, G. Voisin
- ELECTRA N° 126 1989
- [108] "EMC design and testing of control equipment in an 800 kV SF6-
gas insulated substation"
J. Meppelink - EMC ZURICH 89 83-N1
- [109] "Suppression of fast transient over voltage during gas
disconnecter switching in gis"
J. Ozawa, T. Yamagiwa, M. Hosokawa, S. Takeuchi, H. Kozawa
IEEE PWRD Oct.86 pp 194-201
- [110] "EMC aspects of a lightning surge generator and its measuring
system"
A. Van Deursen, Z. Matyas, P.C.T Van Der Laan - ISH 91
- [111] "Influence de raccordement à la terre des chemins de câbles sur la
compatibilité électromagnétique des liaisons bas niveaux dans les
centrales nucléaires"
J. Buisson, JC. Lecompte - TREGASTEL 83 J 6
- [112] "Perturbations impulsionnelles créées par des câbles d'énergie sur
des câbles de transmission de données"
K. Kerroum, J. Fontaine, M. Najmouddine, A. Zeddani
Annale de Télécom 46. N°11/12 1991
- [113] "Théorie de l'électromagnétisme"
J. A. Stratton - Dunod 1961

- [114] "Time Harmonic Electromagnetic Fields"
F. Harrington - Mc Graw Hill 1961
- [115] "Multiconductor Transmission Line Analysis"
S. Frankel - Ed. Artech House 1977
- [116] "Etude de l'incidence des paramètres primaires des lignes couplées sur la précision de prédiction de l'amplitude des parasites induits sur des torons multifilaires"
C. Poudroux. Thèse de doctorat Université des Sciences et Technologie de Lille, Sept 1992.
- [117] "Introduction to microwaves"
Fred Gardiol. Artech house, 1984
- [118] "Generation of standard EM Fields Using TEM Transmission Cells"
M.L. Crawford - IEEE EMC, Vol 16, 1974, pp 189-195
- [119] "Conception et réalisation d'une cellule TEM blindée pour le test des cartes électroniques sous contrainte électromagnétique de grande amplitude"
B. Coudoro - Mémoire de Diplôme d'Etude Approfondies UST de Lille, 1990
- [120] "Théorie des matrices"
F.R. Gantmacher, -Dunod, 1966
- [121] Electromagnetics Vol. 8. Special issue on "Electromagnetics Coupling to Transmission Lines - 1988
- [122] "Time-domain response of multiconductor transmission lines"
A.R. DJORDJEVIC, T.P. SARKAR and R.F. HARRINGTON
Proceedings of IEEE, vol. 75, pp 743-764, June 1987
- [123] "Rigorous analysis of the behavior of wire structures subjected to an E.M. pulse"
Scotto Martine, Reinex Alain, B. Jecko
- Electromagnetics 8 pp 335-363, 1988
- [124] "Field theory of guided waves"
R.E. Collin - Mc Graw-Hill, 1960
- [125] "Etude des couplages électromagnétiques sur des réseaux de lignes de transmission non-uniformes à l'aide d'une approche topologique"
P. Besnier - Thèse de doctorat USTL Jan. 1993

ANNEXE (I)

EVALUATION DE LA QUANTITE.

$$V = j \omega \mu_0 \int_s^i H ds + \int_4^i E dl$$



1) Evaluation de la quantité $j \omega \mu_0 \int_s^i H ds$

La lame étant modélisée par les fils fins, cette intégrale est en fait la somme des contributions de chaque fil.

Nous distinguerons dans le calcul la contribution du fil de repère (A) auquel le fil B relié et la contribution des autres fils

1.1) Calcul du flux dû au fil A

$$\phi = \mu_0 \int_s H_A ds$$

et H_A est le champ magnétique rayonné par le fil de repère A.

on a :

$$\phi = \mu_0 \int_s H_A ds = \mu_0 \int_0^L \int_a^h H_A dz dy$$

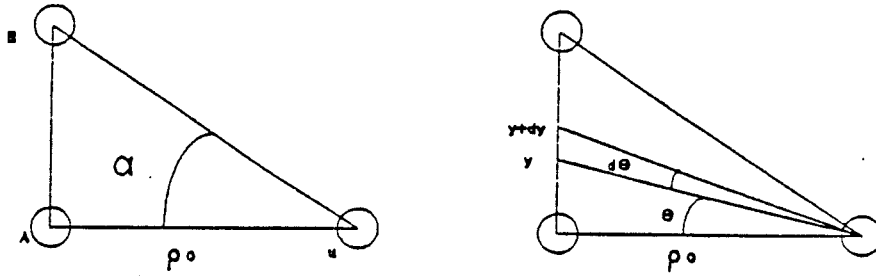
comme H_A est constant suivant z

$$\phi = L \mu_0 \int_a^h H_A dy$$

Par ailleurs $H_A = \frac{I_A}{2\pi d}$ d'où $\phi_A = \frac{L \mu_0 I_A}{2\pi} \ln \frac{h}{a}$

1.2) Calcul du flux dû aux autres fils

Pour un fil de repère "u" on a la configuration suivante



$$y = \rho_0 \tan \theta \quad \text{d'où} \quad dy = \rho_0 / \cos^2 \theta \, d\theta$$

$$\rho = \rho_0 / \cos \theta$$

avec $y = \rho_0 \tan \theta \quad \text{d'où} \quad dy = \rho_0 / \cos^2 \theta \, d\theta$

$$\rho = \rho_0 / \cos \theta$$

$$\phi_u = L\mu_0 \int_0^h H_u \sin \theta \, dy$$

$$\phi_u = L\mu_0 \int_0^\alpha H_u(\theta) \frac{\sin \theta \rho_0}{\cos^2 \theta} \, d\theta$$

en remplaçant H_u par sa valeur on a

$$\phi_u = L\mu_0 \int_0^\alpha \frac{I_u}{2\pi \left(\frac{\rho_0}{\cos \theta} \right)} \frac{\sin \theta \rho_0}{\cos^2 \theta} \, d\theta$$

ce qui donne en simplifiant

$$\phi_u = \frac{L\mu_0 I_u}{2\pi} \int_0^\alpha \frac{\sin \theta}{\cos \theta} \, d\theta$$

d'où la solution :

$$\phi_u = \frac{L\mu_0 I_u}{2\pi} \ln(1/\cos\alpha)$$

comme par ailleurs

$$\cos^2 \alpha = \frac{\rho^2}{\rho^2 + h^2}$$

$$\phi_u = \frac{L I_u \mu_0}{4\pi} \ln \left(\frac{\rho^2 + h^2}{\rho^2} \right)$$

on vérifie que quand le fil de repère "u" est proche du fil de repère à ϕ_u tend vers la quantité $\frac{L I_u \mu_0}{2\pi} \ln(h/a)$

on a donc

$$\int_s \mu_0 H ds = \sum_{i=1}^N \phi_i$$

2) Evaluation de l'intégrale $\int_4^1 E dl$

On suppose que le champ E est constant suivant le chemin d'intégration 1 à 4, donc l'intégrale vaut en fait E en prenant la longueur 1-4 égale à 1 m.

Le champ E en surface de la lame est la somme de la contribution des champs rayonnés par tous les fils :

$$E = \sum_{i=1}^N E_{zi}^e$$

E_{zu}^e est donné par la relation (chap 2-21)

$$E_{zu}^e(\rho) = -\frac{\omega \mu_2}{4} \left[1 + j \frac{2}{\pi} \left[\gamma + \ln \left(\frac{k_2 \rho}{2} \right) \right] \right] I_u$$

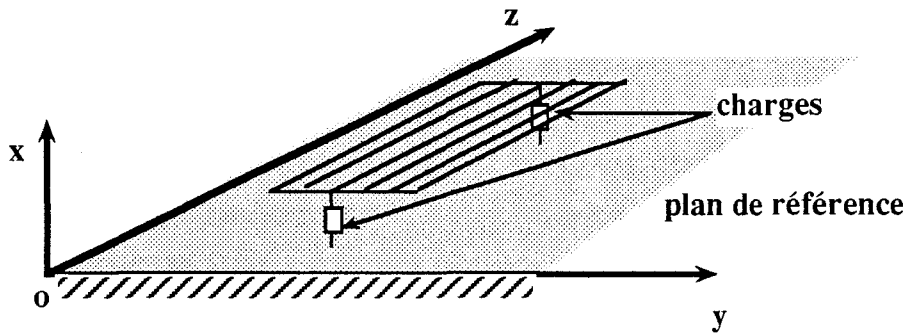
on a donc finalement :

$$V = j \omega \sum_{i=1}^N (\phi_i) + \sum_{i=1}^N E_{zi}^e$$

ANNEXE (II)

CALCUL DES COURANTS ET TENSIONS SUR N LIGNES PARALLELES ILLUMINEES PAR UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE PLANE.

Nous considérons ici des conducteurs de longueur L , ayant une résistance finie, placés à une hauteur h du plan de référence. Ils sont chargés en extrémités par des impédances quelconques. (figure (A-I))



figure(A-I)

Les courants qui circulent dans chaque conducteur et les tensions référencées par rapport au plan, sont liés par les équations :

$$\frac{-d(V(\omega, z))}{dz} = (Z(\omega)) I(\omega, z) - (\epsilon(\omega, z)) \quad (\text{A-1})$$

$$\frac{-d(I(\omega, z))}{dz} = (Y(\omega)) V(\omega, z) - (\zeta(\omega, z)) \quad (\text{A-2})$$

avec les termes de la matrice $(\epsilon(\omega, z))$ définie par

$$\epsilon_j = j\omega \int_0^h B_y dx \quad (\text{A-3})$$

et ceux de la matrice $(\zeta(z))$ par :

$$(\zeta(z)) = -j\omega (C) \left(\int_0^h E_x^i(x, z) dx \right) \quad (\text{A-4})$$

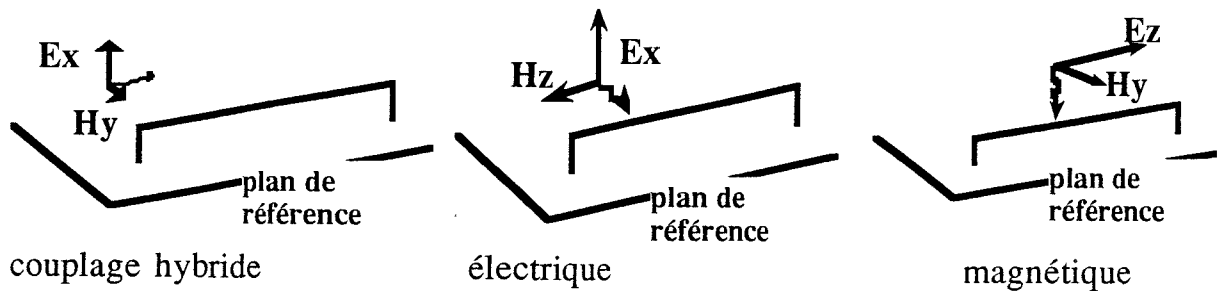
Les équations (A-1) et (A-3) permettent d'écrire l'équation différentielle en courant :

$$\left(\frac{d^2 I}{dz^2}\right) - (Y)(Z)(I) = (S) \quad (A-5)$$

où (S) est définie par la relation

$$(S) = - (Y)(\epsilon) + \frac{d\zeta}{dz} \quad (A-6)$$

Nous distinguons trois cas d'incidence de l'onde figure (A-II)



On montre que toute onde incidente peut se décomposer en une combinaison de ces trois cas.

Dans le cas d'un couplage magnétique $E_x = 0$ donc $\zeta(z) = 0$

et donc $(S) = - (Y)(\epsilon)$

Si le couplage est électrique $B_y = 0$ donc $(\epsilon) = 0$

et $(S) = \frac{d\zeta}{dz}$ si l'onde est plane et n'est pas variable suivant z

on a $(S) = 0$.

Dans le cas du couplage hybride on a $(S) = - (Y)(\epsilon) + \frac{d\zeta}{dz}$ et on montre que $(Y)(\epsilon) = \frac{d\zeta}{dz}$ donc que $(S) = 0$

Ces remarques faites, nous continuerons le développement dans le cas général.

Le produit $(Z) (Y)$ est diagonal et égal à $(Y) (Z)$ quand les conducteurs sont de conductivité infinie.

Dans notre cas, la matrice impédance prend en compte les résistances des conducteurs :

$$(Z) = j(\omega) (L) + (R) \quad (A-7)$$

(L) est la matrice inductance du système et (R) est une matrice diagonale qui est formée par les résistances de tous les conducteurs.

La résolution de l'équation (A-5) passe par la diagonalisation du produit $(Y) (Z)$.

On pose $(A_i) = (Y) (Z) (\Gamma^2)$ la matrice diagonale obtenue par la transformation linéaire produite par les matrices de passage (T_i) telle que

$$(\Gamma^2) = (T_i)^{-1} (A_i) (T_i) \quad (A-8)$$

on pose $(A_v) = (Z) (Y)$ et on a

$$(\Gamma^2) = (T_v)^{-1} (A_v) (T_v)$$

L'équation (A-5) peut s'écrire alors dans la base propre :

$$\left(\frac{d^2 i}{dz^2}\right) - (\Gamma^2)(i) = (S) \quad (A-9)$$

où $(i) = (T_i)^{-1} (I)$ et $(S) = (T_i)^{-1} (S)$

et l'équation (A-2) donne :

$$\left(-\frac{di}{dz}\right) = (y)(v) - (T)^{-1} (\epsilon) \quad (A-10)$$

$$\text{où } (y) = (T_i)^{-1} (Y) (T_v) \quad (A-11)$$

on peut également poser

$$(z) = (T_v)^{-1} (Z) (T_i) \quad (A-12)$$

C. Poudroux [116] montre que (z) , (y) sont diagonales.

La solution de l'équation (A-9) peut alors s'écrire

$$(i) = (e^{-\Gamma z})(a) + (e^{\Gamma z})(b) - (\Gamma^2)^{-1} (S) \quad (A-13)$$

où $(e^{-\Gamma z})$ et $(e^{\Gamma z})$ sont des matrices diagonales dont un élément quelconque "j" correspond à $e^{-\Gamma_j z}$ et $e^{\Gamma_j z}$, Γ_j étant l'exposant de propagation associé au mode propre "j".

Les matrices (a) et (b) sont des matrices colonnes de constantes qu'il nous faut déterminer en appliquant les conditions limites dans l'espace propre nous avons :

$$\text{en } z = 0 \quad (v)_0 = -(z_0)(i)_0 \quad (A-14)$$

$$\text{en } z = L \quad (v)_L = -(z_L)(i)_L \quad (A-15)$$

avec

$$(z_0) = (T_V)^{-1} (Z_0) (T_i) \quad (A-16)$$

$$(z_L) = (T_V)^{-1} (Z_L) (T_i) \quad (A-17)$$

où (Z_0) et (Z_L) sont les matrices impédances de charge dans l'espace de départ.

La combinaison des équations (A-10) et (A-13) écrites en $(z = 0)$ et associée à (A-14) fournissent une première équation matricielle, écrites pour $z = L$ et associées à (A-15) elles fournissent la deuxième équation dont la résolution permet de déterminer (a) et (b).

On obtiendra finalement (I) et (V) dans la base de départ par les relations :

$$(I) = (T_i) (i)$$

$$(V) = (T_V) (v)$$

