

N° d'ordre : 279

50376
1988
241



50376
1988
241

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

par

Serge FICHEUX

**ETUDE DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE
DES CABLES COAXIAUX
APPLICATION A LA REALISATION DE BANCS DE
MESURES D'IMPEDANCES DE TRANSFERT
COUVRANT UNE LARGE GAMME DE FREQUENCES
JUSQU'A 1000 MHz**

Soutenu le 17 Novembre 1988 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM.

R. GABILLARD
J. FONTAINE
P. DEGAUQUE
B. DEMOULIN
P. DESMETTRE
D. ROUBERTOU
J. MARTIN

Président, Rapporteur
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Thèse
Examineur
Examineur
Invité

A mes parents

A Elisabeth

Ce travail a été effectué au Laboratoire de RADIO-PROPAGATION ET ELECTRONIQUE de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois, dirigé par le Professeur R. Gabillard.

Je le prie de bien vouloir trouver ici l'expression de toute ma reconnaissance et de mon plus profond respect pour avoir bien voulu assurer la présidence du jury et juger ce travail.

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur B. DEMOULIN, Maître de Conférences. Je le remercie très sincèrement pour les nombreux conseils, le soutien constant et efficace qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail et qui fut déterminant dans son aboutissement. Qu'il trouve ici l'expression de toute ma reconnaissance.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur P. DEGAUQUE, avec qui j'ai eu l'occasion de travailler et qui m'a fait bénéficier de son enrichissante expérience. Je le remercie de bien vouloir examiner ce travail.

Monsieur le Professeur FONTAINE, Président de l'Université de Clermont Ferrand II me fait l'honneur d'examiner ce travail. Qu'il en soit remercié et qu'il trouve ici l'expression de ma déférente gratitude.

Mes remerciements vont également à Monsieur DESMETTRE, Ingénieur au Centre d'Etudes Scientifiques et Techniques d'Aquitaine (CESTA) sous l'égide duquel a été réalisé l'ensemble de ce travail. Je le remercie par ailleurs, pour son aimable collaboration sur le plan expérimental.

Monsieur ROUBERTOU, Ingénieur à la Télédiffusion de France (T.D.F.), a bien voulu examiné ce travail et faire parti de mon jury ; qu'il en soit remercié.

Je suis également reconnaissant à Monsieur MARTIN de l'Union Technique de l'Automobile du Motorcycle et du Cycle (U.T.A.C.), d'avoir bien voulu examiner ce travail et participer au jury. Je désire également exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur JOLYS de l'U.T.A.C., pour m'avoir permis de mener ce travail dans sa phase finale.

Je tiens à remercier Madame DEMOULIN pour l'aide qu'elle m'a apportée sur le plan du calcul scientifique.

J'adresse également à l'ensemble des membre du Laboratoire et plus particulièrement à Messieurs RIFI, EL ASSAD et KONE tous mes remerciements pour l'aide qu'ils ont pu m'apporter tout au long de ce travail.

Enfin, je ne terminerai par cet avant-propos sans exprimer mes remerciements aux personnes qui ont contribué à l'élaboration de ce document. En particulier, Madame LESNE pour la dactylographie et le soin qu'elle y a apporté, ainsi que Monsieur DEHORTER pour la reproduction.

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	P 7
<u>CHAPITRE I</u> : GENERALITES CONCERNANT LA MESURE DES PARAMETRES DE TRANSFERT DES CABLES COAXIAUX	P 10
<u>CHAPITRE II</u> : RECHERCHE D'UNE METHODE DE MESURE D'IMPEDANCES DE TRANSFERT DES CABLES A HAUTE IMMUNITE	P 46
<u>CHAPITRE III</u> : MODELISATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DES CABLES A HAUTE IMMUNITE - COMPARAISON AUX RESULTATS EXPERIMENTAUX	P 84
<u>CHAPITRE IV</u> : DEVELOPPEMENT D'UN BANC DE MESURES DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT ENTRE 10 MHz ET 1000 MHz	P 139
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	P 196
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	P 200
<u>ANNEXES</u>	P 205

INTRODUCTION GENERALE

Le recours de plus en plus fréquent aux microprocesseurs et aux dispositifs logiques "bas niveaux", expose les équipements électroniques à des risques importants lorsqu'ils sont placés dans un environnement électromagnétique très pollué. La compatibilité de ces systèmes revêt alors une importance cruciale lorsque des fonctions de sécurité ou de disponibilité d'un appareil sont concernées.

Les câbles ou lignes de transmission devant échanger des informations entre équipements sont certainement les vecteurs privilégiés par lesquels les tensions parasites seront induites. Un moyen efficace permettant de réduire l'amplitude de ces tensions consiste à recourir aux blindages qui seront connectés à des réseaux de masse structurés. L'efficacité d'un blindage joue alors ici un rôle déterminant.

En effet, un blindage parfait n'existant pas, il faut pouvoir contrôler le niveau des tensions parasites résiduelles qui risquent d'apparaître aux entrées d'un équipement protégé. Nous pouvons maîtriser ce problème en étudiant le comportement électromagnétique des blindages en vue d'une modélisation et un développement des méthodes de mesures de cette efficacité. C'est à ces deux aspects importants de la compatibilité électromagnétique que nous consacrons notre thèse.

Nous donnons dans un premier chapitre quelques généralités se rapportant à la définition de l'efficacité d'un blindage et de sa mesure. Nous allons caractériser cette efficacité au moyen de la notion d'impédance de transfert. Ce paramètre tout à fait accessible par la mesure, pose toutefois quelques difficultés d'ordre technique lorsqu'on souhaite l'évaluer sur une large gamme de fréquences. Comme nous le justifions par la théorie nous sommes amenés à distinguer les méthodes de mesures exploitées aux fréquences basses, comprises entre 10 kHz et 30 MHz et les méthodes de mesures cantonnées aux fréquences hautes entre 30 et 1000 MHz.

En ce qui concerne la première gamme de fréquences, nous nous intéresserons surtout à la mesure de câbles à haute immunité et par conséquent à la recherche de techniques de mesures et d'étalonnage relevant d'une grande sensibilité.

Pour la seconde gamme nous chercherons surtout à nous affranchir des phénomènes de propagation, qui perturbent toute mesure d'impédance de transfert dès que l'on dépasse 30 MHz. Nous parviendrons à maîtriser les phénomènes de propagation en exploitant une méthode de mesure spécialement mise au point dans le cadre de notre thèse et dont le principe et les résultats sont largement détaillés et commentés dans le quatrième chapitre.

Le second chapitre de notre travail expose par conséquent la démarche suivie lors de la mesure de l'impédance de transfert de câbles à haute immunité électromagnétique. Nous entendons par câbles à haute immunité, des structures dont l'impédance de transfert peut descendre au-dessous du $\mu\Omega/m$.

Pour mettre en oeuvre la technique de mesures nous avons préféré la simplicité mécanique du banc à structure triaxiale. Cette solution présente toutefois un inconvénient majeur puisqu'elle nous oblige à mesurer des tensions de faibles niveaux dans le champ électromagnétique créé par le banc. C'est en protégeant l'instrumentation sensible par une cage de Faraday et en s'efforçant de limiter tout couplage électromagnétique par les alimentations et bus de liaison que nous sommes parvenus à une sensibilité de $10^{-7} \Omega/m$. La procédure d'étalonnage du banc y est décrite, ainsi que quelques résultats obtenus sur des structures complexes où alternent écrans homogènes-tressés et parfois même composites ferromagnétiques.

Le troisième chapitre de notre thèse est précisément consacré à la modélisation des câbles à haute immunité. Nous montrons à partir de la théorie des lignes couplées qu'il est tout à fait possible d'entreprendre cette modélisation dans laquelle interviennent les conditions aux limites imposées aux extrémités des blindages. En effet, nous montrons que la tension parasite résiduelle peut varier dans de grande proportion suivant que les blindages sont court-circuités à leurs extrémités ou connectés sur des impédances quelconques.

Nous en vérifions la validité sur un modèle canonique, comprenant des écrans homogènes espacés d'un diélectrique. Les résultats encourageants obtenus nous invitent ensuite à étendre cette modélisation à des structures plus complexes. C'est ainsi que nous parvenons à optimiser quelques composants et à rechercher le meilleur compromis sur le plan des performances électromagnétiques et sur le plan économique.

Le chapitre IV concernent la mesure d'impédance de transfert aux fréquences élevées. Comme nous l'avons signalé au début de notre propos, l'effort a surtout porté sur une solution rejetant les phénomènes de propagation. La méthode de la discontinuité de blindage permet d'éliminer ces effets indésirables en recourant à des courants perturbateurs de natures impulsionnelles. En effet, le passage du domaine temps est avantageux dans la mesure où il autorise la localisation chronologique des tensions et des courants, éliminant ainsi par principe, les effets gênants de la propagation.

Le succès de cette méthode n'a toutefois été possible qu'en pratiquant un traitement adéquat des signaux et en recherchant la structure mécanique du banc la plus efficace possible. C'est cette démarche que nous décrivons dans la première partie de notre thèse où à partir d'un banc de conception très rustique, nous testons la méthode de traitement du signal qui fera la conversion temps-fréquences. Les premiers résultats révèlent toutefois quelques défauts inhérents aux transitions d'impédances provoqués par l'architecture trop brutale du banc de mesures. C'est pour affiner ces résultats que nous révisons dans la seconde partie la conception mécanique du banc.

Nous appuyons notre raisonnement sur une modélisation théorique qui permet d'agir sur les paramètres géométriques qui peuvent avoir un impact sur la qualité du résultat, dans le but de donner une version définitive de ce banc.

Les premiers résultats obtenus sur des câbles à blindages tressés se révèlent tout à fait satisfaisant. Ils permettent d'accéder au module et à la phase de l'impédance de transfert jusqu'à des fréquences voisines de 1000 MHz.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

GENERALITES CONCERNANT LA MESURE DES PARAMETRES DE TRANSFERT DES CABLES

I-1 INTRODUCTION

I-2 DEFINITIONS DES PARAMETRES DE TRANSFERT

I.2.1. PRINCIPE DE MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

I.2.2. PRINCIPE DE MESURE DE L'ADMITTANCE DE TRANSFERT

I.2.3. SCHEMA PERMETTANT D'ACCEDEZ AUX DEUX PARAMETRES
SIMULTANEMENT

I-3 ARCHITECTURES DES BANCS DE MESURES

I.3.1. LE BANC DE MESURE A STRUCTURE TRIAXIALE

I.3.1.1. Description

I.3.2. LE BANC DE MESURE A STRUCTURE QUADRIAXIALE

I.3.2.1. Description

I.3.3. COMPARAISON ENTRE LES DEUX TECHNOLOGIES TRIAXIALE ET
QUADRIAXIALE

I.3.4. REMARQUES CONCERNANT LES PROBLEMES LIES A LA MESURE

I-4 DIFFICULTES DE MESURES DES CABLES A HAUTES IMMUNITES

I.4.1. MISE EN EVIDENCE DES DEFAUTS D'ETANCHEITE DES
CONNECTEURS

I-5 DIFFICULTES DE MESURES DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DES CABLES AUX FREQUENCES SUPERIEURES A 30 MHZ

I.5.1. JUSTIFICATION THEORIQUE

I.5.2. MESURES DE ZT AUX FREQUENCES SUPERIEURES A 30 MHZ

I.5.2.1. Utilisation de la tension de télédiaphonie

I.5.2.2. Introduction à la méthode de la disconti-
nuité de blindage

I.5.2.3. Méthode de la courbe enveloppe

I.5.2.4. Méthode de la pince absorbante

I-6 CONCLUSION

I-1. INTRODUCTION

Le blindage d'un câble coaxial est constitué par un ou plusieurs conduits cylindriques concentriques au conducteur intérieur. Ce blindage a pour fonction de réduire le couplage de l'extérieur vers l'intérieur du câble et vice-versa. Pour caractériser l'efficacité du blindage vis-à-vis de son environnement, on utilise communément les paramètres linéiques que sont l'impédance et l'admittance de transfert.

Nous nous proposons de décrire dans un premier chapitre le principe de mesures de ces paramètres. Nous nous limiterons tout d'abord aux domaines des basses fréquences comprises entre 10 kHz et 30 MHz. Nous nous placerons pour cela dans l'hypothèse des lignes électriquement courtes.

Les deux technologies les plus usitées en pratique dans les bancs de mesures seront ensuite décrites. Il s'agit de la technologie triaxiale et de la technologie quadriaxiale.

Nous verrons ensuite les limites imposées par chacune de ces structures. Celles-ci sont de deux ordres. Il s'agira de la sensibilité de la chaîne de réception vis-à-vis de la mesure de câbles comportant des blindages à haute immunité. Nous verrons également les limites intervenant en hautes fréquences.

Nous évoquerons alors les méthodes qui permettent d'approcher l'efficacité d'un blindage de câble au-dessus de 30 MHz.

I-2. DEFINITION DES PARAMETRES DE TRANSFERT

I-2.1. PRINCIPE DE MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

Le principe de mesure de l'impédance de transfert d'un blindage coaxial est assez bien résumé par le schéma de la figure 1. Considérons donc un câble coaxial d'une longueur L très courte devant la longueur d'onde.

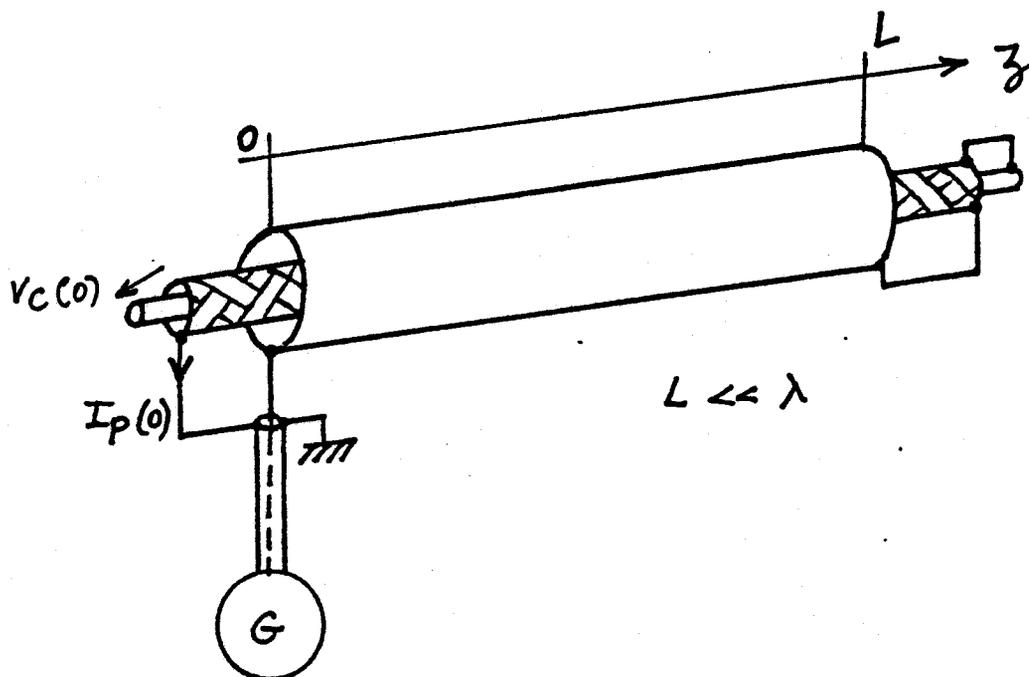


Figure 1 : Principe de mesure de l'impédance de transfert d'un câble coaxial.

Ce câble coaxial est centré dans un tube métallique creux. Deux lignes de propagation sont ainsi réalisées. Nous distinguerons :

- La ligne perturbatrice, constituée par le cylindre métallique extérieur et dont le conducteur intérieur n'est autre que le blindage du câble. Cette ligne sera court-circuitée à son extrémité et le blindage du câble sera réuni au potentiel de masse.
- Le câble coaxial proprement dit dont l'extrémité opposée à la mesure de la tension perturbatrice, sera court-circuitée.

Appelons $I_p(0)$ le courant injecté, mesuré à l'une des extrémités et référencé selon l'axe z de la figure 1.

Ce courant va circuler sur le blindage du câble et suivant la nature du blindage, induire une tension perturbatrice notée $V_c(0)$ entre l'âme du câble et ce blindage. L'impédance de transfert du câble coaxial sera alors donnée par l'expression suivante :

$$Z_t = \frac{1}{L} \frac{V_c(0)}{I_p(0)} \quad (1)$$

où L n'est autre que la longueur de l'échantillon de câble placé dans la ligne perturbatrice.

I-2.2. PRINCIPE DE MESURE DE L'ADMITTANCE DE TRANSFERT

Plusieurs schémas de principe sont possibles en ce qui concerne l'accès à l'admittance de transfert d'un câble coaxial. Le schéma de la figure 2 décrit une première possibilité.

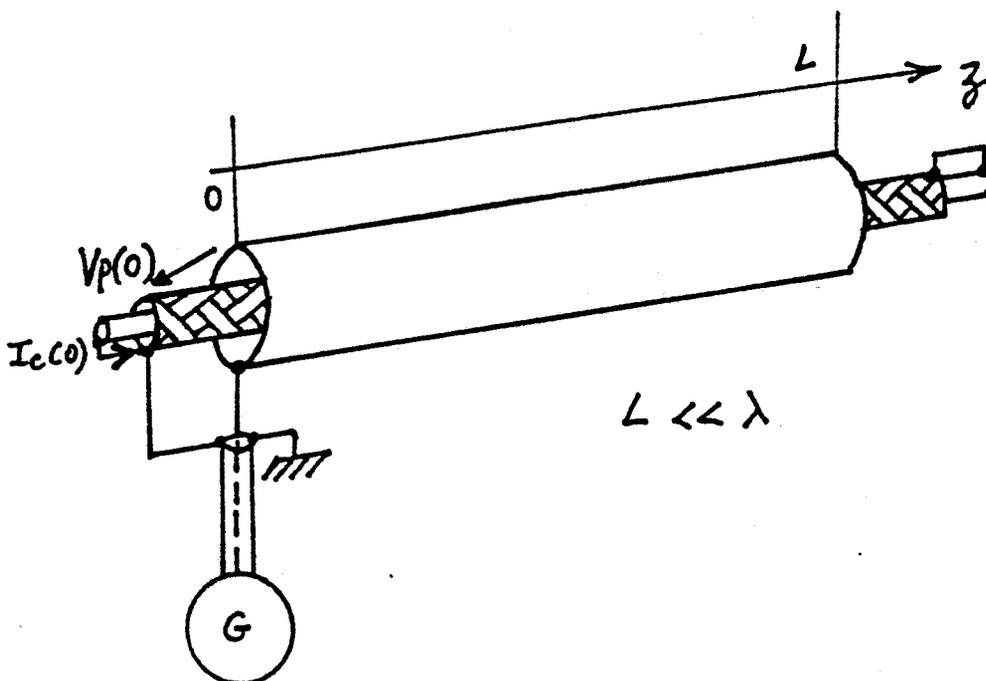


Figure 2 : Principe de mesure de l'admittance de transfert d'un câble coaxial.

Il utilise la même structure que le schéma de principe précédent. Le câble coaxial sous essais, est cette fois-ci court-circuité à ses deux extrémités tandis que la ligne perturbatrice est laissée ouverte et sans contact avec le blindage du câble. L'admittance de transfert sera donnée par la relation (2).

$$Y_t = \frac{1}{L} \frac{I_c(o)}{V_p(o)} \quad (2)$$

où $I_c(o)$ est le courant de court-circuit du câble coaxial, $V_p(o)$ la tension perturbatrice issue du générateur G, et L la longueur d'échantillon de câble placée dans la ligne perturbatrice.

Une variante du schéma de principe donnant accès à l'admittance de transfert consiste à mesurer la tension induite entre l'âme et le blindage du câble coaxial, notée V_c figure 3. Pour se faire le câble coaxial est laissé libre à chacune de ses extrémités.

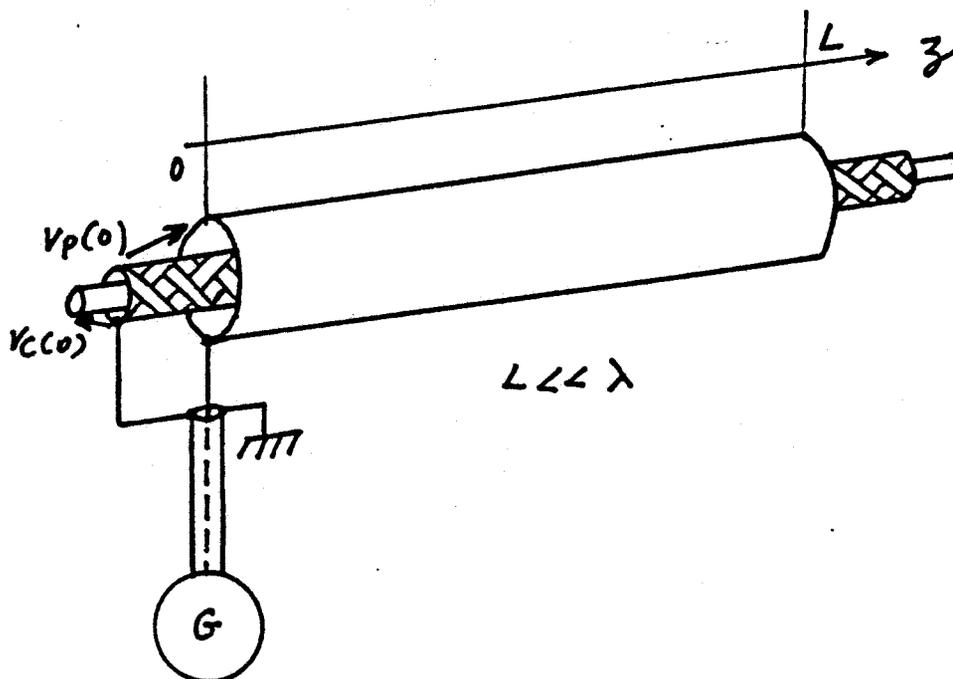


Figure 3 : Autre méthode de mesure de l'admittance de transfert d'un câble coaxial

Yt sera alors donnée par :

$$Y_t = \frac{f C_c \omega}{L} \frac{V_c(0)}{V_p(0)} \quad (3)$$

avec les mêmes définitions que précédemment pour les autres paramètres.

Notons que dans ce cas la détermination de l'admittance de transfert passe par la connaissance de la capacité linéique de la ligne coaxiale C_c .

I.2.3. DISPOSITIFS PERMETTANT D'ACCEDER AUX DEUX PARAMETRES DE DE TRANSFERT SIMULTANEMENT

Le schéma décrit à la figure 4 permet la détermination simultanée des deux paramètres de transfert $Z_t - Y_t$. Il nécessite de connaître les tensions induites aux deux extrémités du câble, ainsi que le courant sur le blindage.

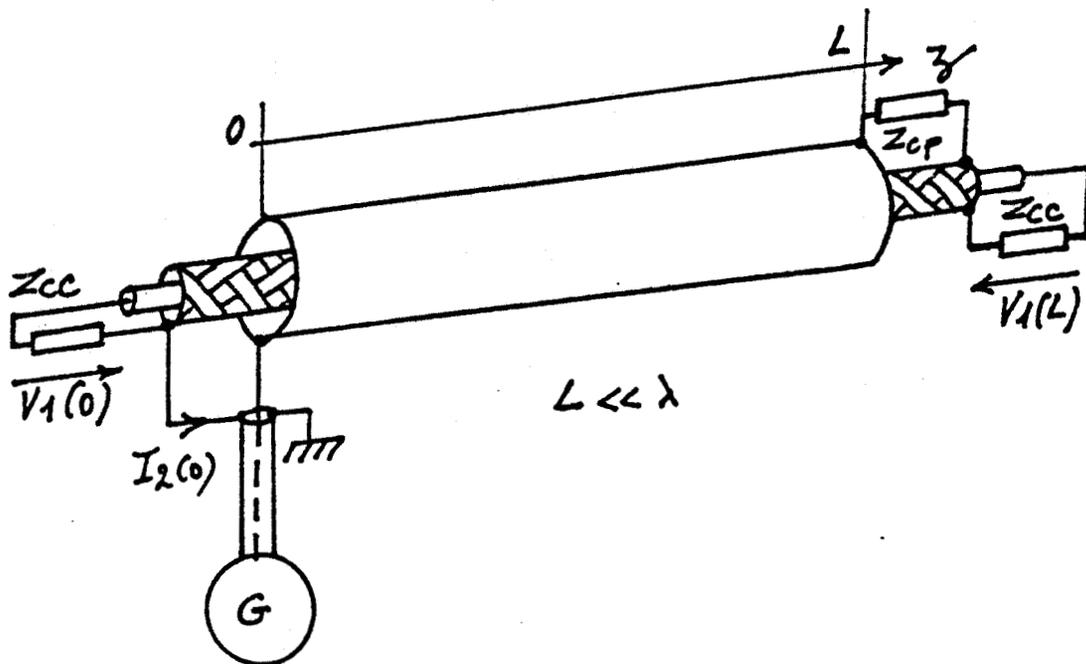


Figure 4 : Mesure simultanée de l'impédance et de l'admittance de transfert

On vient placer à l'extrémité de la ligne perturbatrice et de la ligne coaxiale des charges adaptées. Celles-ci seront notées respectivement Z_{cc} et Z_{cp} . Nous sommes conduits cette fois-ci à effectuer trois mesures : une mesure de courant et deux mesures de tension.

La théorie des lignes couplées nous renseigne sur les relations qui relient le courant circulant sur le blindage du câble et les tensions perturbatrices induites sur le câble.

Ces calculs seront développés à l'annexe I. Dans l'hypothèse des lignes électriquement courtes nous obtenons les relations suivantes :

$$V_c(0) = -\frac{1}{2} (Z_t + Z_{cp} Z_{cc} Y_t) I_p L \quad (4)$$

$$V_c(L) = -\frac{1}{2} (Z_t - Z_{cc} Z_{cp} Y_t) I_p L \quad (5)$$

où $V_c(0)$, $V_c(L)$ et $I_p(0)$ sont les courants et tensions mesurés suivant le schéma de la figure 5.

$V_c(0)$ est encore appelée tension de paradiaphonie, alors que $V_c(L)$ correspond à ce que l'on appelle la tension de télédiaphonie.

De ces relations nous déduisons l'impédance de transfert Z_t et l'admittance de transfert Y_t du câble coaxial :

$$Z_t = -\frac{1}{L} \frac{V_c(0) + V_c(L)}{I_p(0)} \quad (6)$$

$$Y_t = -\frac{1}{L} \frac{V_c(0) - V_c(L)}{I_p(0)} \quad (7)$$

I-3. ARCHITECTURE DES BANCS DE MESURES

Les bancs de mesures des paramètres de transfert les plus usuels s'inspirent souvent des schémas de principe décrit à la figure 1 et à la figure 4.

Pour mettre en oeuvre ces bancs de mesures, on utilise deux technologies principalement définies par la méthode d'assemblage des lignes perturbatrices et perturbées, appelées communément technologie triaxiale ou technologie quadriaxiale. Nous nous proposons maintenant de décrire chacune de ces deux variantes.

I-3.1. LE BANC DE MESURES A STRUCTURE TRIAXIALE

I-3.1.1. Description

Le schéma de la figure 5 décrit le banc de mesures à structure triaxiale. Le câble coaxial est centré dans un tube métallique creux, au moyen d'entretoises isolantes de faibles épaisseurs, dont l'influence aux fréquences considérées est supposée négligeable.

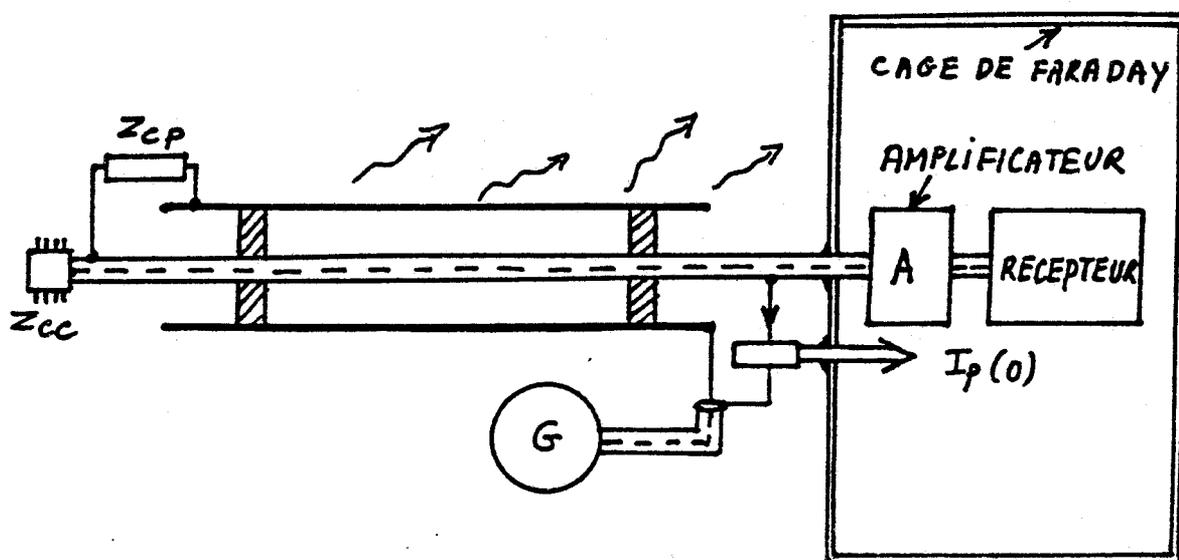


Figure 5 : Description du banc de mesures à structure triaxiale

A l'une des extrémités de la ligne perturbatrice, est connecté un générateur de perturbations, tandis que l'autre extrémité est fermée sur l'impédance caractéristique Z_{cp} de la ligne. La ligne coaxiale est chargée également par son impédance caractéristique 50Ω . Ce sera l'impédance d'entrée du récepteur effectuant la mesure à l'origine de la ligne et une charge coaxiale à l'extrémité opposée.

Sur ce schéma est représentée une cage de Faraday. Elle est destinée à protéger la chaîne de réception du rayonnement parasite issu du banc de mesure. En effet, étant donné que la ligne perturbatrice voit son potentiel porté à celui du générateur, nous serons en présence d'une structure rayonnante. Cette cage protège donc la chaîne de réception des perturbations ambiantes.

I-3.2. LE BANC DE MESURES A STRUCTURE QUADRIAXIALE

I.3.2.1. Description

La différence avec la technologie triaxiale réside dans le fait que l'on vient placer autour de la ligne perturbatrice un conduit cylindrique supplémentaire figure 6.

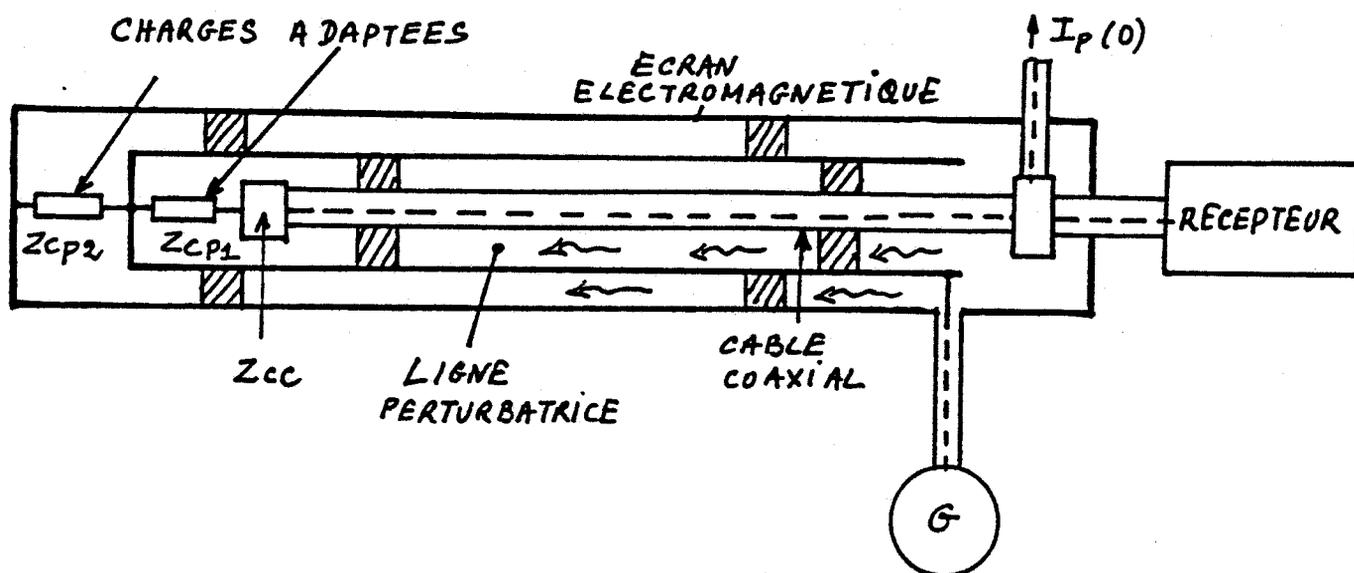


Figure 6 : Description du banc de mesures à structure quadriaxiale

On distinguera donc bien cette fois-ci trois lignes coaxiales :

- la ligne (1) qui est le câble coaxial testé,
- la ligne constituée par le blindage du câble et le premier conduit cylindrique ou ligne perturbatrice (2)
- la ligne constituée par le dernier conduit cylindrique et le précédent (3).

Aux extrémités des lignes (2) et (3) sont placées des charges adaptées. Le générateur de perturbations est connecté à la ligne (2) comme précédemment. Cette fois-ci le blindage du câble, qui est réuni à la masse, est relié au conduit cylindrique extérieur.

Nous sommes donc en présence d'une structure fermée qui évite le couplage direct du rayonnement avec la chaîne de réception. Pour ce type de structure, il ne sera donc plus utile de protéger la chaîne de réception.

I.3.3. COMPARAISONS ENTRE LES DEUX STRUCTURES TRIAXIALE ET QUADRIAXIALE

Plusieurs critères sont à notre disposition pour effectuer cette comparaison. Les principaux seront le domaine de fréquence d'utilisation et la sensibilité. D'autres points tels que la complexité des structures et les contraintes d'exploitation seront aussi des arguments importants.

Les bancs de mesures usuels reçoivent des échantillons de câble d'une longueur comprise entre 1 et 2 mètres. La toute première limite viendra du fait que lorsque la fréquence va augmenter, la longueur du câble ne sera plus négligeable devant la longueur d'onde. Nous verrons d'ailleurs plus en détail, dans les paragraphes suivants que cette limite intervient différemment selon la tension perturbatrice $V_1(0)$ ou $V_1(L)$, mesurée.

×L'autre limite haute fréquence est relative à la qualité des charges adaptées, placées aux extrémités des lignes perturbatrices.

En effet, lorsque la fréquence augmente, il devient difficile de satisfaire cette condition et cela n'est possible qu'au prix d'assemblages mécaniques assez complexes ; toutefois, des impédances de technologie classique offrent une adaptation correcte jusqu'aux fréquences voisines de 30 MHz, |5| et |13|.

Sensibilité des structures

La structure quadriaxiale est certainement le moyen le plus efficace permettant de protéger la chaîne de réception et d'effectuer ainsi des mesures d'impédance de transfert très faible.

Nous verrons néanmoins qu'un banc de mesures bâti sur une structure triaxiale, utilisé conjointement avec une cage de Faraday, remplit cette condition de façon satisfaisante. Une limitation intervient toutefois lorsque les courants vagabonds, dérivés par les connecteurs d'entrée de la cage, sont suffisants pour rendre apparents les défauts d'étanchéités de ces connecteurs.

I-3.4. REMARQUES CONCERNANT LES PROBLEMES LIES A LA MESURE

Le mode de connexion du générateur de perturbations à la ligne perturbatrice est lié à la mesure de la tension perturbatrice. En effet, l'unité du potentiel de masse nous oblige à porter le conduit cylindrique extérieur, appartenant à la ligne perturbatrice, au potentiel du générateur.

La solution la plus simple pour générer la perturbation est de procéder par connexion directe du générateur à la ligne perturbatrice, figure 7.

Une autre solution pour pratiquer cette injection est d'utiliser le principe du transformateur de courant. Pour cela on utilise un tore en ferrite que l'on place sur le câble coaxial, et sur lequel on bobine quelques spires qui viendront constituer le primaire et où le secondaire ne sera autre que le circuit formé par le blindage du câble et le conduit cylindrique extérieur de la ligne perturbatrice, figure 8.

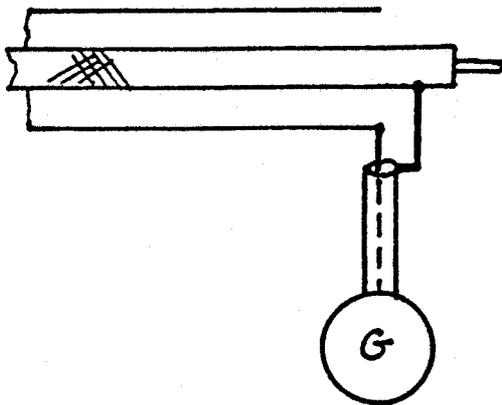


Figure 7 : Injection par contact direct

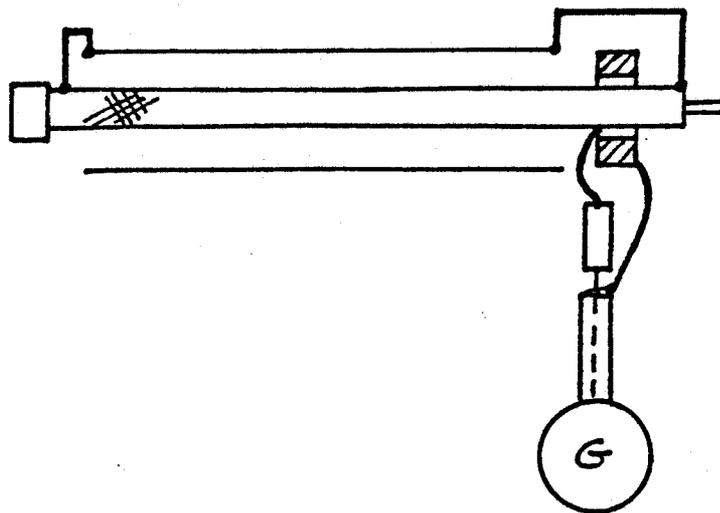


Figure 8 : Injection par transformateur

L'amplitude maximale du courant perturbateur sera obtenue en court-circuitant ces deux lignes. On peut aussi dissocier les potentiels de masse générateur et récepteur en faisant usage de transformateurs d'isolement.

Deux types de signaux sont couramment employés pour créer le courant perturbateur sur le blindage du câble : les signaux harmoniques, les signaux transitoires. L'emploi de signaux harmoniques permet d'utiliser une chaîne de réception sélective. Ce sera le moyen qui offrira la plus grande sensibilité.

Les signaux transitoires présentent également plusieurs avantages. Ils permettent de connaître instantanément la réponse du blindage d'un câble coaxial. De ce fait, il est aussi possible de vérifier la conformité d'un échantillon et de déceler éventuellement un défaut d'étanchéité dans les connecteurs ou bien dans le blindage lui-même.

Associé à des méthodes de traitement de signal et en particulier de transformée de Fourier discrète, il sera possible d'accéder à l'évolution des paramètres de transfert en fonction de la fréquence, [16]. Nous aurons l'occasion d'utiliser ce procédé au chapitre IV afin de déterminer expérimentalement l'impédance de transfert de câbles coaxiaux en très hautes fréquences.

L'inconvénient majeur des méthodes impulsionnelles est la sensibilité limitée par l'usage de signaux à larges spectres et qui évoluent de façon décroissante avec la fréquence, sensibilité que l'on peut toutefois améliorer au moyen de traitements appropriés.

I-4. DIFFICULTES DE MESURES DES CABLES A HAUTES IMMUNITES

Les câbles à hautes immunités sont des câbles comportant un blindage très performant. Ces blindages peuvent être composés par plusieurs écrans métalliques. On rencontre dans la pratique des câbles comportant des écrans formés par des assemblages de tresses en cuivre, en acier, des rubans homogènes en cuivre ou en aluminium.

Ces différents blindages sont séparés entre eux par des épaisseurs isolantes qui présentent dans certains cas des propriétés physiques utilisées pour accroître l'efficacité du blindage du câble. Ce sont en outre des isolants chargés, ou bien encore des matériaux ferromagnétiques présentant une perméabilité élevée qui a l'avantage de réduire l'impédance de transfert dans des rapports très intéressants. Pour ces types de câbles, le couplage électrique par l'admittance de transfert sera pratiquement inexistant.

La caractérisation du blindage du câble nous sera donc fournie essentiellement par son impédance de transfert. Les valeurs de Z_t auxquelles nous serons confrontés pourront être, dans certains cas inférieures au $\mu\Omega/m$, ce qui nécessitera la mesure de tension de très faible niveau parfois inférieure au dixième et même au centième de μv .

I-4.1. MISE EN EVIDENCE DES EFFETS DE CONNECTEURS

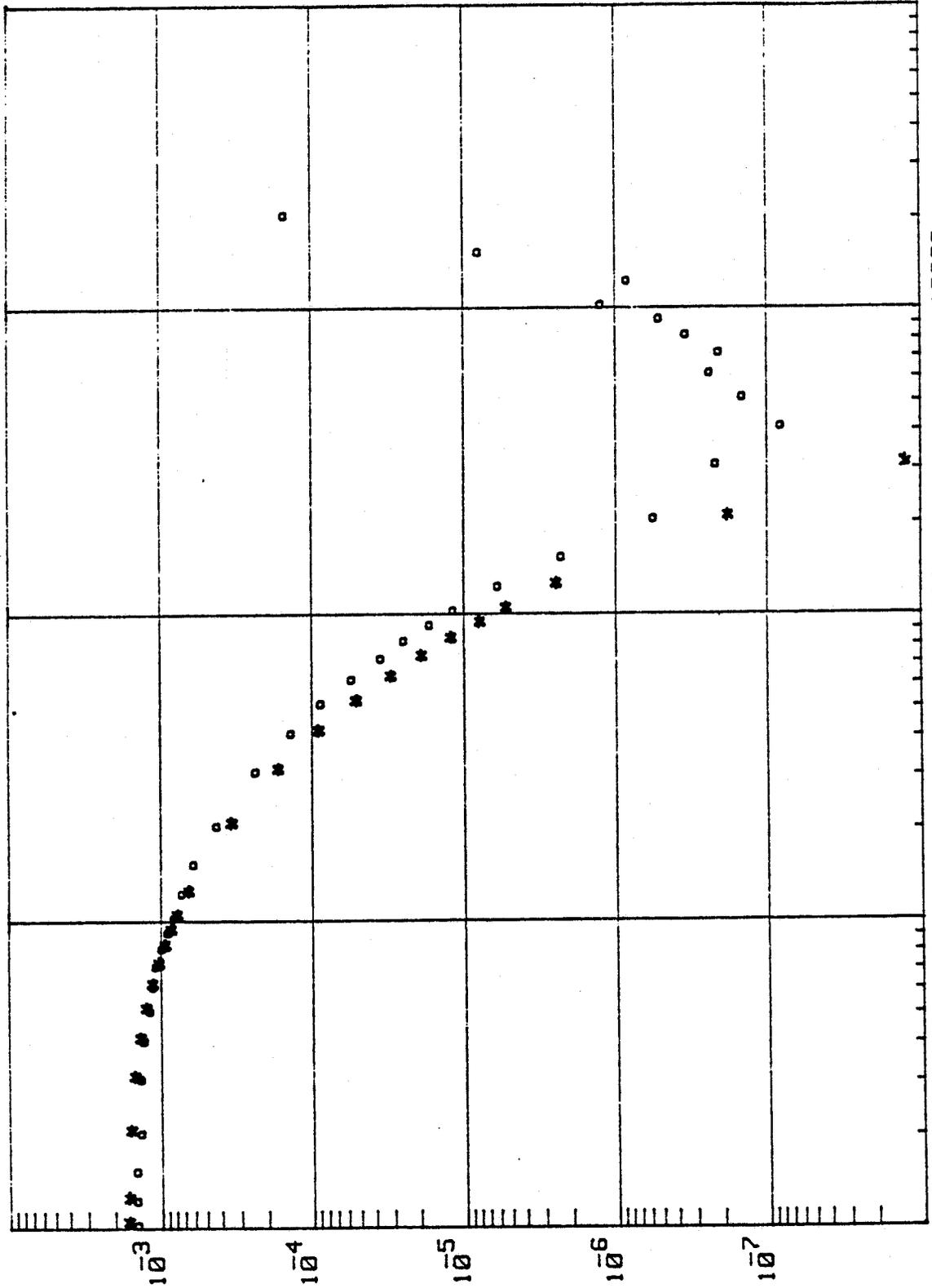
Un point très important concerne le problème des fuites engendrées par les connecteurs. Pour illustrer ce phénomène de pénétration par les connecteurs, nous avons réalisé une expérience, à partir d'une éprouvette construite au laboratoire.

Cet échantillon est composé d'un écran homogène en laiton. Nous avons effectué la détermination du module de l'impédance de transfert à partir d'une méthode utilisant une structure triaxiale et au moyen d'une injection par contact direct.

La planche PL (A-I) représente le module de cette impédance de transfert en fonction de la fréquence pour une gamme de fréquences allant de 10 kHz à 10 MHz. Comme le prévoit la théorie [1], nous avons affaire ici à un type de blindage dont l'impédance de transfert décroît au fur et à mesure que la fréquence augmente. Ceci sera d'autant plus vrai que l'épaisseur du blindage sera grande.

On atteint à partir d'une certaine fréquence, la limite de la sensibilité de la chaîne de mesures que l'on reconnaît aisément par la remontée de l'impédance de transfert.

Module de Zt
en ohm/m



BLINDRAGE
HOMOGENE

* Théorie
o Expérience

Fréquence en kHz

PL (A-I)

PL (A-I)

Celle-ci traduit les défauts d'étanchéité des connecteurs. Cet effet est dû à la qualité de contact du connecteur situé près du point d'injection figure 9. Il provient du courant de fuite circulant sur le connecteur lui-même ou bien encore d'une pénétration de champ magnétique comme nous le verrons plus en détail au chapitre II.

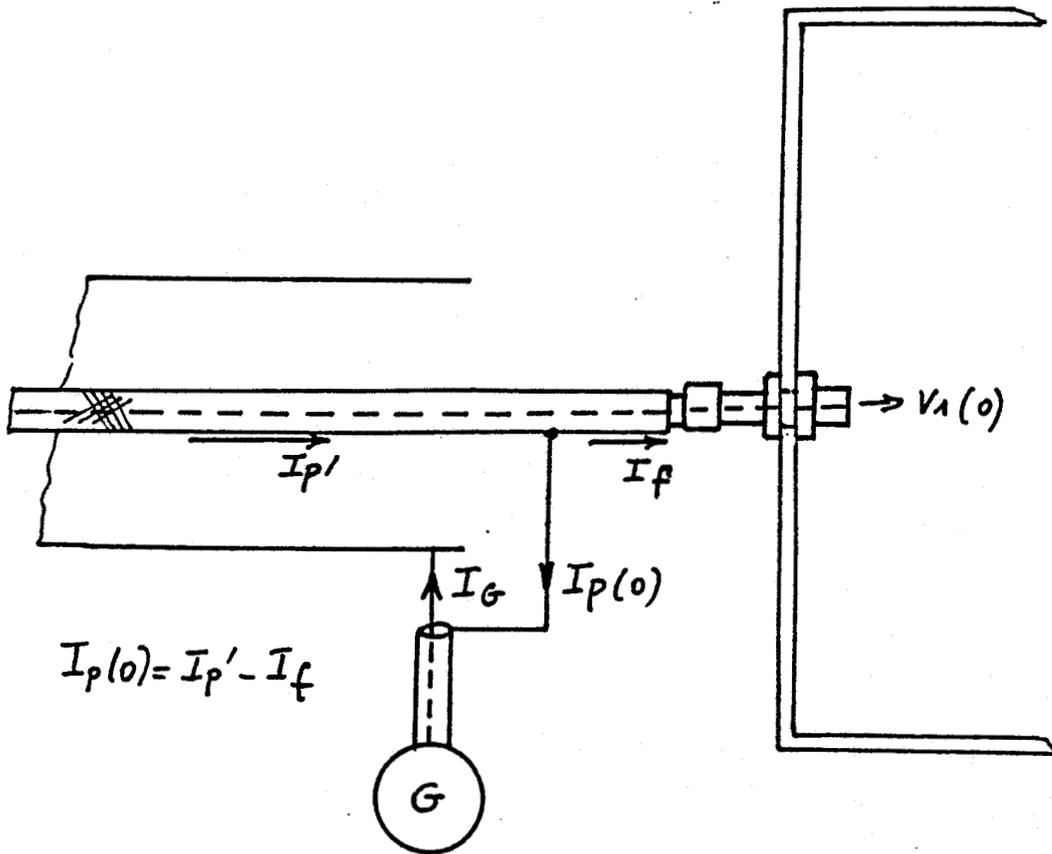


Figure 9 : mise en évidence du courant de fuite parasite

I-5. DIFFICULTES DE MESURES DES CABLES EN HAUTES FREQUENCES

Nous n'avons parlé jusqu'à maintenant que des méthodes permettant d'accéder aux paramètres de transfert jusqu'à une fréquence comprise entre 10 kHz et 30 MHz. Au fur et à mesure que la fréquence va augmenter la condition des lignes électriquement courtes ne sera plus satisfaite. Nous allons comprendre à l'aide de la théorie des lignes couplées, les raisons physiques des limites imposées par les phénomènes de propagation. Pour plus de simplicité nous considérerons un schéma à structure triaxiale adaptée.

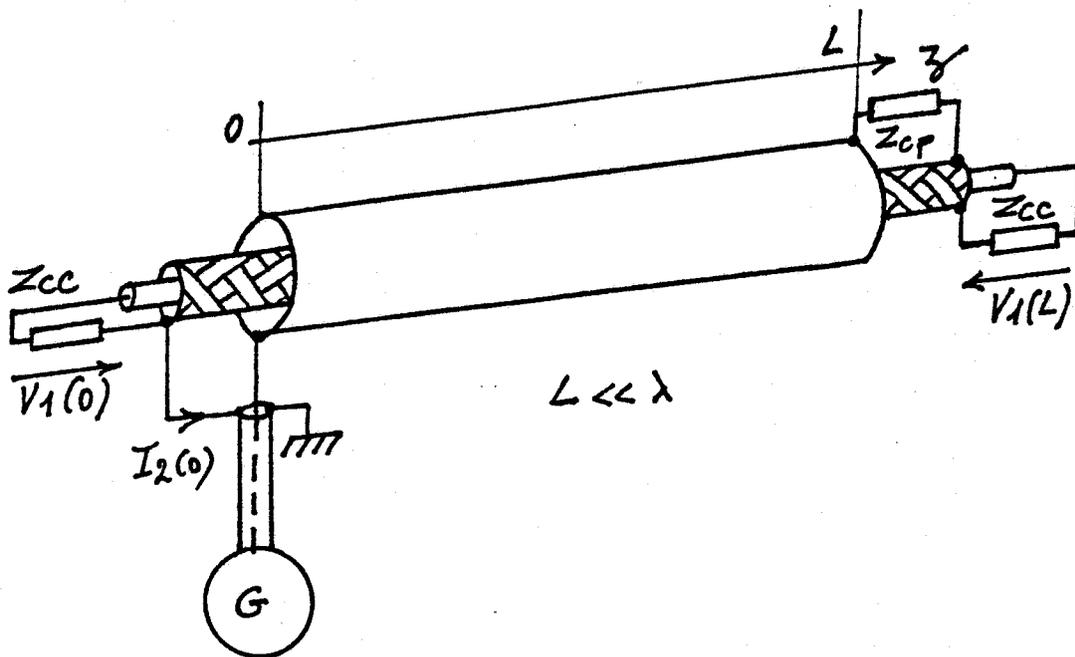


Figure 10 : Conventions adoptées pour les différentes grandeurs nécessaires au calcul de Z_t

Nous raisonnerons pour cela à partir du schéma de la figure 10. On peut simuler le fonctionnement du banc en cherchant la solution des équations différentielles des lignes couplées.

$$\begin{aligned}
 -\frac{dV_c}{dz} &= Z_c I_c - Z_t I_p \\
 -\frac{dV_p}{dz} &= -Z_t I_c + Z_p I_p
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
 -\frac{dI_c}{dz} &= Y_c V_c + Y_t V_p \\
 -\frac{dI_p}{dz} &= Y_p V_p + Y_t V_c
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Où Z_c et Y_c seront les impédances et admittances linéaires de la ligne coaxiale, tandis que Z_p et Y_p seront celles relatives à la ligne perturbatrice.

Dans ces systèmes d'équations différentielles, Z_t et Y_t sont l'impédance et l'admittance de transfert telles que nous les avons définies précédemment.

Avant de résoudre ce système il est intéressant de remarquer que l'influence de la ligne coaxiale sur la ligne perturbatrice sera faible ; ceci est d'autant plus vrai que les tensions et courants résiduels propagés sur la ligne coaxiale sont de loin très inférieurs à ceux existants sur la ligne perturbatrice.

Considérons maintenant le cas évoqué plus haut où les extrémités des lignes perturbatrices et coaxiales sont chargées sur leurs impédances caractéristiques, notées Z_{cc} et Z_{lp} sur le schéma de la figure 10.

La résolution des systèmes (8) et (9) conduit aux expressions suivant des tensions de paradiaphonie et de télédiaphonie :

$$V_c(0) = -\frac{1}{2} (Z_t + Z_{cc} Z_{cp} Y_t) I_p L F_0(\gamma_c, \gamma_p, L) \tag{10}$$

$$V_c(L) = -\frac{1}{2} (Z_t - Z_{cc} Z_{cp} Y_t) I_p L F_L(\gamma_c, \gamma_p, L) \tag{11}$$

Il apparait deux fonctions qui pondèrent $V_c(0)$ et $V_c(L)$. Ces deux fonctions sont :

$$F_0(\gamma_c, \gamma_p, L) = \frac{1 - e^{-(\gamma_p + \gamma_c)L}}{(\gamma_c + \gamma_p)L} \quad (12)$$

$$F_L(\gamma_c, \gamma_p, L) = \frac{1 - e^{-(\gamma_c - \gamma_p)L}}{(\gamma_p - \gamma_c)L} e^{-\gamma_c L} \quad (13)$$

Ces expressions font intervenir les exposants de propagation γ_p et γ_c des lignes perturbatrices et coaxiales respectivement, ainsi que la longueur L du système de mesure. Ces fonctions constituent ce que nous avons appelé "les fonctions de correction" puisqu'elles dépendent de la fréquence. Nous remarquons que lorsque la condition de propagation est satisfaite c'est-à-dire $\gamma_p L \leq 1$ et $\gamma_c L \leq 1$ les deux fonctions F_0 et F_L tendent vers l'unité. Analysons maintenant quelles sont leurs évolutions quand ces conditions ne sont plus satisfaites.

Comportement des fonctions F_0 et F_L

nous supposerons dans un premier temps que les atténuations dans les lignes perturbatrices et coaxiales sont négligeables. Les constantes de propagation se réduisent alors aux quantités purement imaginaires suivantes :

$$\gamma_c = j \frac{\omega c}{v_c} \quad (14)$$

$$\gamma_p = j \frac{\omega p}{v_p} \quad (15)$$

où V_p et V_c apparaissent comme étant respectivement les vitesses de propagation dans la ligne coaxiale et la ligne perturbatrice. L'évolution des modules F_o et F_L en fonction de la fréquence est présentée à la planche PL (A-II).

La planche PL (A-III) montre quant à elle, l'évolution de la phase de ces deux mêmes fonctions. Ces résultats ont été obtenus pour une longueur L égale à 1 mètre. Nous avons par ailleurs choisi une vitesse V_p égale à la vitesse de la lumière, ce qui est justifié puisque la ligne perturbatrice est à diélectrique air.

Une estimation de la vitesse dans le câble coaxial V_c , nous a conduit à une valeur d'environ 2.10^8 m/s en prenant une valeur de permittivité électrique du polyéthylène $\epsilon_r = 2,35$.

Comme nous pouvons le constater, aux fréquences élevées, les fonctions F_o et F_L enregistrent d'importantes variations où on distingue très nettement des minimums et des maximums.

Intéressons nous maintenant aux valeurs pour lesquelles se produisent les premiers minimums. La recherche de la position de ces singularités conduit à l'expression, notée F_{on} , pour la fonction F_o :

$$F_{on} = \frac{n}{\left(1 \frac{1}{V_c} + \frac{1}{V_p}\right) L} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (16)$$

et à l'expression notée F_{Ln} pour la fonction F_L :

$$F_{Ln} = \frac{n}{\left(1 \frac{1}{V_c} - \frac{1}{V_p}\right) L} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (17)$$

où V_c , V_p , L ont les mêmes significations que précédemment. On peut affirmer en premier lieu que ces minimums par lesquels passent les fonctions F_o et F_L traduisent d'une certaine façon la limite de détermination des paramètres de transfert, pour une ligne de longueur donnée. Nous constatons par ailleurs que le premier zéro de la fonction F_L se produit à une fréquence beaucoup plus élevée que pour la fonction F_o .

En d'autres termes, cela signifie que la tension de télédiaphonie sera moins sensible aux phénomènes de propagation que la tension de paradiaphonie. En reprenant l'exemple cité plus haut, on trouve pour F_{o1} et FL_1 les valeurs suivantes :

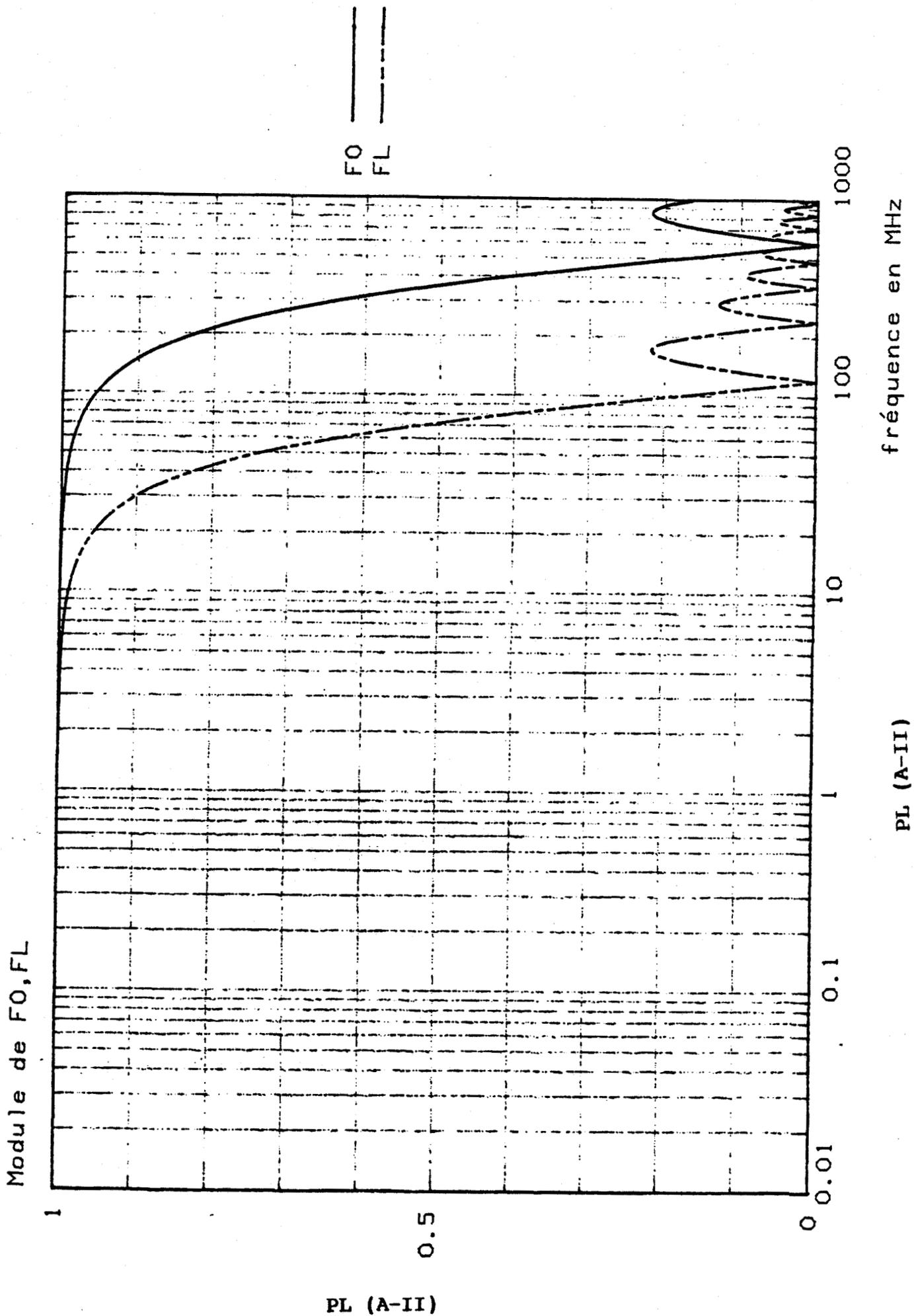
$$F_{o1} = 120 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad FL_1 = 600 \text{ MHz}$$

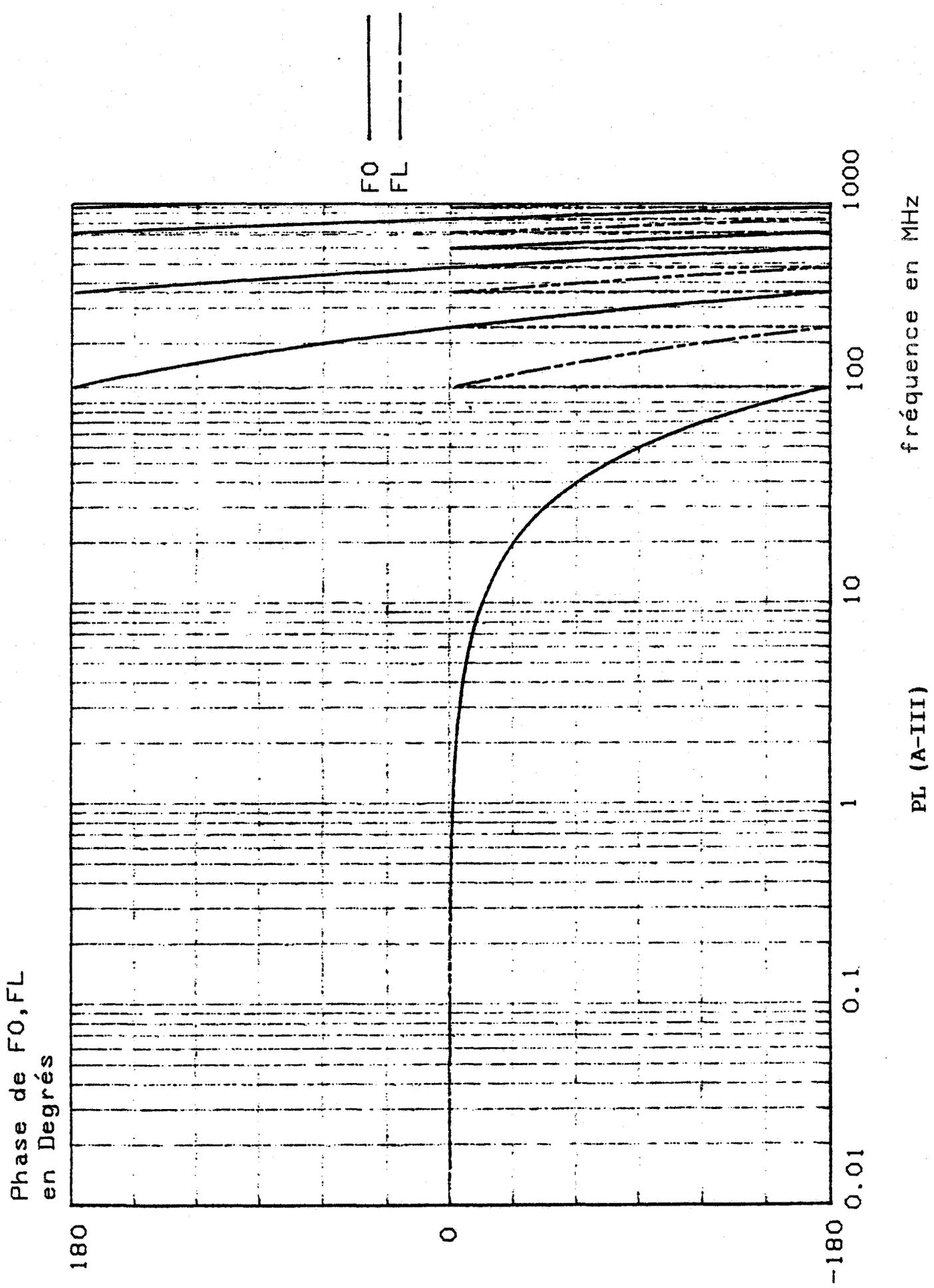
Le tableau n° 1 effectue une comparaison entre module et phase des tensions de paradiaphonie et de télédiaphonie pour des valeurs particulières de la fréquence.

FREQUENCE	10	30	50 MHz	100 MHz
Erreur absolue sur $V_1(o)$	2 %	12 %	29 %	86 %
Erreur absolue su $V_1(L)$	0 %	1 %	2 %	6 %
Erreur absolue sur la phase de $V_1(o)$ et de $V_1(L)$	- 16°	- 45 °	- 80 °	- 150 °

Tableau n° 1

Si l'on compare l'erreur absolue entre les tensions $V_1(o)$ et $V_1(L)$ à la fréquence de 100 MHz on constate que l'erreur commise sur le module de $V_1(o)$ est de 83 % alors qu'elle n'est que de 6 % pour le module de $V_1(L)$. Par ailleurs, on constate que la phase a subit une rotation de 150° pour cette même fréquence aussi bien en télédiaphonie qu'en paradiaphonie.





PL (A-III)

I-5.2. MESURES DE ZT AUX FREQUENCES SUPERIEURES A 30 MHZ

I-5.2.1. Utilisation de la tension de télédiaphonie

Dans le cas où nous aurons affaire à des câbles à bon recouvrement de blindage, pour lesquels l'admittance de transfert est négligeable, il sera donc plus avantageux d'effectuer la mesure de la tension de télédiaphonie plutôt que celle de para-diaphonie comme nous venons de le mettre en évidence dans le paragraphe précédent. L'impédance de transfert sera donnée par l'expression :

$$Z_t = \frac{2}{L} \frac{V_1(L)}{I_2(0)} \quad (18)$$

L'exploitation de la tension de télédiaphonie offre donc de bien meilleures conditions, puisqu'elle permet dans ce cas d'accéder à l'impédance de transfert à une fréquence bien plus importante. Dans le dernier chapitre de notre thèse, cette propriété sera utilisée pour déterminer l'impédance de transfert en haute fréquence.

I.5.2.2. Introduction à la méthode de la discontinuité de blindage

Si nous reprenons les expressions (16) et (17) nous remarquons que les fréquences singulières de chaque zéro sont inversement proportionnelles à la longueur L de l'échantillon de câble.

Compte-tenu des erreurs dues aux phénomènes de propagation si l'on voulait atteindre une fréquence de 1 GHz, nous serions conduits alors à prendre des longueurs de câbles de l'ordre de quelques centimètres, en accédant à la tension $V_1(0)$, et de 6 centimètres pour $V_1(L)$.

De telles longueurs sont bien entendues irréalistes sur le plan pratique, car il serait bien délicat de réaliser une éprouvette, munie de connecteur de si petite longueur.

Puisque l'accès aux tensions perturbatrices constitue à lui seul une difficulté importante, la solution permettant de contourner cette difficulté peut être de traiter le câble comme une discontinuité de blindage, figure 11.

Il suffit alors pour cela de recouvrir le blindage du câble d'un bon écran électromagnétique, étanche aux perturbations, sauf dans sa partie médiane où on laissera apparaître une longueur de quelques centimètres de blindage de câble qui sera seul exposé à l'onde perturbatrice.

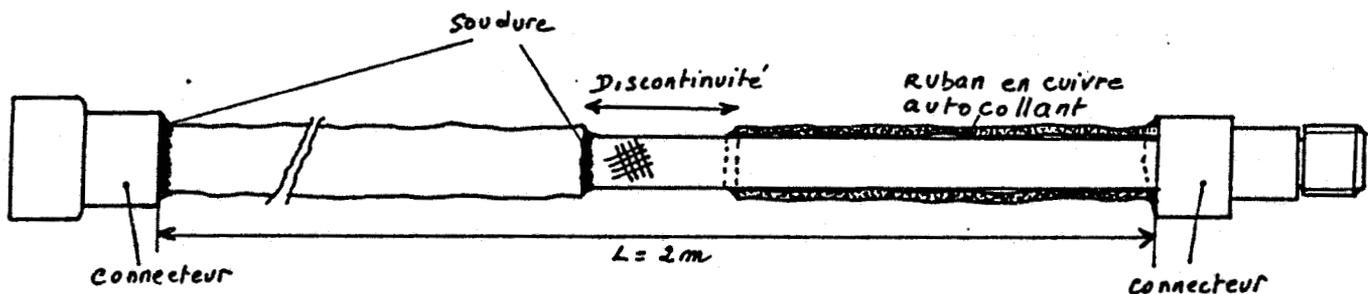


Figure 11 : Représentation schématique du détail de mise en oeuvre de la discontinuité de blindage

I-5.2.3. Méthode de la courbe enveloppe

Nous avons vu précédemment qu'au delà d'une certaine fréquence les phénomènes de propagation intervenaient et modifiaient le résultat final.

Toutefois, étant donné la loi d'évolution des fonctions F_0 , F_L (12) et (13), on peut être tenté d'étendre les méthodes dites basses fréquences vers de plus hautes fréquences. Cette méthode a été appliquée aux laboratoires des PTT Suisses, [9].

Elle est basée sur le même principe de banc de mesures qu'en basses fréquences, avec toutefois, une précaution particulière en ce qui concerne l'adaptation de la ligne perturbatrice.

Si l'on s'intéresse cette fois-ci à la position des maximums des fonctions F_0 et F_L explicitées précédemment, on s'aperçoit que ceux-ci varient de façon inversement proportionnelle à la fréquence.

Plaçons nous dans un cas particulier et supposons pour plus de simplicité dans notre raisonnement, que nous ayons une évolution de l'impédance de transfert s'identifiant à la réactance de transfert, soit :

$$Z_t = j L_t \omega \tag{19}$$

Il s'en suivra que le lieu des maximums de la fonction de transfert suivra une caractéristique indépendante de la fréquence comme il est montré à la figure 12.

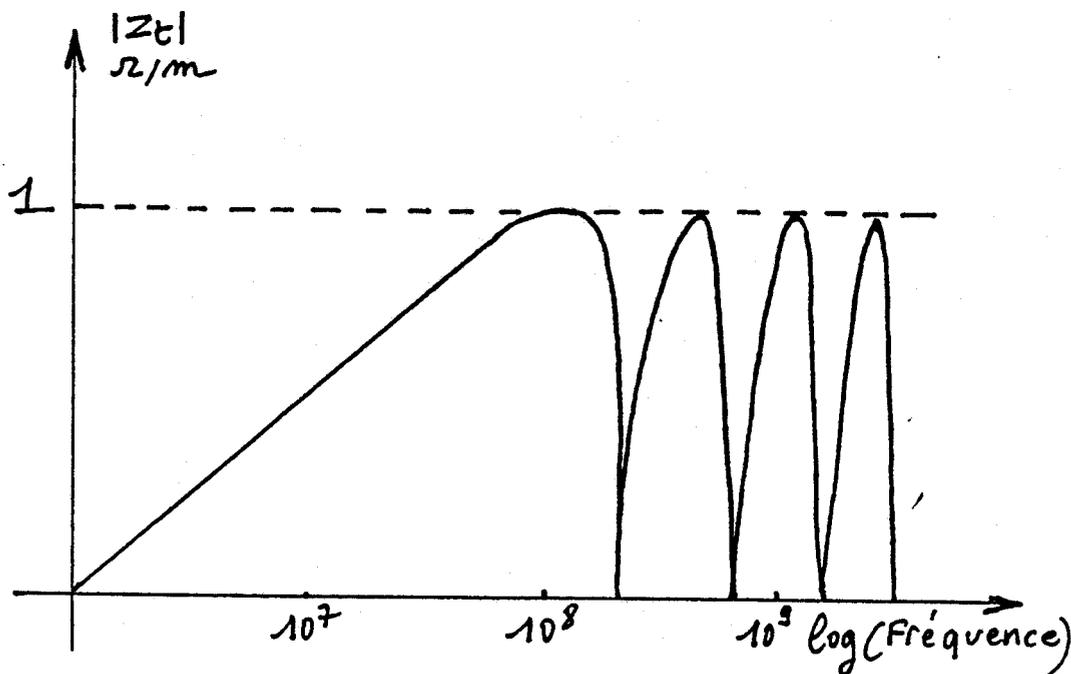


Figure 12 : Influence des phénomènes de propagation sur l'évolution de l'impédance de transfert d'un câble coaxial.

En conséquence, il est donc tout à fait possible de relier la loi d'évolution de Z_t à la fréquence.

Cette méthode suppose toutefois une excellente garantie de l'adaptation électrique des lignes de propagation. Son application nécessite d'autre part des échantillons de longueurs bien supérieures à la longueur d'onde, ce qui en limite l'usage dans la gamme de fréquences allant de 10 MHz à 100 MHz pour laquelle l'échantillon dépasserait plusieurs mètres.

1-5.2.4. Méthode de la pince absorbante

Description du système

Le principe général de la méthode de la pince absorbante est décrit à la figure 13, [9] et [10].

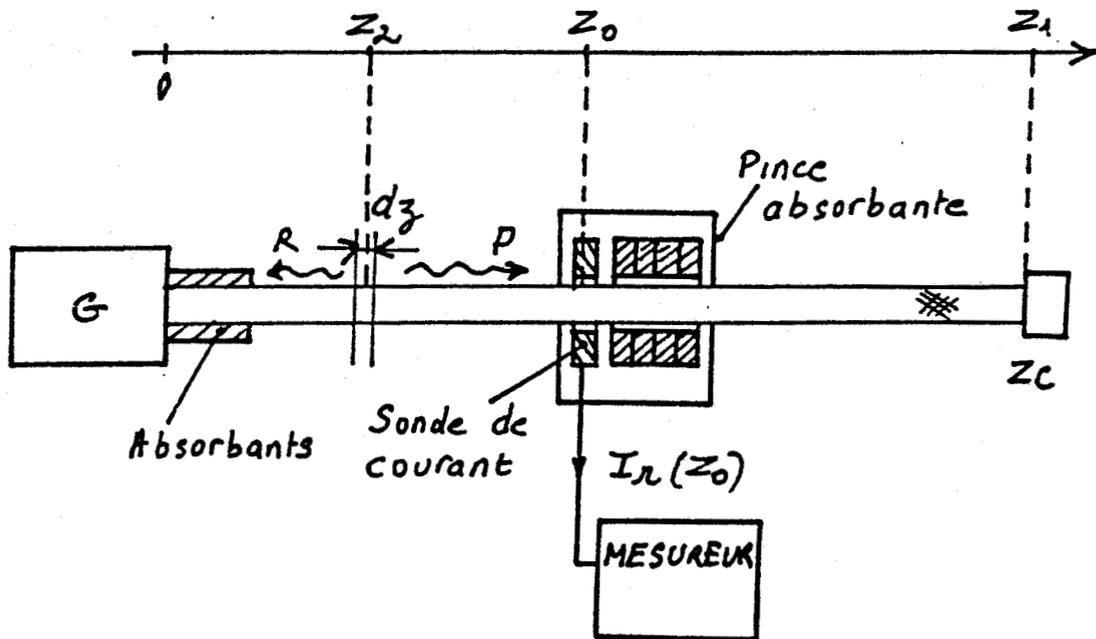


Figure 13 : Principe de la méthode de la pince absorbante

On vient connecter à l'une des extrémités du câble coaxial un générateur de signaux sinusoïdaux haute fréquence, tandis que l'extrémité opposée est terminée sur l'impédance caractéristique du câble, égale à 50Ω .

La longueur du câble est choisie bien supérieure à la longueur d'onde des signaux injectés. Ce dernier est disposé à une distance supérieure à 80 centimètres au-dessus du sol et éloigné de toute paroi absorbante.

Les imperfections de recouvrement du blindage créent, à l'extérieur du câble, la propagation d'une onde de surface, qui va se propager parallèlement à l'axe du câble.

Considérons maintenant une longueur infinitésimale dz du câble, située à l'abscisse $z = z_0$. Celle-ci donne naissance à une onde progressive se propageant dans le sens des z positifs, ainsi qu'à une onde régressive dans le sens opposé.

La mise en place côté générateur d'un absorbant micro-ondes, constitué de matériaux ferrite, atténue l'onde régressive.

Un résultat équivalent est obtenu du côté opposé, réduisant ainsi l'onde régressive. Nous donnons à titre indicatif, un schéma de principe plus détaillé de la pince uniquement à la figure 14.

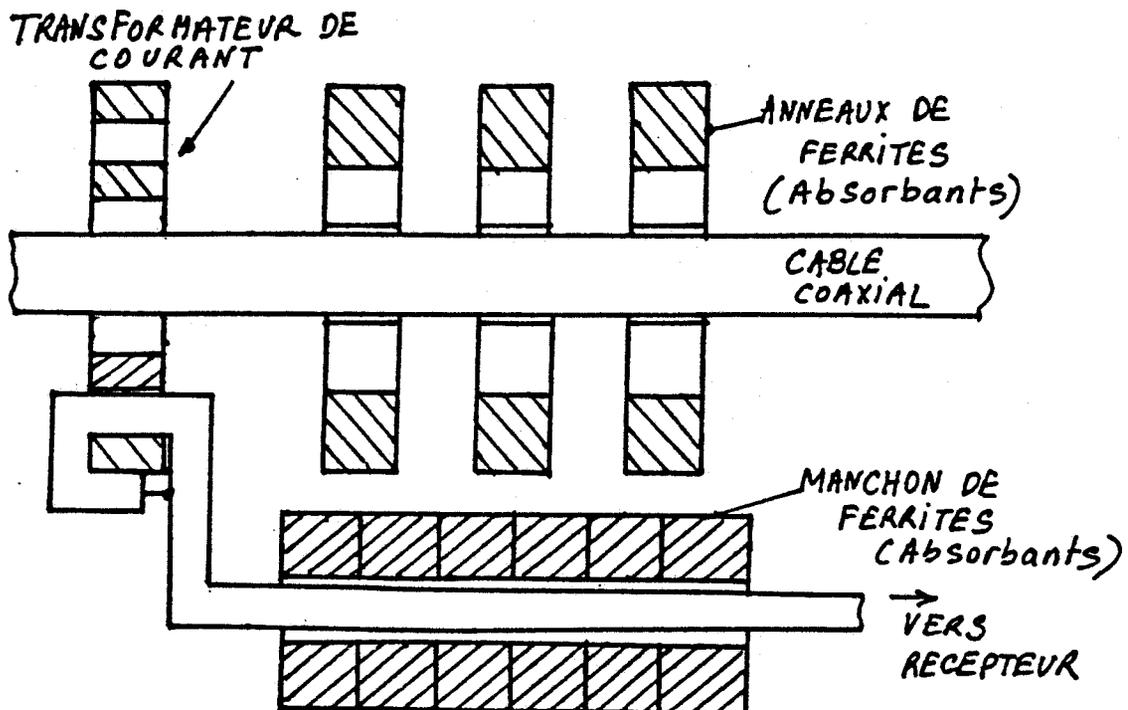


Figure 14 : détail du dispositif de mesure du courant

Le courant $I_r(z_0)$ associé à l'onde progressive est donc seul mesuré par le transformateur de courant de la pince absorbante, figure 14.

On remarquera par ailleurs, que les réflexions provenant du tronçon situé au-dessus de z_0 n'ont aucun effet.

L'expression analytique du courant $I_r(z_0)$ peut être évaluée par l'intégration de toutes les sections infinitésimales comprises entre $z = 0$ et $z = z_0$:

$$I_r(z_0) = \frac{1}{2} \frac{Z_t}{Z_{cr}} I_c(0) Z_0 \frac{1 - e^{-(\gamma_c - \gamma_r) z_0}}{(\gamma_c - \gamma_r) Z_0} e^{-\gamma_r z_0} \quad (20)$$

expression analogue à l'expression (11) donnant la tension de télédiaphonie et où :

- Z_t : représente l'impédance de transfert du câble,
- $I_c(0)$: le courant existant sur le câble coaxial en $z = 0$
- γ_c : l'exposant linéique de propagation de l'onde se propageant dans le câble coaxial
- γ_c et Z_{cr} : respectivement, l'exposant linéique de propagation et l'impédance caractéristique de l'onde de surface.

D'une manière analogue à l'expression (11), l'expression (20) fait apparaître une succession de minimums et de maximums à des fréquences correspondant au cas où la longueur d'onde est très petite devant la longueur du câble (Z_0).

L'atténuation procurée par le blindage peut être évaluée en enregistrant les maximums de puissance reçus en fonction de la fréquence. Elle sera donnée par l'expression suivante :

$$a_s = 10 \log \left(\frac{P_r(z_0) |_{\text{maxi}}}{P_0} \right) \quad (21)$$

où $Pr (Z_0)|_{\text{maxi}}$ correspond à la valeur de ces maximums de puissance,

et P_0 à la puissance injectée dans le câble coaxial.

Une première manière de procéder pour évaluer "as" en fonction de la fréquence est d'imposer la fréquence du générateur connecté à l'entrée du câble coaxial et de rechercher les maximums de $Pr (Z_0)$ en déplaçant la pince selon l'axe z ou bien l'absorbant situé près du générateur.

Une autre technique sera de placer la pince absorbante près de l'origine en $z = z_0$ et de balayer avec un faible pas fréquentiel le spectre des fréquences, de manière à effectuer complètement l'enregistrement de ces maximums. Notons que dans ce cas, on n'est pas maître des fréquences d'évaluation de "as".

Relation entre l'impédance de transfert et l'atténuation d'écran

Nous nous proposons de relier cette atténuation à la valeur de l'impédance de transfert du blindage du câble coaxial.

Conformément à l'expression (20), il nous faut pour cela connaître les paramètres γ_r , z_{cr} et $Ir (z_0)$.

L'exposant linéique de propagation γ_r peut être assimilé à sa composante imaginaire :

$$\gamma_r = j \frac{2\pi F}{c} \quad (22)$$

où F représente la fréquence,

et C la vitesse de la lumière.

L'impédance caractéristique de l'onde de surface, peut être confondue avec l'impédance d'un fil longitudinal infini :

$$Z_{cR} = 60 \left[\log \left(\frac{c}{\pi d F} \right) + 0,116 \right] \quad (23)$$

L'accès au courant I_r (Z_0) se fera au moyen du coefficient d'atténuation "as" (21).

Il faudra en pratique, tenir compte dans son évaluation, d'un coefficient de calibration propre à la pince absorbante qui dépend de la fréquence et du diamètre du câble, généralement fourni par le constructeur sous forme d'abaques. Il sera relié à "as" par la relation :

$$\bar{a}_s = a_s - A_{mds} \quad (24)$$

En définitive l'impédance de transfert z_t sera approchée par l'expression :

$$z_t = \frac{2\pi F}{c} \sqrt{\epsilon_r - 1} Z_{cR} - Z_{cc} e^{-\frac{\bar{a}_s(z_0)}{20}} \quad (25)$$

où ϵ_{rc} représente la permittivité diélectrique de l'isolant primaire du câble coaxial,

et Z_{cc} son impédance caractéristique.

1-6. CONCLUSION

Après un bref rappel du principe de mesure de l'impédance de transfert du blindage d'un câble coaxial, nous avons essayé d'effectuer une énumération des différentes méthodes de mesures usuelles.

Nous nous sommes attachés en premier lieu à la description des structures classiques employées pour des fréquences inférieures à 30 MHz : le banc triaxial et le banc quadriaxial. Les difficultés inhérentes à chacune de ces deux structures ont pu être appréhendées. Il ressort de cette étude comparative que le banc triaxial reste très simple dans sa réalisation et son utilisation malgré les inconvénients importants qu'il présente, notamment par sa structure extérieure rayonnante nécessitant l'utilisation d'une cage de Faraday. Le problème de la sensibilité reste toutefois la principale difficulté comme nous avons pu le mettre en évidence par les effets dus aux connecteurs. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de nous appesantir sur ce problème au cours du prochain chapitre.

L'approche théorique des phénomènes de propagation au moyen de la théorie des lignes couplées a permis de mettre en évidence l'importance de ces derniers. En effet, aux fréquences supérieures à 30 MHz, les bancs à structure classique ne conviennent plus, du fait que leur longueur avoisine celle de la longueur d'onde du signal perturbateur. C'est à partir de ces résultats que découle en partie les méthodes de mesures hautes fréquences proposées ensuite. Parmi celles-ci, nous aurons l'occasion de développer la méthode de la discontinuité de blindage au cours du chapitre IV de notre thèse.

Nous nous proposons maintenant de décrire dans le détail le fonctionnement et les résultats expérimentaux que nous avons obtenus au moyen du banc de mesures à structure triaxiale et sur lequel nous avons porté notre intérêt.

CHAPITRE II

RECHERCHE D'UNE METHODE DE MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DES CABLES A HAUTE IMMUNITE

II-1 INTRODUCTION

II-2 DESCRIPTION COMPLETE DU BANC DE MESURES

II.2.1. PRESENTATION DE LA CHAINE DE MESURES

II.2.2. DESCRIPTION DE LA CHAINE DE RECEPTION

II.2.3. GENERATION ET MESURE DU COURANT PERTURBATEUR

II-3 ETALONNAGE DU BANC DE MESURES

II.3.1. PROCEDURE D'ETALONNAGE DU BANC DE MESURES

II-4 APPLICATION A LA MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DE CABLES A HAUTE IMMUNITE

II.4.1. PRESENTATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

II.4.2. INTERPRETATION PHYSIQUE DES RESULTATS

II.4.2.1. Influence du ruban homogène

II.4.2.2. Influence de la tresse acier

II-5 CONCLUSION

I-1. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la description d'un banc de mesures triaxial des paramètres de transfert des blindages des câbles coaxiaux. Nous nous intéresserons principalement à la détermination de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux à haute immunité.

Nous décrirons en premier lieu la structure du banc de mesures. La chaîne de mesures qui lui est associée ainsi que le processus de gestion automatique seront présentés ensuite.

Les possibilités et la sensibilité minimales du banc de mesures seront évaluées au cours d'une phase d'étalonnage.

Nous donnerons enfin quelques caractéristiques d'impédance de transfert de cinq prototypes de câbles possédant plusieurs blindages particuliers, dits à haute immunité. Une interprétation des résultats expérimentaux obtenus sera donnée.

I-2. DESCRIPTION COMPLETE DU BANC DE MESURES

II.2.1. PRESENTATION DE LA CHAINE DE MESURES

Le schéma de la planche PL (B-1) regroupe l'ensemble des éléments qui constituent la chaîne de mesures utilisée.

C'est à partir d'une structure triaxiale tout à fait classique, que nous déterminerons l'impédance de transfert des câbles coaxiaux équipés de blindages très performants. Nous utiliserons pour cela une excitation de type harmonique, permettant de couvrir la gamme de fréquence 10 kHz - 20 MHz.

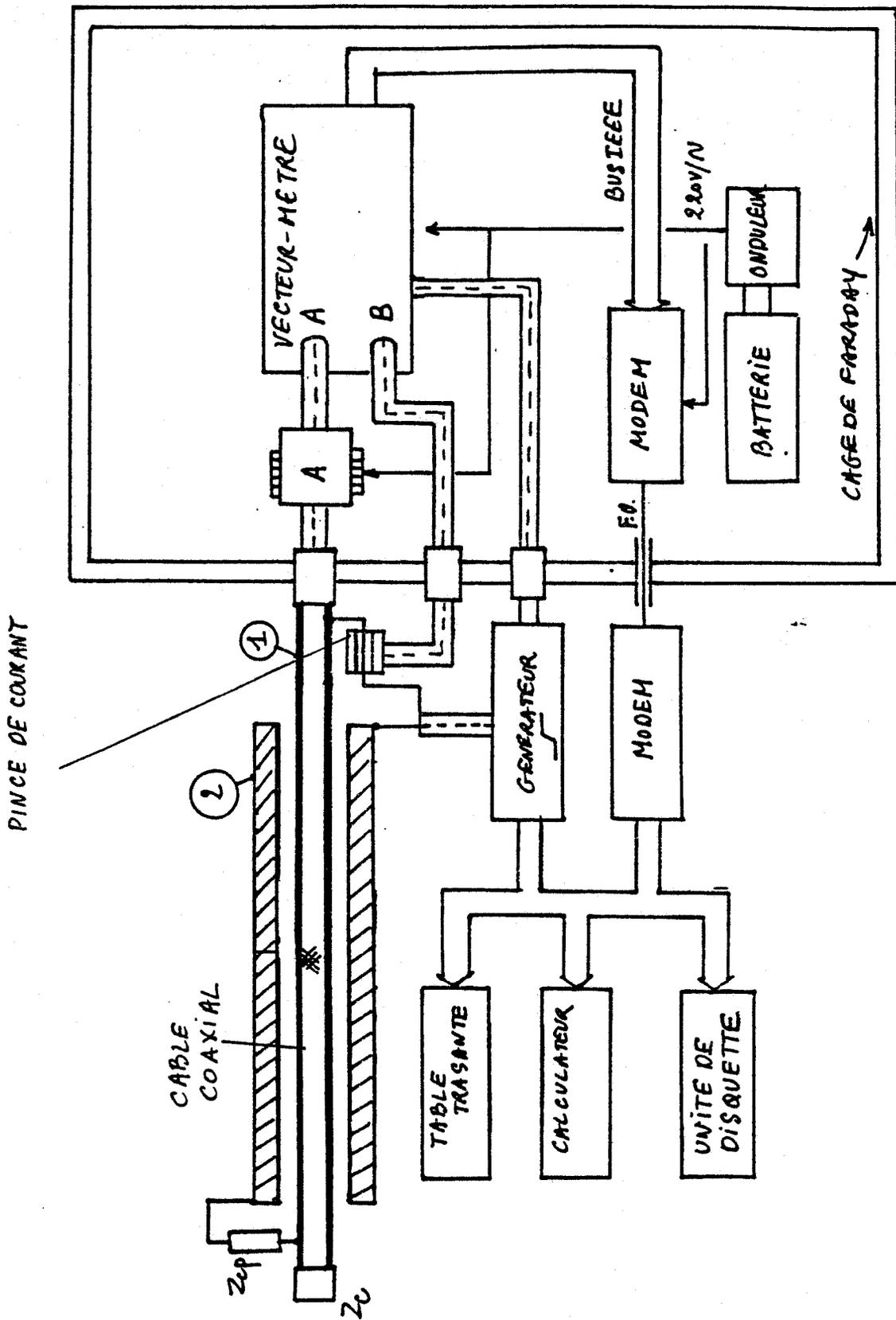
Sur ce schéma nous retrouvons les différents composants décrits dans l'étude de principe faite au premier chapitre de notre thèse.

C'est ainsi que nous distinguons tout d'abord la ligne perturbatrice extrêmement simple puisqu'elle se compose d'un conduit cylindrique en laiton, d'une longueur de 2 mètre environ possédant une épaisseur de 1,6 millimètre et un diamètre extérieur égal à 24 millimètres. Le câble éprouvette est logé à l'intérieur de ce conduit et est correctement centré au moyen d'entretoises isolantes.

Les tensions perturbatrices $V_C(0)$ et $V_C(L)$ peuvent être mesurées aux deux extrémités du câble. La liaison avec la chaîne de mesures se fait au moyen de connecteurs coaxiaux de type N.

Au cours des expériences réalisées sur différents échantillons de câbles, il est apparu que la qualité du contact entre l'embase du connecteur et le blindage du câble jouait un rôle important.

Les résultats les meilleurs, mais aussi les plus reproductibles sont obtenus en pratiquant un cordon de soudure sur toute la périphérie du contact blindage-connecteur.



PL (B-1)

La ligne perturbatrice est connectée sur une charge 50Ω pouvant dissiper au moins 50 W. Pour tenter de déterminer en effet, de très faibles valeurs d'impédances de transfert, nous avons tout intérêt à accroître le plus possible la valeur du courant perturbateur de façon à placer le minimum des tensions recueillies au-dessus du seuil de sensibilité de la chaîne de réception. Pratiquement, un courant de quelques ampères permet de satisfaire cette condition et assure un confort dans la mesure des tensions perturbatrices.

La chaîne de réception est protégée du champ électromagnétique par une cage de Faraday. Sur l'un des panneaux de cette cage pénètrent un certain nombre d'informations, nécessaires au traitement de la mesure.

Il s'agit tout d'abord, de la tension provenant du capteur de courant qui indique la valeur du courant perturbateur. Il vient ensuite la tension prélevée à l'extrémité du câble et enfin, un signal de synchronisation provenant du générateur qui est nécessaire au récepteur de mesure situé dans la cage de Faraday.

Un calculateur assure enfin le dialogue entre les différents appareils de mesures par l'intermédiaire d'un bus optique.

La liaison entre le capteur de courant et la face avant de la cage de Faraday est par contre faite par un câble coaxial ; le niveau du signal est ici suffisamment élevé pour éviter tout risque d'interférence avec le champ ambiant.

Le signal de synchronisation est également véhiculé par une structure coaxiale. Nous verrons que cette liaison peut engendrer une erreur systématique de la mesure du courant perturbateur. Seule l'utilisation d'un coupleur opto-électronique isolant électriquement les circuits, permet d'éviter toute pénétration de courants parasites à ce niveau.

Une liaison par fibre optique permet de transmettre les ordres de commande entre le contrôleur et le récepteur de mesure. Les mesures préliminaires avaient montré que les bus de liaison informatiques véhiculaient également des courants parasites.

II-2.2. DESCRIPTION DE LA CHAINE DE RECEPTION

La mesure de la tension perturbatrice et du courant perturbateur sera effectuée au moyen d'un vecteur-mètre programmable de type "ZPV ROHDE ET SCHWARZ".

Ce modèle de récepteur couvre, dans sa présente version, la gamme de fréquences 50 Hz à 50 MHz avec une bande passante pouvant être réduite à 1 kHz ou 200 Hz suivant la région du spectre explorée. Sa sensibilité minimale est de 3,3 μ v environ. Cet appareil comporte deux voies d'entrée A et B. Nous ferons parvenir sur la voie A la tension perturbatrice et sur la voie B le signal issu du capteur mesurant le courant perturbateur.

L'appareil détermine directement le rapport des signaux B/A. La dynamique extrême de mesure est de 110 dB dans cette position. On peut accroître celle-ci en plaçant des atténuateurs en sortie du capteur de courant afin d'améliorer la sensibilité de la chaîne. Elle peut être améliorée également par l'utilisation d'un amplificateur de tension à faible bruit. L'amplificateur sera installé à l'intérieur de la cage de Faraday.

Pour éviter tous risques de pénétration de courant HF par les alimentations secteurs extérieures à la cage, nous avons préféré alimenter ces équipements placés à l'intérieur, par l'intermédiaire d'un onduleur alimenté par deux batteries de 24 Volts. Nous avons pu vérifier par ailleurs que son influence sur les équipements était sans conséquences.

II-2.3. GENERATION ET MESURE DU COURANT PERTURBATEUR

La sensibilité de la méthode de mesure est directement liée à la valeur du courant perturbateur injecté dans le blindage du câble coaxial. Nous distinguerons ici deux modes d'injection : par couplage direct du générateur à la ligne perturbatrice et par couplage indirect au moyen d'un transformateur de courant.

Le couplage direct est certainement le moyen le plus simple pour générer un courant perturbateur dans le blindage du câble. Pour cela, le conduit cylindrique est porté au potentiel du générateur alors que la masse générateur est à l'équipotentielle du blindage éprouvette et de la cage de Faraday.

Ce mode d'injection introduit un effet parasite lié au courant dérivé par le câble de synchronisation. Le courant perturbateur peut en effet emprunter deux circuits pour le retour vers le générateur. Ces deux circuits sont le blindage du cordon coaxial reliant le générateur à la cage de Faraday et le blindage du câble de synchronisation reliant le générateur à la cage de Faraday, figure 15.

La répartition des courants dépend de l'impédance offerte par chacun de ces circuits qui elle-même dépend de la longueur de ces câbles.

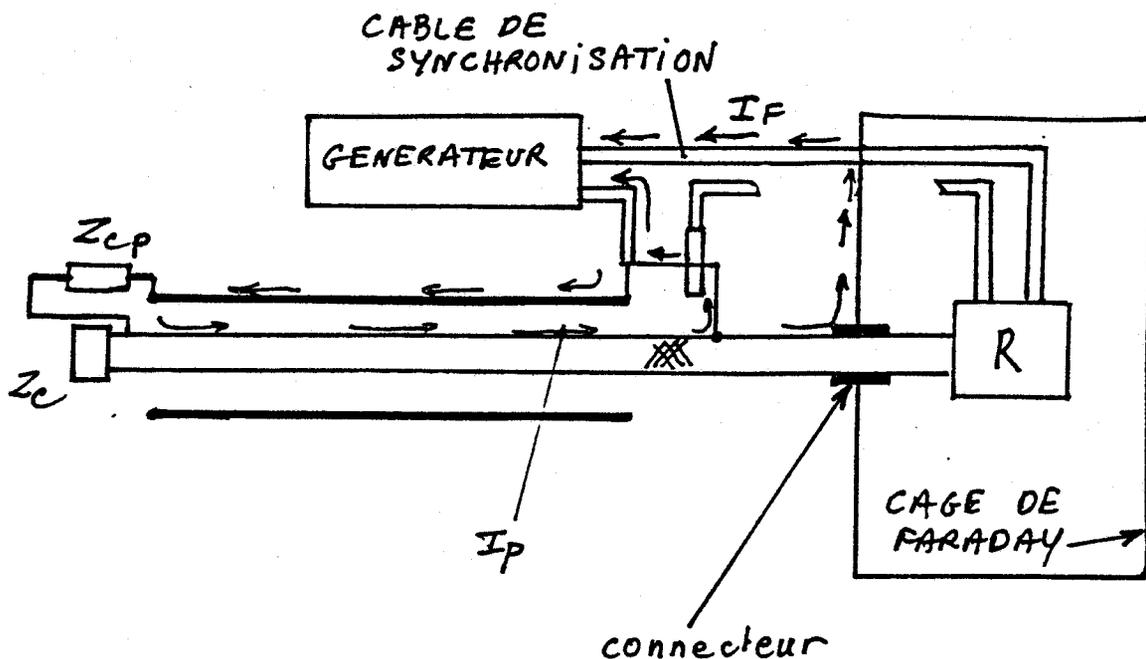


Figure 15 : Chemin suivi par le courant de fuite I_f dans le cas de l'injection directe

Dans la configuration actuelle du banc de mesures, les courants dérivés par le blindage du câble de synchronisation ont une amplitude assez faible. Toutefois, ils ne sont pas négligeables puisqu'ils vont occasionner des effets parasites comme nous allons le voir.

Le premier de ces effets est la circulation d'un courant de fuite I_f sur la surface du connecteur coaxial reliant l'échantillon à la chaîne de mesure (fig.15) et dont la conséquence sera d'engendrer une tension parasite supplémentaire qui sera prise en compte lors de la mesure des tensions perturbatrices.

Le deuxième effet consiste en une erreur de mesure sur la valeur du courant perturbateur puisque dans le cas où le capteur de courant est placé sur la connexion filaire reliant le blindage de l'éprouvette au blindage du cordon coaxial du générateur, on ne mesure pas le véritable courant injecté dans la ligne perturbatrice.

L'élimination de ce courant de dérivation est possible en insérant un coupleur opto-électronique pour transmettre le signal de synchronisation comme il a été dit précédemment.

Le couplage indirect élimine en principe le courant de dérivation. Le générateur est connecté au primaire d'un transformateur torrique installé sur le blindage du câble coaxial éprouvette. Le secondaire du transformateur est alors composé de la ligne perturbatrice court-circuitée aux deux extrémités. Cette solution présente l'avantage de pouvoir injecter des courants importants (plusieurs ampères), figure 16.

Il est intéressant de comparer l'amplitude du courant dérivé sur le connecteur de liaison éprouvette-chaîne de réception. A ce titre, nous avons rassemblé dans le tableau n° 2 quelques résultats de mesures obtenus pour des fréquences comprises entre 20 kHz et 3 MHz correspondant d'ailleurs à la bande passante du transformateur.

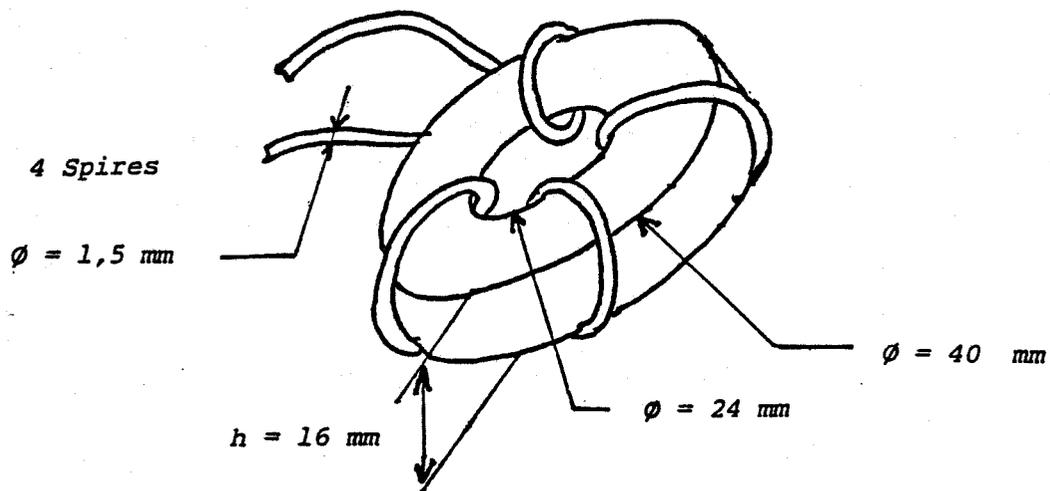


Figure 16 : détail des caractéristiques de la sonde de courant

I_p est le courant perturbateur et S_p le rapport exprimé en dB du courant I_p et du courant I_f dérivé par le connecteur. Ce rapport avoisine 20 à 30 dB pour l'injection directe alors qu'il évolue entre 80 dB aux fréquences basses jusqu'à une valeur de 17 dB à la fréquence de 3 MHz pour l'injection par transformateur.

F	Injection directe		Injection par transformateur	
	Courant perturbateur I_p	Rapport courant perturbateur courant de fuite	Courant perturbateur I_p	Rapport courant perturbateur courant de fuite
20 KHz	0,4 A	24 dB	1,6 A	70 dB
100 KHz	0,6 A	33 dB	2,2 A	80 dB
500 KHz	0,5 A	33 dB	1,8 A	65 dB
1 MHz	0,5 A	31 dB	1,6 A	52 dB
5 MHz	0,5 A	23 dB	0,28 A	17 dB
10 MHz	10 mA*	12 dB	0,1 A	10 dB

Cette faible valeur I_p est due à la bande passante de

* l'amplificateur de puissance.

Tableau n° 2

Nous remarquons également au vu de ces valeurs que le courant perturbateur en injection directe n'est que de 0,5 A alors qu'il est de 1,6 A avec la méthode utilisant le transformateur d'injection.

L'isolation galvanique introduit donc ici, par le biais du transformateur, un faible courant de fuite. Ce courant augmente toutefois avec la fréquence. Cette évolution apparaît clairement dans le tableau n° 2 entre 1 et 3 MHz où le rapport S_p , défini précédemment passe de 52 dB à 17 dB. Il semblerait donc que l'on atteigne au dessus de 1 MHz les limites du dispositif. En réalité, le courant de fuite n'est pas provoqué par la dérivation via le câble de synchronisation mais par le couplage électromagnétique du transformateur avec son environnement. On peut fortement atténuer ce couplage au moyen de blindages. Cette solution n'a pas été retenue, car elle complique singulièrement la mise en oeuvre technologique du banc de mesure et par voie de conséquences l'installation de l'éprouvette.

Des courants perturbateurs d'une amplitude de l'ordre de 2 ampères ont été obtenus en insérant un amplificateur de puissance entre le générateur et la ligne perturbatrice.

Nous aurons donc finalement les deux schémas électriques possibles de la figure 17 déjà introduits par ailleurs au chapitre I et que nous reproduisons à nouveau ci-dessous.

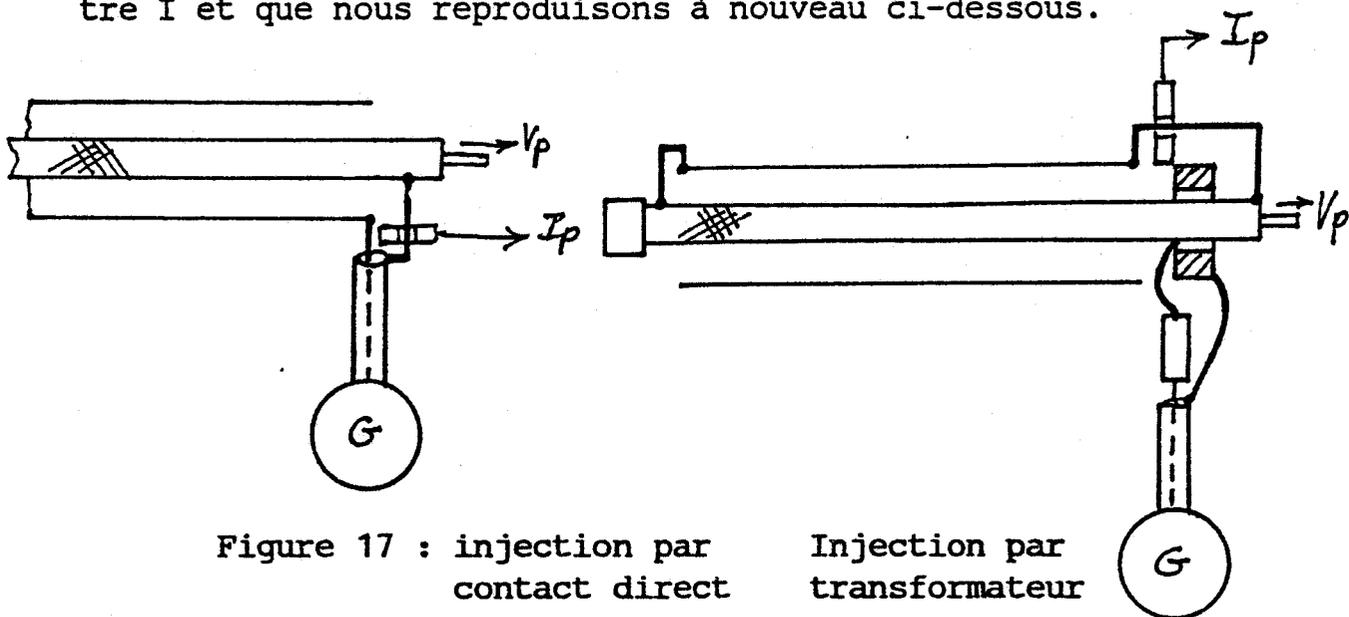


Figure 17 : injection par contact direct

Injection par transformateur

(a)

(b)

La mesure du courant perturbateur sera pratiquée au moyen d'une sonde de courant passive possédant une bande passante de 400 Hz - 400 MHz et une impédance de transfert de 0,5 Ω . La mesure sera pratiquée sur le conducteur de retour comme il est indiqué sur les figures 17 a et b.

II-2.4. CONTROLE AUTOMATIQUE DU BANC DE MESURES

L'utilisation d'un procédé automatique de mesures se révèle être un atout précieux en pratique.

Il permet de renouveler un très grand nombre d'acquisitions de valeurs et ainsi de vérifier la reproductibilité des résultats.

Pour les câbles à haute immunité, nous serons confrontés au problème de la mesure de niveaux très faibles et par ailleurs, perturbés par les tensions parasites provenant de l'environnement électromagnétique dans lequel se trouve le câble.

Les caractéristiques d'impédance de transfert obtenues, présentent donc des défauts imputables aux connecteurs coaxiaux reliant l'éprouvette à la face avant de la cage de Faraday.

Pour isoler ces défauts dans la caractéristique globale d'impédance de transfert, il est avantageux de pratiquer plusieurs itérations, avec différents couples de serrage du connecteur, afin de connaître son influence et par là même de la minimiser.

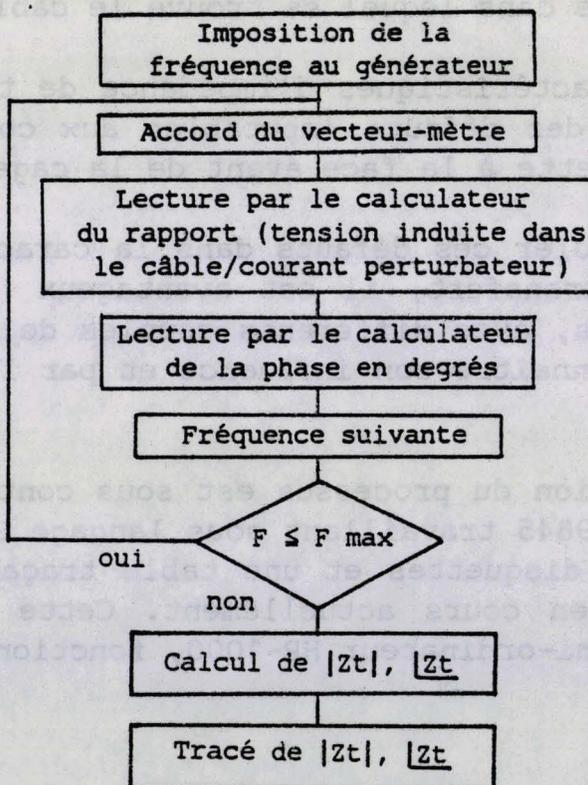
La gestion du processus est sous contrôle d'un calculateur de type HP-9845 travaillant sous langage BASIC, couplé à une double unité de disquettes et une table traçante. Une évolution du système est en cours actuellement. Cette version sera sous contrôle d'un mini-ordinateur HP-1000, fonctionnant sous FORTRAN.

DESCRIPTION DE L'ORGANIGRAMME

Nous avons développé un logiciel conversationnel offrant une très grande convivialité à l'expérimentateur. A chaque exploration fréquentielle celui-ci est amené à donner un certain nombre de renseignements, dont les principaux sont les suivants :

- Fréquence minimale et maximale d'exploration.
- Amplitude à la sortie du générateur de perturbation.
- Longueur du câble.
- Nature de l'impédance connectée à l'extrémité du câble.

Le logiciel permet d'effectuer une exploration de l'impédance de transfert depuis une fréquence minimale jusqu'à une fréquence maximale avec un pas en fréquence suffisamment petit pour assurer une représentation la plus homogène possible. Le synoptique du déroulement de la mesure est le suivant :



II-3. ETALONNAGE DU BANC DE MESURES

II-3.1. PROCEDURES D'ETALONNAGE DU BANC DE MESURES

La procédure d'étalonnage est une phase indispensable lors de la conception d'un équipement nouveau. Elle vise ici en premier lieu à donner les performances que l'on peut attendre du banc de mesures. Pratiquement, elle consiste à évaluer la plus petite impédance de transfert mesurable.

Cette limite sera atteinte lorsque les tensions parasites induites dans le câble seront supérieures à celles résultant de l'action du courant perturbateur circulant sur la gaine extérieure du câble.

Une manière d'apprécier cette sensibilité est d'utiliser un câble étalon pour lequel l'impédance de transfert est aisée à déterminer théoriquement. Il s'agit d'un câble coaxial éprouvette réalisé au laboratoire, possédant un blindage extérieur formé d'un conduit cylindrique en métal homogène.

Pour un tel type de blindage, le module de l'impédance de transfert possède une caractéristique évoluant de manière décroissante au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Ce comportement particulier de type passe-bas, permet facilement de rechercher la plus petite valeur mesurable de l'impédance de transfert.

Les caractéristiques de cette éprouvette sont les suivantes :

- diamètre extérieur : $D = 18,2$ mm
- épaisseur $e = 1,6$ mm
- conductivité $\sigma = 8 \cdot 10^6$ mho/m

Une relation analytique dérivée de l'expression complète de l'impédance de transfert établie par S.A. SCHELKUNOFF, [1], donne pour Z_t :

$$Z_t = \frac{R_0 (1+j) e/\delta}{\operatorname{sh} (1+j) e/\delta} \quad (26)$$

où R_0 représente la résistance en courant continu du blindage,
 e l'épaisseur du blindage

et δ la profondeur de pénétration dans le matériau composant le blindage.

$$\delta = \left(\frac{1}{\mu \pi F \sigma} \right)^{1/2} \quad (27)$$

où μ apparait comme la perméabilité du matériau composant le blindage.

F la fréquence.

Dans le cas où l'épaisseur sera très inférieure au diamètre du câble, on pourra calculer la résistance R_0 par l'expression suivante :

$$R_0 \approx \frac{1}{\delta} \frac{1}{\pi (D-e) e} \quad (28)$$

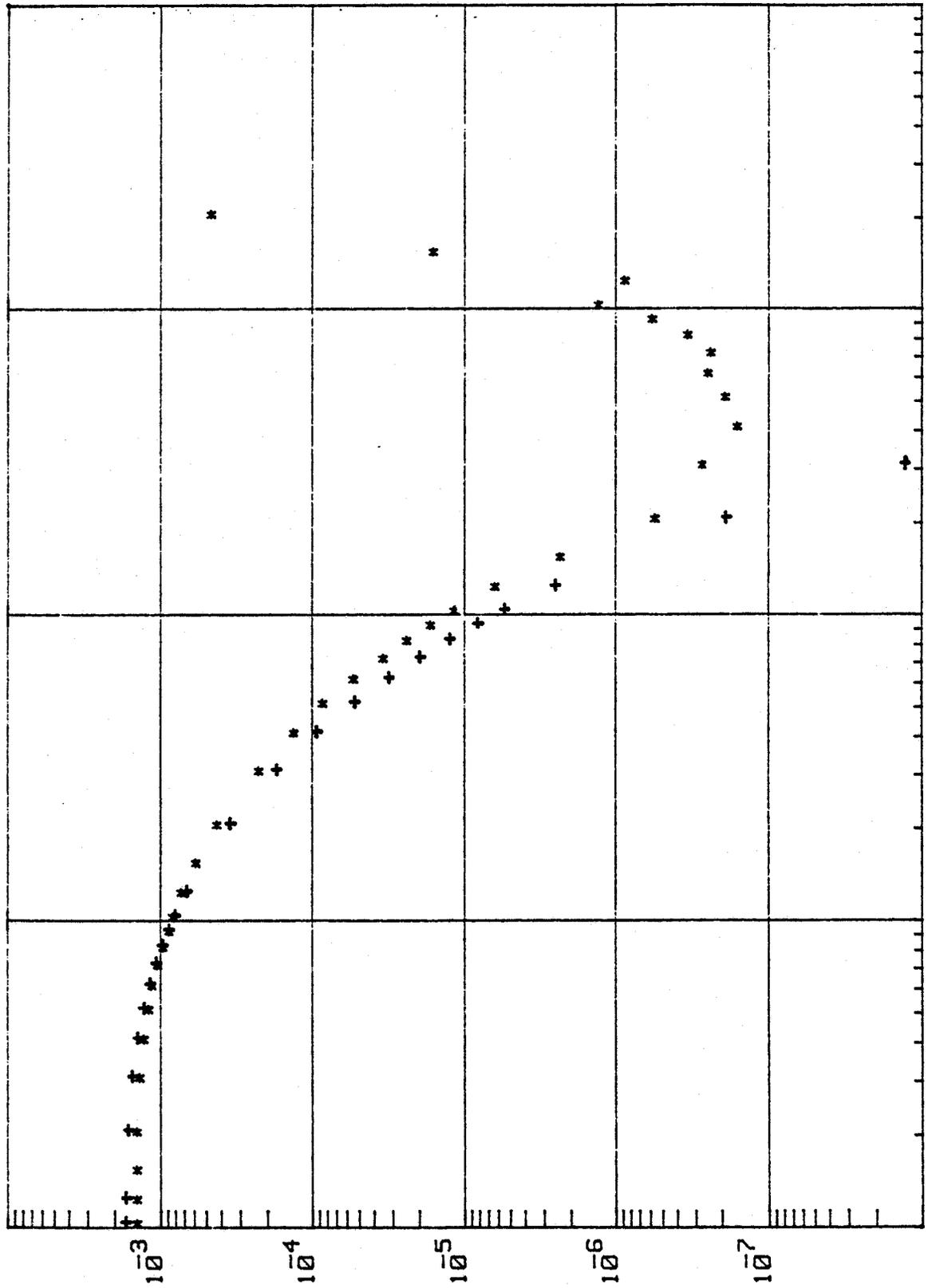
De cette relation nous pourrions déduire la valeur de la conductivité par une mesure préalable de la résistance linéique.

Les résultats présentés sur la planche PL (B-2) montrent l'évolution de l'impédance de transfert calculée, puis mesurée sur l'éprouvette d'étalonnage.

BLINDAGE
HOMOGENE

+ Théorie
* Expérience

Module de Zt
en ohm/m



Fréquence en kHz
PL (B-2)

PL (B-2)

Nous constatons donc un bon accord entre les deux résultats jusqu'à une fréquence de l'ordre de 2 MHz, où nous atteignons la limite de sensibilité du banc. En effet, au dessus de cette fréquence, la courbe correspondant à la mesure enregistre une remontée que l'on peut attribuer aux tensions parasites résultant du courant de fuite circulant sur le connecteur de liaison reliant l'éprouvette à la face avant de la cage de Faraday.

Sur la planche PL (B-3) sont comparées les impédances de transfert obtenues par injection directe et par injection au moyen d'un transformateur.

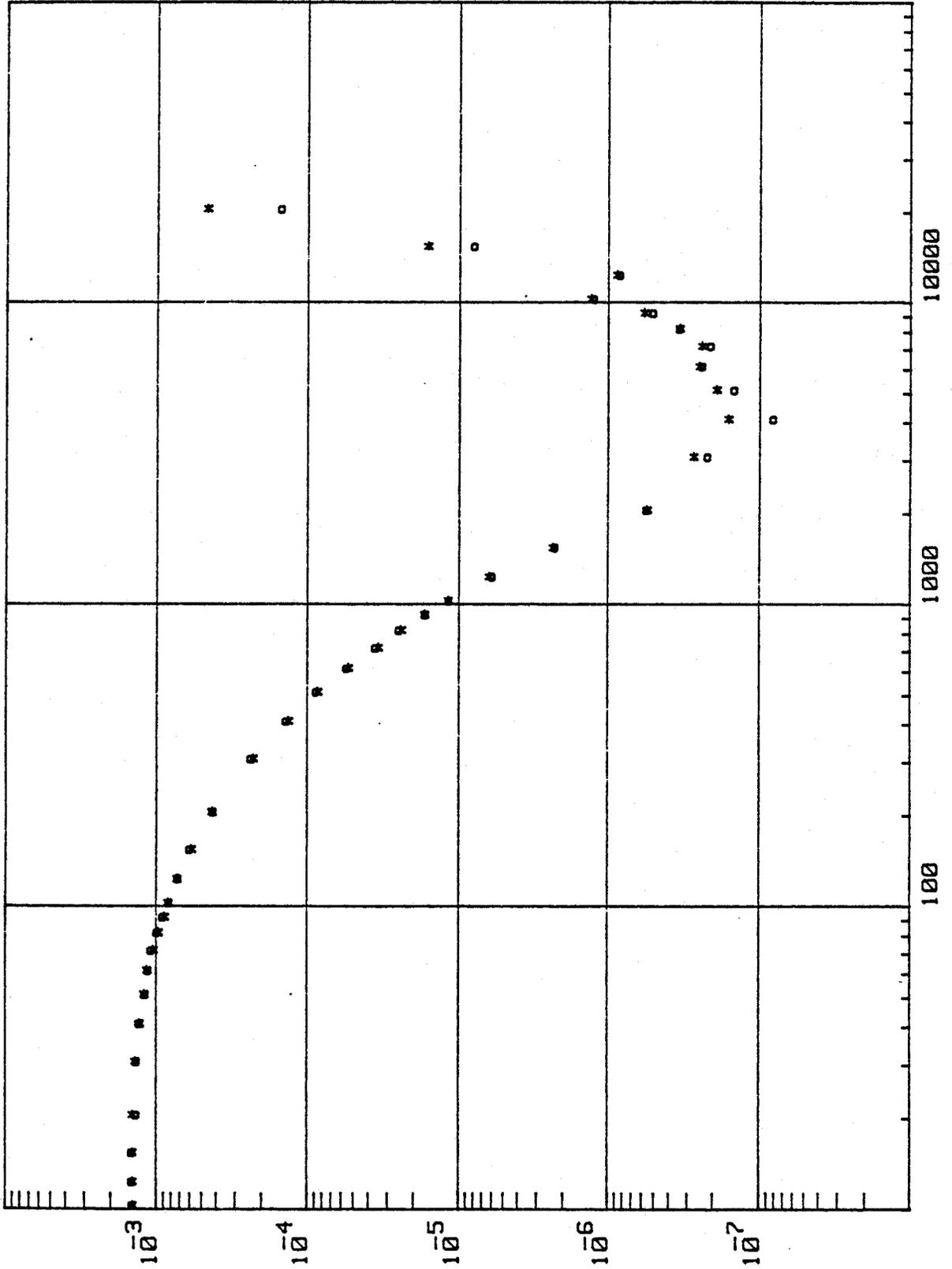
Nous n'observons pas d'écart important entre les caractéristiques. Nous avons en effet constaté que le courant dérivé sur le connecteur est au-dessus de 1 MHz pratiquement le même qu'il s'agisse du mode d'injection direct ou indirect.

A la lumière de ces résultats nous pouvons donc situer la limite de sensibilité du banc de mesures vers $10^{-7}\Omega/m$. Une amélioration des performances pourraient être obtenue moyennant le blindage de la ligne perturbatrice, évitant ainsi la dérivation des courants parasites hautes fréquences par les connecteurs. L'utilisation d'une chaîne de réception comportant une bande passante très étroite conduirait également à améliorer la sensibilité du banc de mesures. Des limites avoisinant $10^{-9}\Omega/m$ ont pu être obtenues par M. BUISSON [17], en utilisant un analyseur de spectre.

A la planche PL (B-4)a est reproduit la caractéristique du module de Z_t obtenue par injection directe et en utilisant un dispositif électronique permettant de réaliser la transmission par fibre optique du signal de synchronisation. Celle-ci a été conduite sur une autre éprouvette d'étalonnage possédant des caractéristiques similaires à la précédente ce qui explique les différences observées, en particulier la sensibilité maximale atteinte en hautes fréquences.

A titre de comparaison nous avons également reproduit l'évolution du module de Z_t obtenue avec le banc de mesures en utilisant une synchronisation classique par câble coaxial, planche PL (B-4)b.

Module de Zt
en ohm/m



BLINDAGE
HOMOGENE

INJECTION

* Directe
o Transformateur

PL (B-3)

Fréquence en kHz

PL (B-3)

Nous remarquerons donc au vu de ces résultats une différence entre les caractéristiques du module de Z_t ; celle-ci est due à l'erreur commise sur la valeur du courant perturbateur que le connecteur de liaison dérive et dont l'influence agit depuis les très basses fréquences jusque vers quelques dizaines de kHz. Nous constatons également que ce module est pratiquement identique dans les deux configurations, vers les plus hautes fréquences (10 MHz). Ceci est tout à fait justifié dans la mesure où ce connecteur de liaison est le siège d'un courant parasite résultant de l'action du rayonnement de la ligne perturbatrice vers ces fréquences. La transmission par fibre optique du signal de synchronisation des appareils de mesures aura donc tout son intérêt en basse fréquence, [18].

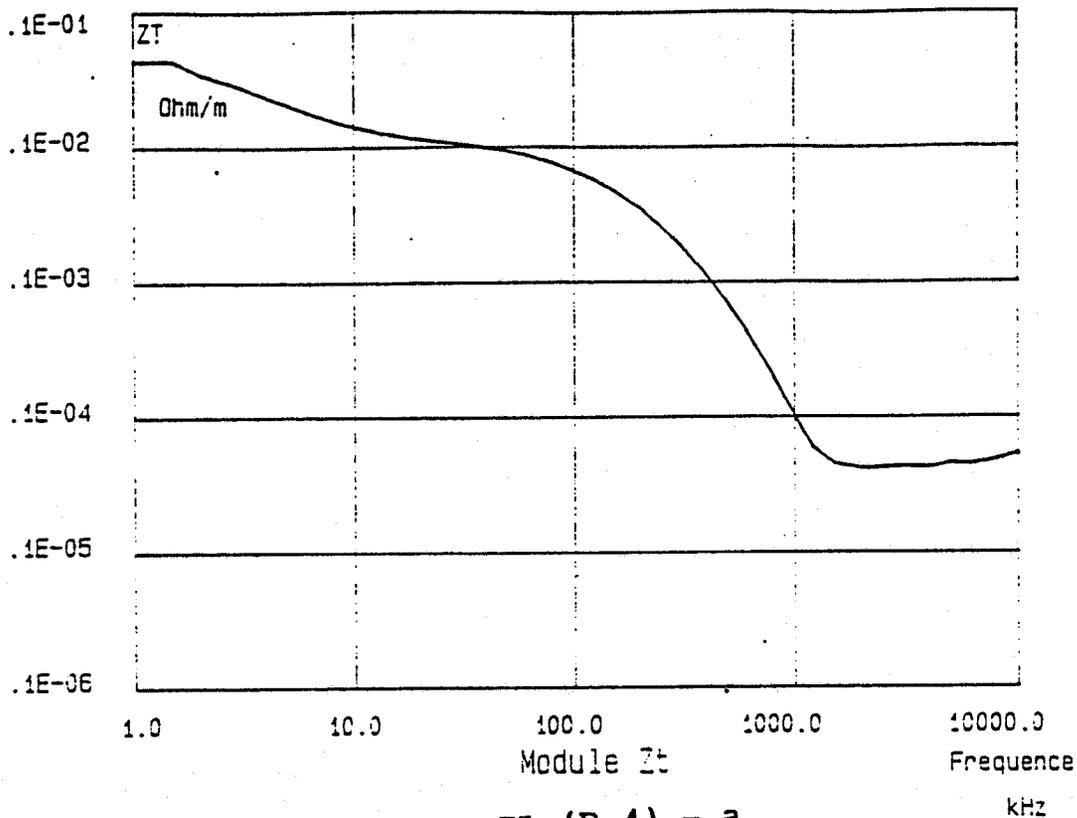
MESURE DE LA PHASE DE Z_t

Le déphasage mesuré par le vecteur-mètre entre la tension perturbatrice induite sur le câble et le courant perturbateur circulant sur la gaine du câble n'est pas tout à fait représentatif du terme de phase de l'impédance de transfert du câble coaxial.

En effet, à cette mesure de déphasage intrinsèque au blindage se superpose d'autres déphasages, provoqués par les temps de propagation dans les câbles reliant l'éprouvette au récepteur.

Ces câbles sont ceux reliant la face avant de la cage aux entrées du vecteur-mètre. Pour accéder à la phase de l'impédance de transfert, il est nécessaire d'effectuer une calibration préliminaire.

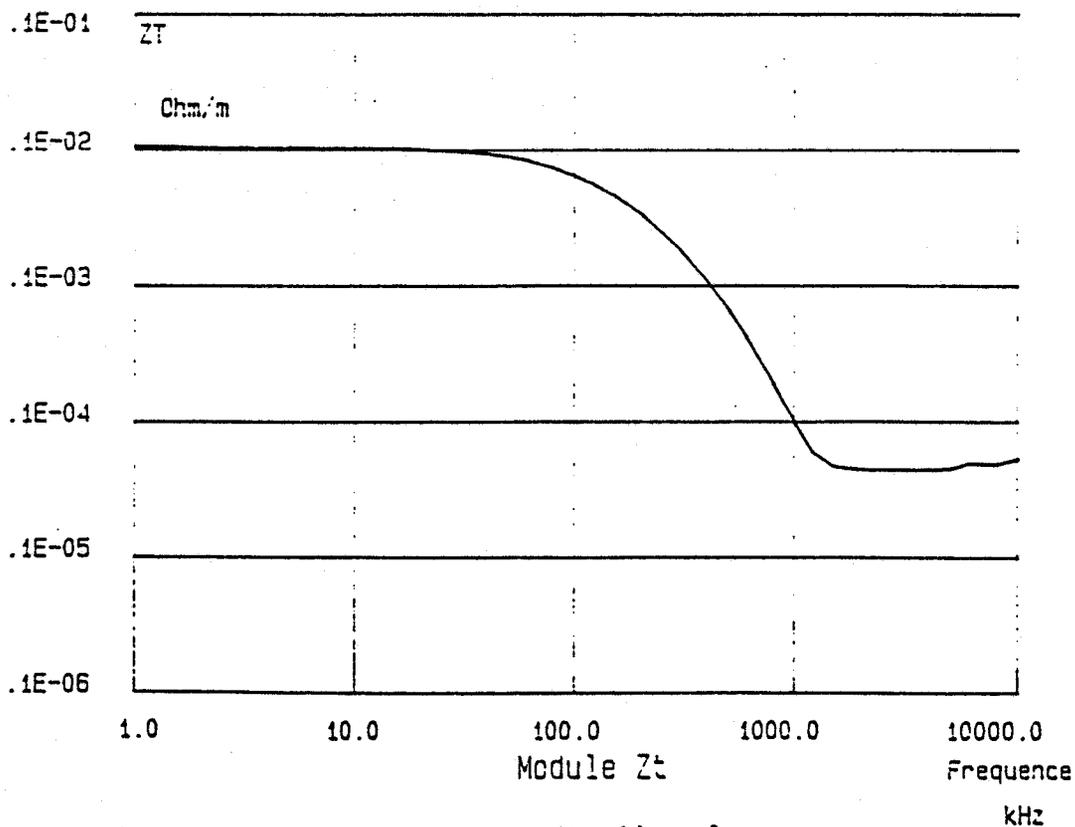
On substitue alors au banc de mesures, un dipôle passif comprenant une impédance, que l'on peut admettre purement réelle sur la gamme de fréquences considérée.



PL (B-4) - a

INJECTION
DIRECTE

Synchronisation
du générateur
par liaison
coaxial



PL (B-4) - b

INJECTION
DIRECTE

Découplage
optique de la
synchronisation

Le pilotage automatique de la mesure permet, à l'aide de cette résistance, d'établir un fichier de correction de phase. Il détermine la valeur vue du vecteur-mètre, dans une configuration identique à celle sous laquelle a été effectuée la mesure de l'impédance de transfert.

Le composant étant par hypothèse purement réel, la phase du rapport B/A va par conséquent correspondre aux déphasages introduits par les câbles de liaison, déphasages qui seront ensuite retranchés aux mesures d'impédances de transfert pratiquées sur l'échantillon.

La planche PL (B-5) présente la phase de l'impédance de transfert obtenue pour l'éprouvette étalon décrite auparavant sur une gamme de fréquences identique. Nous constatons là également un très bon accord entre la théorie (26) et l'expérience.

Notons toutefois, que dans la mesure où l'erreur commise sur la phase Z_t ne provient essentiellement que des déphasages introduits par les câbles de liaison, il est possible de prévoir une compensation effective opérant directement lors de la mesure.

Si en effet, cette erreur provient plus exactement d'une différence de longueur de câble, on peut évaluer à une fréquence particulière, dans la configuration précédente du banc de mesures, la longueur électrique de câble qui permettrait de compenser ce déphasage affiché par le vecteur-mètre.

Le déphasage occasionné par une longueur L de câble coaxial, supposé sans pertes peut s'exprimer au moyen de l'expression suivante :

$$\phi = \frac{2\pi F}{v} \cdot l \quad (29)$$

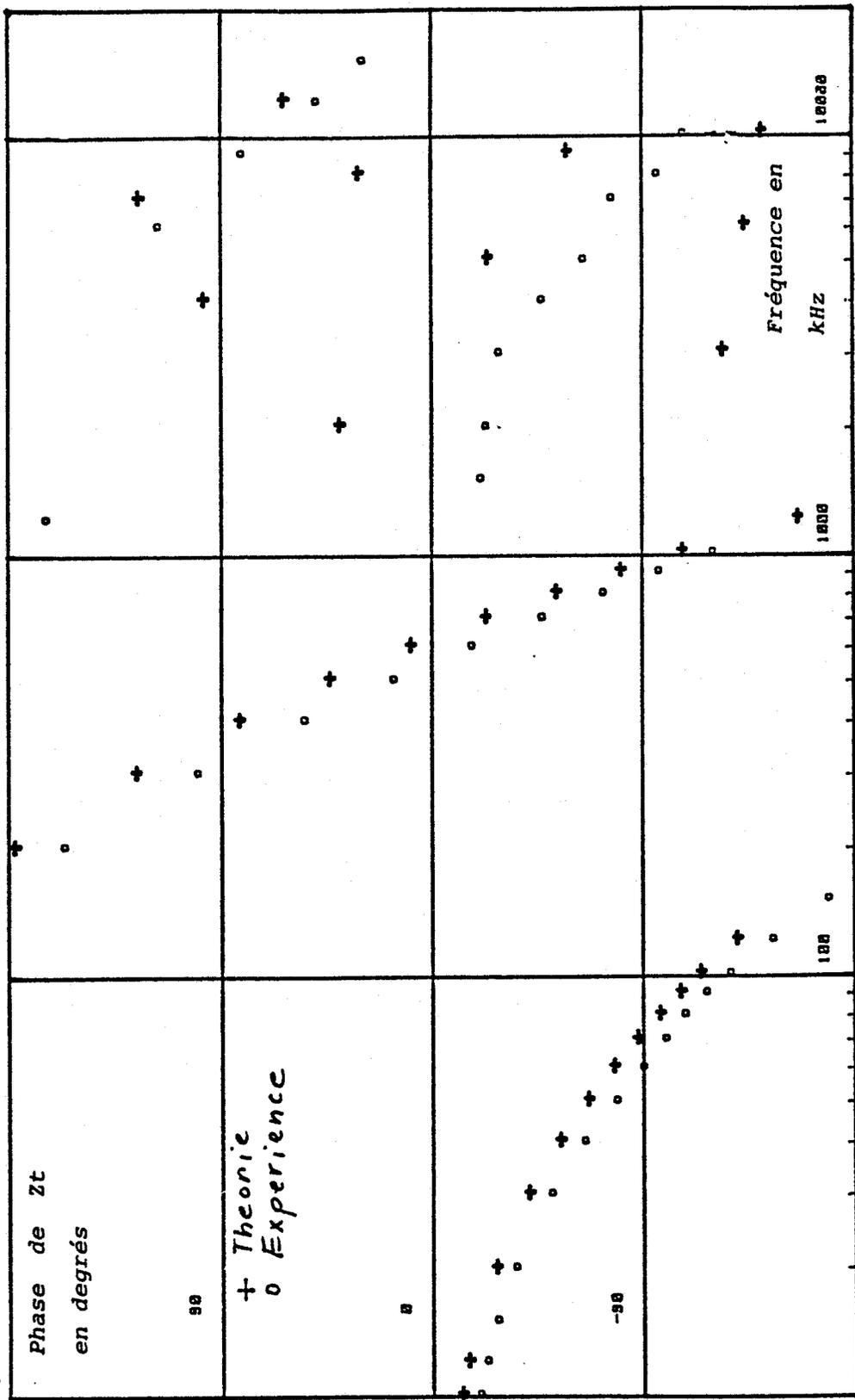
où F représente la fréquence et v la vitesse de propagation de l'onde dans le câble.

Prenons l'exemple suivant en donnant aux paramètres de l'expression (26) les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} F &= 10 \text{ MHz} \\ v &= 20^8 \text{ m/s} \\ L &= 1 \text{ m} \end{aligned}$$

Nous trouvons alors pour le déphasage une valeur de 18° . Cette compensation se révèle être dans la pratique assez précise pour être efficace.

La compensation apportée par l'insertion de cette longueur L de câble dans l'une des voies d'entrée du vecteur-mètre, occasionnera une correction qui opérera sur toute la gamme de fréquences balayées et qui sera valable uniquement pour cette configuration de mesure.



II-4. APPLICATION A LA MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DE CABLES A HAUTE IMMUNITE

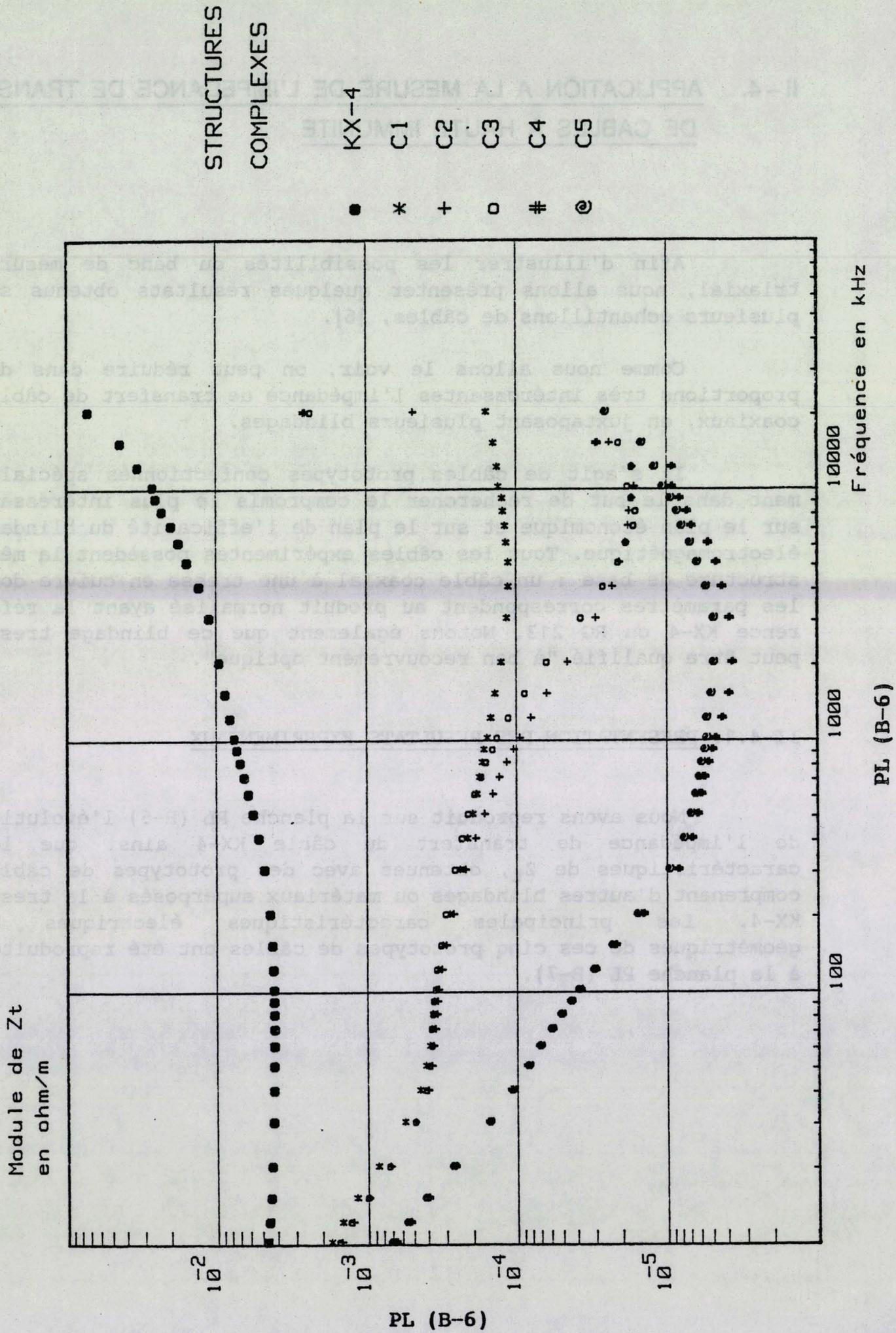
Afin d'illustrer les possibilités du banc de mesures triaxial, nous allons présenter quelques résultats obtenus sur plusieurs échantillons de câbles, [6].

Comme nous allons le voir, on peut réduire dans des proportions très intéressantes l'impédance de transfert de câbles coaxiaux, en juxtaposant plusieurs blindages.

Il s'agit de câbles prototypes confectionnés spécialement dans le but de rechercher le compromis le plus intéressant sur le plan économique et sur le plan de l'efficacité du blindage électromagnétique. Tous les câbles expérimentés possèdent la même structure de base : un câble coaxial à une tresse en cuivre dont les paramètres correspondent au produit normalisé ayant la référence KX-4 ou RG 213. Notons également que ce blindage tressé peut être qualifié "à bon recouvrement optique".

II-4.1. PRESENTATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons reproduit sur la planche PL (B-6) l'évolution de l'impédance de transfert du câble KX-4 ainsi que les caractéristiques de Z_t , obtenues avec des prototypes de câbles comprenant d'autres blindages ou matériaux superposés à la tresse KX-4. Les principales caractéristiques électriques et géométriques de ces cinq prototypes de câbles ont été reproduites à la planche PL (B-7).



CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUES ET ELECTRIQUES DES DIFFERENTS CABLES COAXIAUX EXPERIMENTES

DOCUMENT SOCIETE ACOMÉ

	C1	C2	C3	C4	C5
Conducteur intérieur (7 x 0,75 mm)	Ø 2,25 mm	Ø 2,25 mm	Ø 2,25 mm	Ø 2,25 mm	Ø 2,25 mm
Diélectrique extrudé (PE)	Ø 7,24 mm	Ø 7,24 mm	Ø 7,28 mm	Ø 7,24 mm	Ø 7,24 mm
Blindage 1 épaisseur	Tresse Cu rouge 185/1000 mm	Ruban Cu rouge 30 µm	Ruban en Alu + PP + Alu 45 µm	Alu + PP + Alu 45 µm	Alu + PP + Alu 45 µm
Diamètre extérieur	8,15 mm	8,25 mm	7,3 mm	7,3 mm	7,3 mm
Angle de tresse	32°				
Blindage 2 épaisseur	Tresse Cu rouge 185/1000 mm	Tresse Cu rouge 185/1000 mm	Tresse Cu étamée 185/1000 mm	Tresse Cu étamée 185/1000 mm	Tresse Cu 185/1000 mm
Diamètre extérieur	8,15 mm	8,15 mm	8,75 mm	8,15 mm	8,15 mm
Angle de tresse		32°	31°5	31°5	31°5
Gainage PVC	PVC Ø 10,1 mm	PVC Ø 10,1 mm	PVC Ø 10,1 mm	Gainé semi-conductrice PE Ø 10,15 mm	PE Ø 10,15 mm
Gainage					
Blindage 3 épaisseur	Tresse acier galvanisé 30/100 mm	Tresse acier galvanisé 30/100 mm	Tresse acier galvanisé 30/100 mm	Ruban alu + PP + Alu 45 µm	Ruban alu + PP + Alu 45 µm
Diamètre extérieur	11,35 mm	11,35 mm	11,35 mm	10,2 mm	10,2 mm
Angle de tresse	48°	48°	48°		
Gainage				PVC Ø 12,7 mm	PVC Ø 12,7 mm
Blindage 4 épaisseur	Tresse cuivre étamée 185/1000 mm	Tresse cuivre étamée 185/1000 mm			
Diamètre extérieur	11,1 mm	11,1 mm	11,1 mm	11,1 mm	11,1 mm
Angle de tresse	41° 5	41° 5	41° 5	41° 5	42°
Blindage 5 épaisseur	Tresse acier 30/100 mm	Tresse acier 30/100 mm			
Diamètre extérieur	14 mm	14 mm	14 mm	14 mm	14 mm
Angle de tresse	43°	43°	43°	43°	43°

PL (B-7)

La particularité de ces échantillons de câble réside essentiellement dans la structure de leur blindage. Nous disposons en effet d'éprouvettes comportant un ruban homogène en métal ainsi qu'une tresse extérieure en acier, (câbles notés C2 - C3). Le câble C4 possède la particularité supplémentaire d'avoir une gaine isolante chargée de particules métalliques.

A partir des résultats présentés à la planche PL (B-6), il est possible de donner quelques commentaires immédiats.

La comparaison des échantillons notés C1 et C2 montrent que l'adjonction d'un ruban homogène en cuivre améliore d'une manière très nette l'impédance de transfert. Nous constatons également que le choix d'un blindage homogène en aluminium procure une amélioration identique à celle obtenue pour un blindage en cuivre.

Nous remarquons enfin, que les caractéristiques correspondant aux câbles notés C4 et C5 sont pratiquement identiques.

Il s'agit là de câbles très performants puisque l'impédance de transfert va jusqu'à avoisiner la valeur de $10^{-5} \Omega/m$ à la fréquence de 1 MHz.

Le câble C4 possède une particularité dans sa composition dont il n'est pas possible de mettre en évidence l'effet présentement ici, compte tenu des faibles longueurs des échantillons traités. En fait celui-ci comporte une gaine diélectrique chargée de particules métalliques, qui a l'avantage de réduire les résonances inter-blindages pouvant apparaître dans le cas où la longueur du câble n'est plus négligeable devant la longueur d'onde. Des expériences menées sur de longs échantillons de câbles (80 mètres) permettront de vérifier cette propriété au chapitre III.

Nous nous sommes intéressés uniquement ici au module de Z_t pour ces cinq échantillons, puisqu'il était bien difficile de donner présentement une interprétation concernant la phase, la composition des blindages rendant difficile toute interprétation simple, en particulier pour les structures C4 et C5.

II-4.2. INTERPRETATION PHYSIQUE DES RESULTATS

Pour mettre en évidence l'influence des différents composants ajoutés au câble KX-4, des expériences complémentaires ont été menées dans le but de mieux cerner le rôle joué par chacun des éléments additionnels.

II-4.2.1. Influence du ruban homogène

Pour apprécier l'efficacité de blindage supplémentaire apportée par l'écran homogène, il suffit de comparer la caractéristique d'impédance de transfert du câble KX-4, à celle mesurée à partir de l'échantillon C2 auquel on a préalablement ôté la tresse acier extérieure.

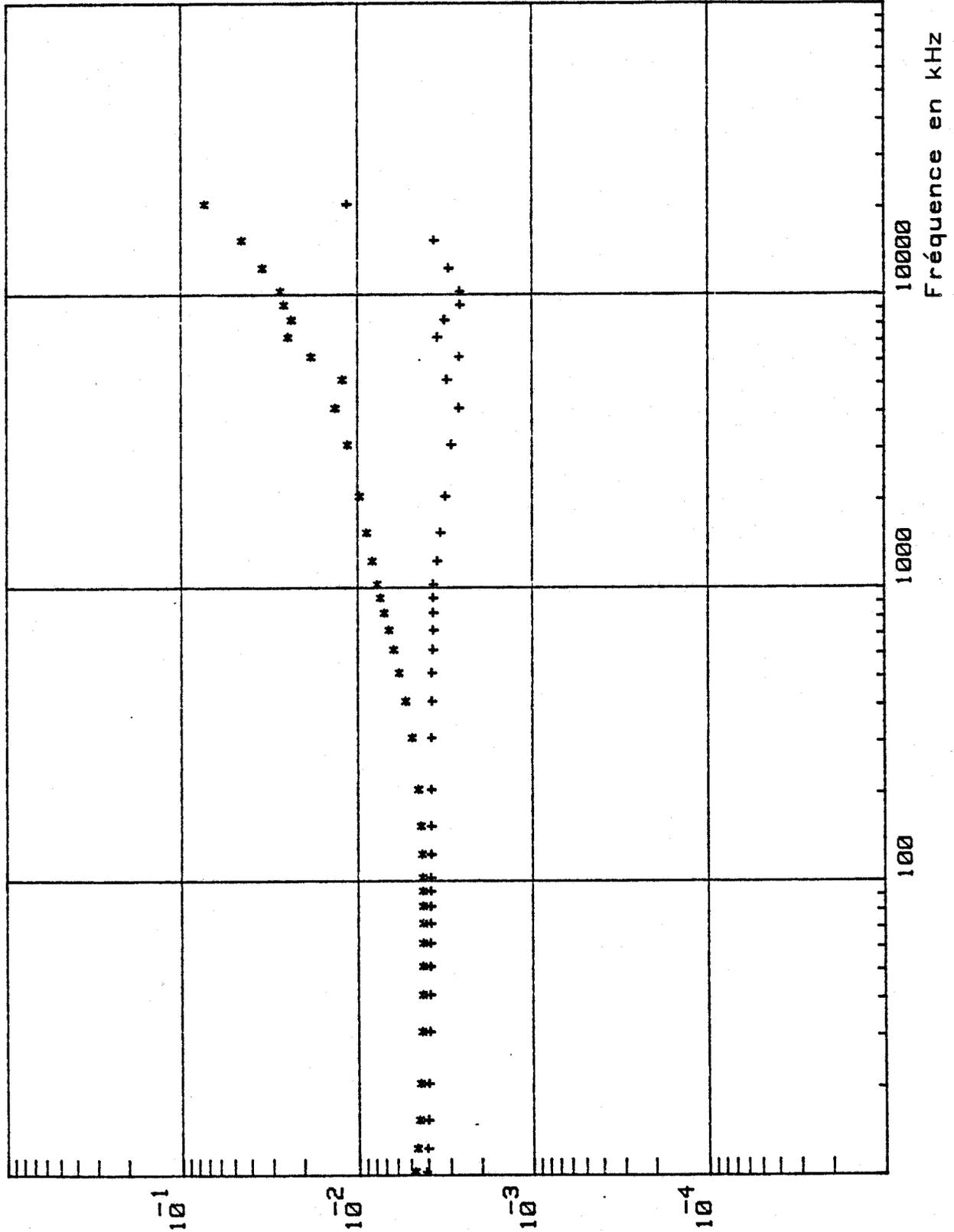
Les caractéristiques portées sur la planche PL (B-8) montrent comme nous l'avons déjà observé sur la planche PL (B-6) que l'écran en cuivre apporte une amélioration très sensible et efficace à partir de 1 MHz.

Les câbles coaxiaux ne comportant qu'une seule tresse présentent en effet aux alentours de cette fréquence, un comportement singulier, puisque l'impédance de transfert augmente avec la fréquence, [3] et [5]. Comme nous aurons l'occasion de le rappeler dans le prochain chapitre cette remontée a pour origine différentes causes, liées en particulier, à la pénétration de la composante azimutale de champ magnétique par les ouvertures de la tresse et à des mécanismes plus complexes de diffusion du champ électrique parallèle à la surface de la tresse.

La présence d'un écran homogène sur la face intérieure de la tresse modifie les conditions aux limites imposées aux composantes du champ électromagnétique.

La toute première conséquence sera que la composante magnétique va s'annuler à l'intérieur du blindage homogène par le fait même de sa présence et nous aurons en définitif, une pénétration de la perturbation provenant uniquement de la composante de champ électrique tangentielle. La loi qui caractérise celle-ci est celle des conduits homogènes, bien connue [1].

Module de Zt
en ohm/m



INFLUENCE
DU BLINDAGE
HOMOGENE

* KX-4

+ C2 sans

Tresse Acier

PL (B-8)

PL (B-8)

Fréquence en kHz

En résumé, nous pouvons dire que compte tenu de la faible épaisseur du ruban homogène, c'est la tresse en cuivre qui impose la composante de champ électrique tangentielle alors que l'écran métallique impose la loi de variation de cette composante.

Notons enfin, que ce que nous avons mis en évidence sur le ruban homogène en cuivre, aurait pu être tout aussi bien vérifié à partir du câble C3 qui comporte un ruban aluminium.

I-4.2.2. Influence de la tresse acier

Pour mettre en évidence l'effet dû à la tresse acier nous avons procédé d'une manière analogue en effectuant des mesures d'impédances de transfert après avoir ôté cette tresse.

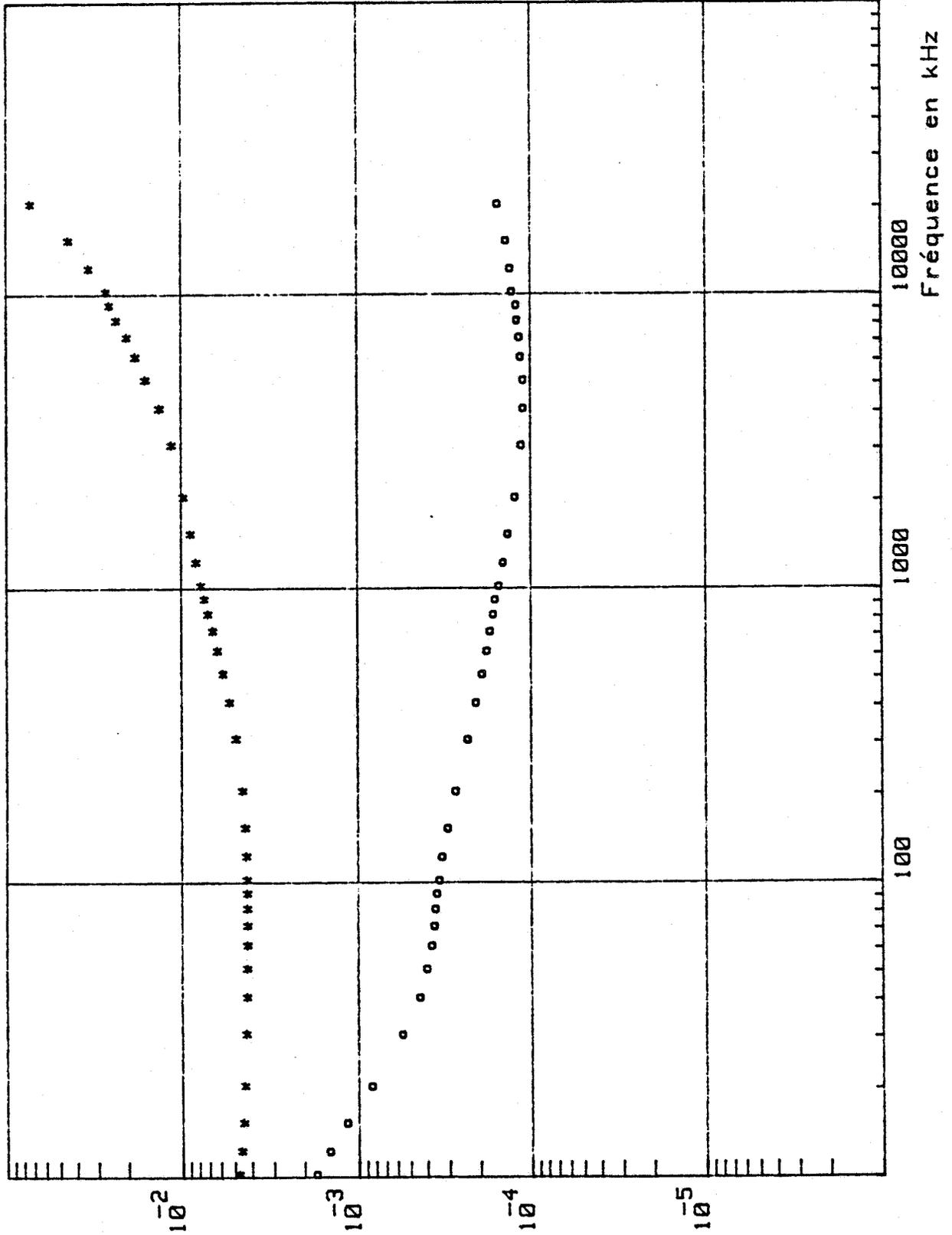
Les caractéristiques du module de Z_t pour les câbles référencés C1 - C2 - C3 - C4 - C5 sont comparées aux planches PL (B-9) a, b, c, d, e, avec et sans leur tresse acier.

L'influence de la tresse acier se manifeste très tôt en fréquence puisque pour la fréquence de 10 kHz nous observons une réduction notable du module de Z_t (C1 - C2 - C3).

Aux fréquences supérieures à 10 MHz l'écart entre les deux caractéristiques atteint 40 dB environ.

Il est plus difficile pour la structure C4 de mettre en évidence le gain apporté par la tresse acier puisque les câbles comportent encore deux tresses en cuivre et deux blindages homogènes. Le résultat obtenu pour le câble C5 indique un gain identique à la structure C4.

Module de Zt
en ohm/m



STRUCTURE CI

o CI

* CI sans

o Tresse Acier

PL (B-9) a

PL (B-9) a

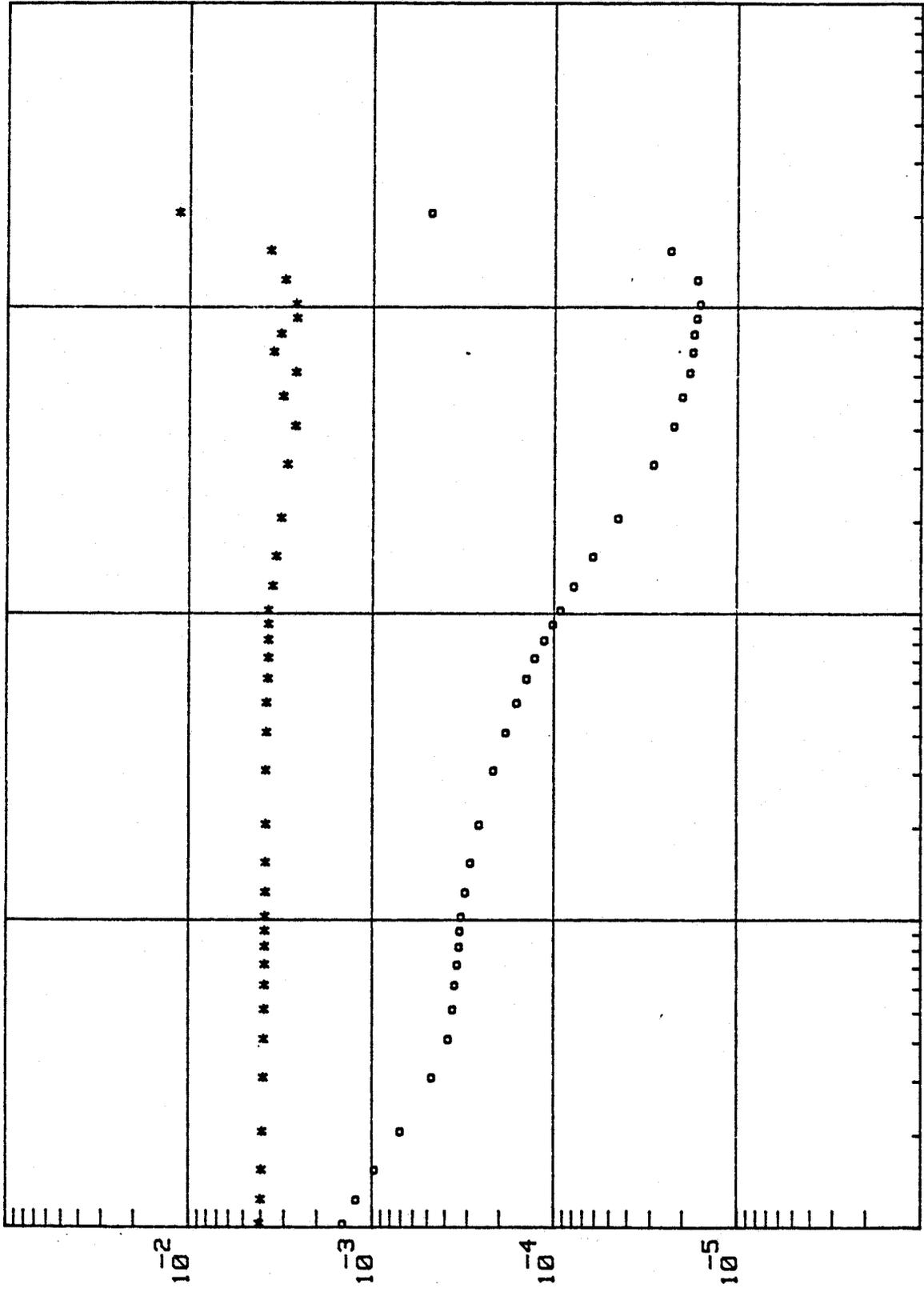
Module de Zt
en ohm/m

STRUCTURE C2

o C2

* C2 sans

Tresse Acier



Fréquence en kHz

PL (B-9) b

PL (B-9) b

Module de Zt
en ohm/m

C3 o

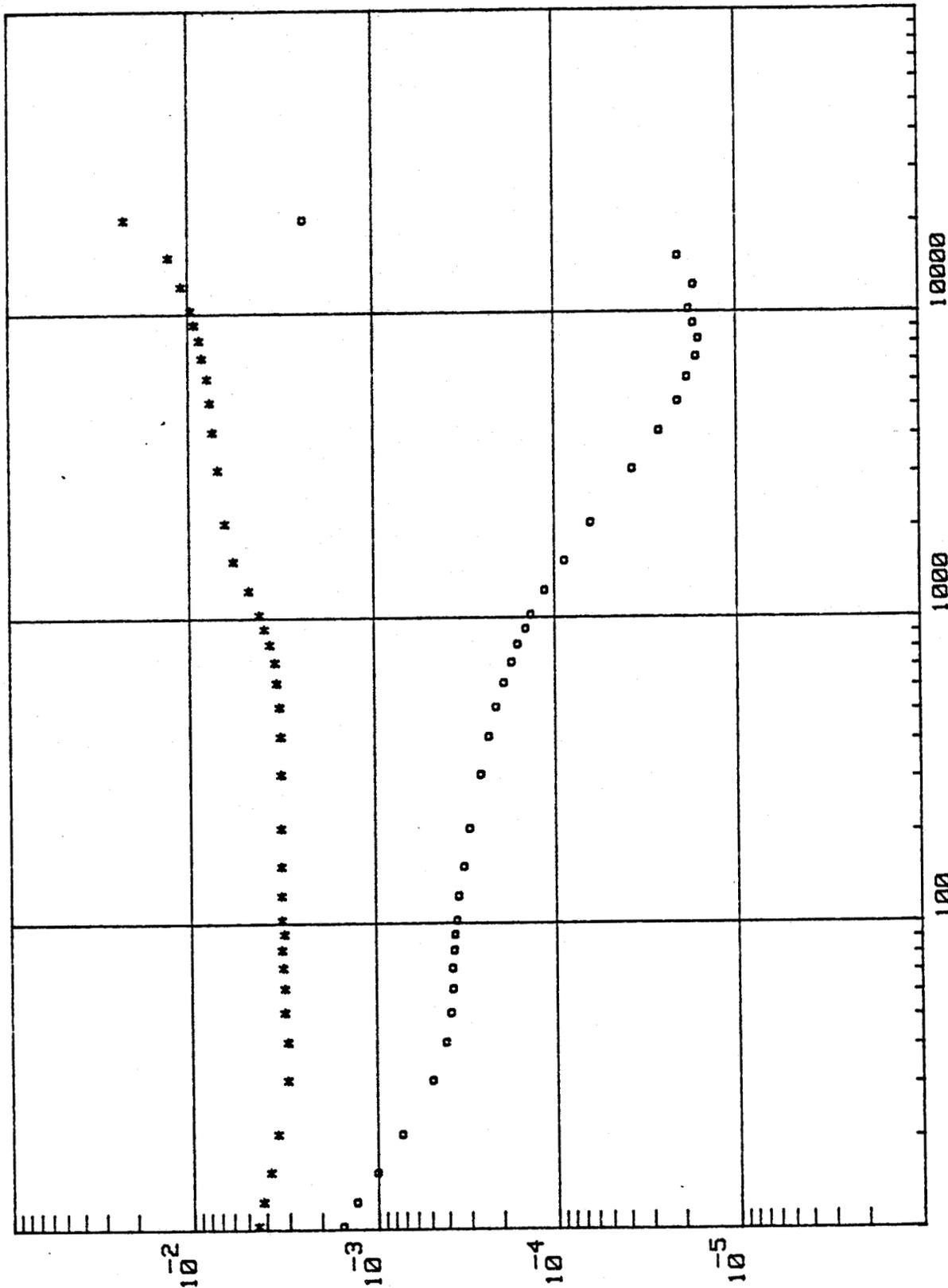
STRUCTURE C3

o C3

* C3 sans

Tresse Acier

PL (B-9) c



Module de Zt
en ohm/m

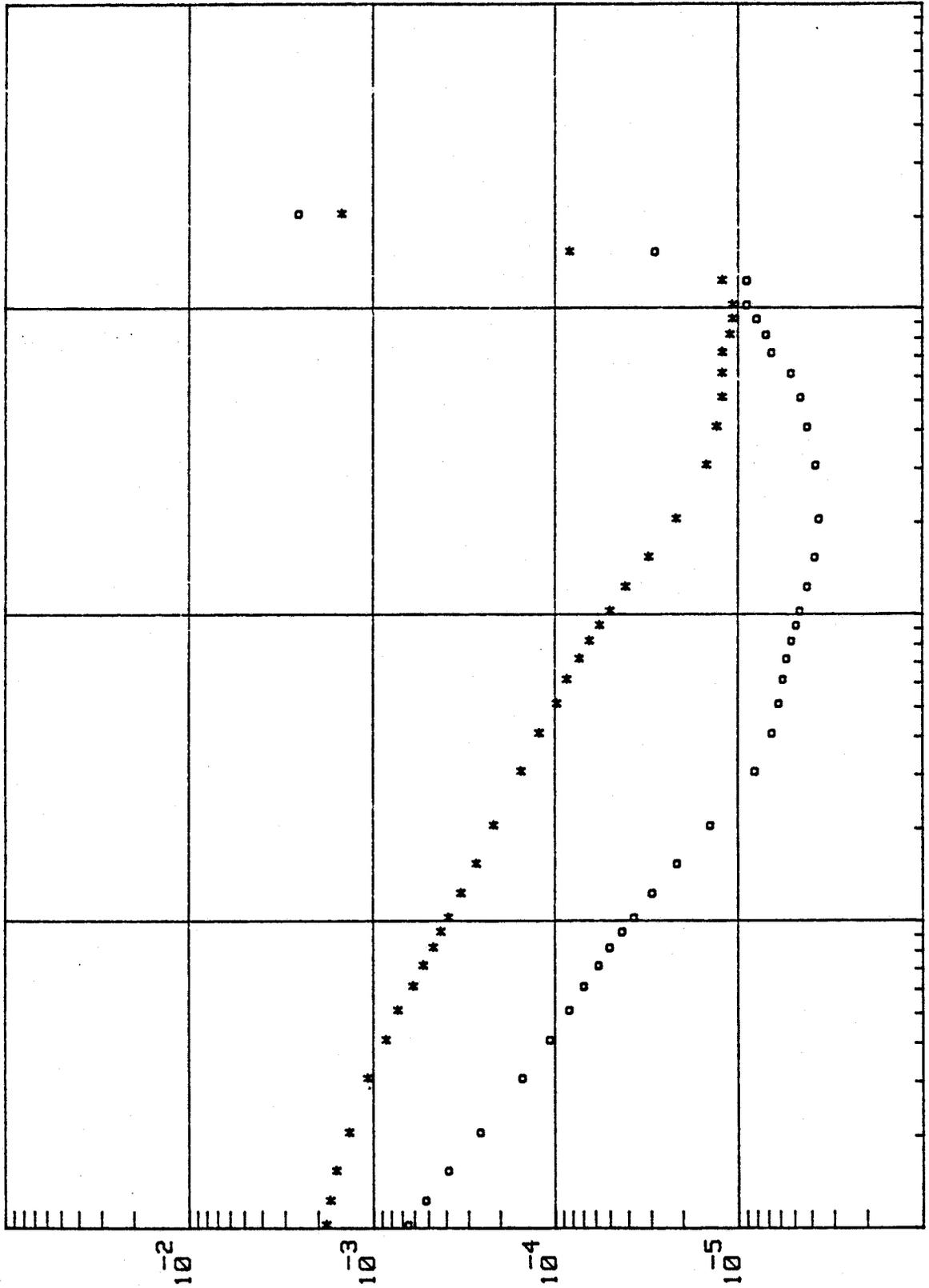
STRUCTURE C4

o C4

* C4 sans

Tresse Acier

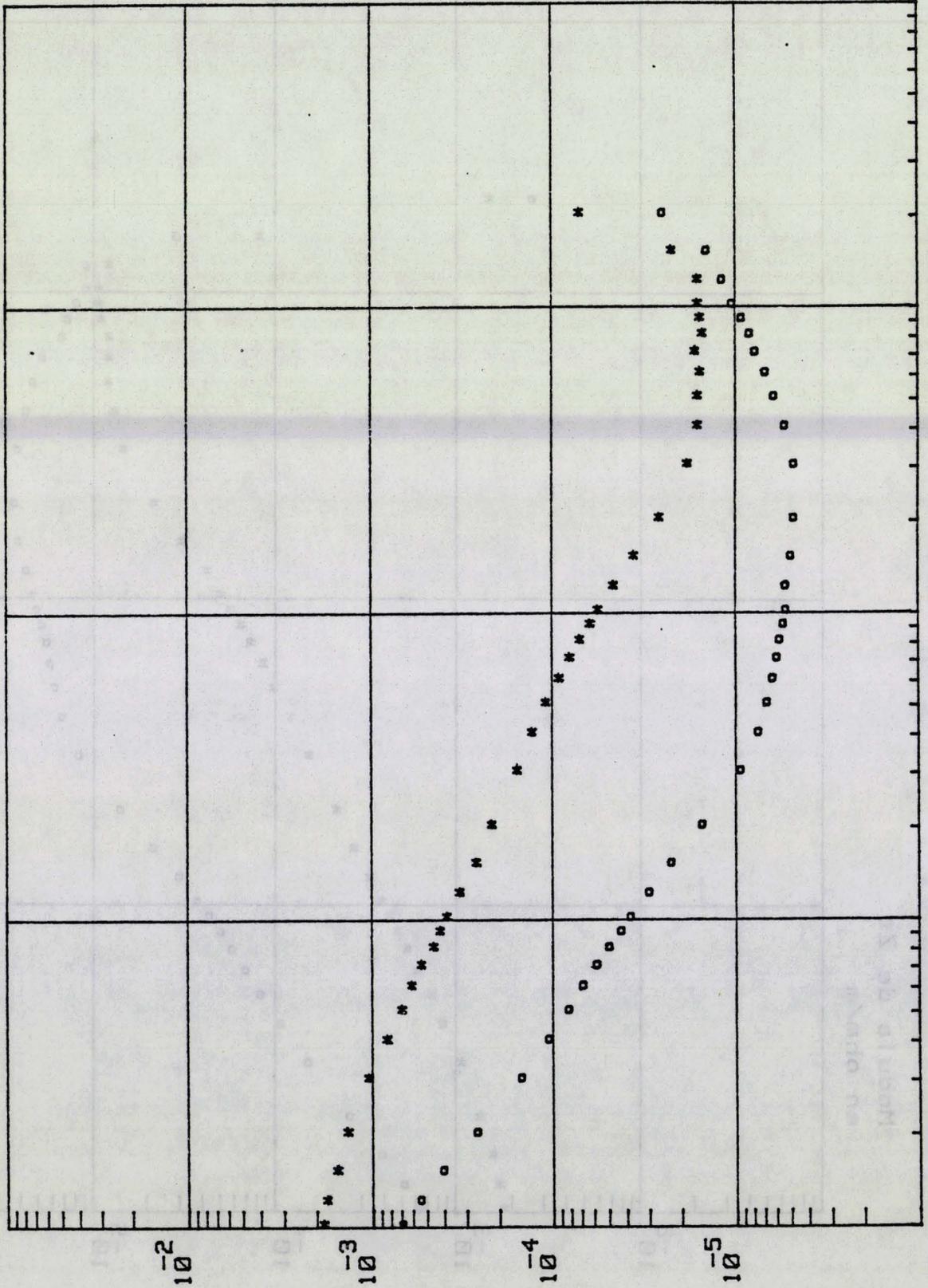
PL (B-9) d



Fréquence en kHz

PL (B-9) d

Module de Zt
en ohm/m



STRUCTURE C5

o C5

* C5 sans

Tresse Acier

PL (B-9)e

Fréquence en kHz

PL (B-9)e

Il est également difficile au delà de cette fréquence de 10 MHz, de donner une interprétation sans faire intervenir les limites d'étanchéité des connecteurs d'extrémité. La contribution de la tresse acier sera étudiée de façon plus approfondie dans le prochain chapitre.

En effet, cette tresse n'est pas seule à intervenir dans la réduction de l'impédance de transfert car l'espacement entre celle-ci et le blindage intérieur entre également en ligne de compte dans l'amélioration de l'efficacité de blindage du câble.

1-5. CONCLUSION

Le banc de mesures triaxial permet donc d'atteindre dans sa configuration présente des valeurs d'impédances de transfert voisines de $10^{-7}/m$. L'étude des limites du banc de mesures a montré que les effets de pénétration par les connecteurs, notamment celui placé du côté de la mesure, introduisaient vers les hautes fréquences une erreur préjudiciable à la détermination de l'impédance de transfert des câbles à haute immunité. L'amélioration de la sensibilité est toutefois possible tant que cette limite n'est pas atteinte et moyennant l'injection dans le blindage du câble d'un courant perturbateur plus élevé ou bien encore dans l'utilisation d'une chaîne de réception plus sélective.

L'analyse des résultats expérimentaux obtenus sur les prototypes de câbles testés, amène un certain nombre d'observations.

En premier lieu, nous remarquons que l'adjonction d'un écran homogène de faible épaisseur et d'une tresse acier, améliore l'efficacité de blindage du câble coaxial.

En pratique, un ruban homogène en cuivre (ou en aluminium) intercalé entre l'isolant primaire et la tresse en cuivre du KX-4, diminue l'impédance de transfert dans un rapport 10-environ et ceci à la fréquence de 1 MHz où habituellement la remontée de l'impédance de transfert se manifeste. La tresse acier destinée en premier lieu à la protection extérieure du câble procure également une amélioration du même ordre de grandeur. La combinaison tresse acier-ruban homogène se révèle donc être une solution intéressante en pratique.

L'espacement inter-blindage est également un paramètre qui va dans le sens du renforcement de cette efficacité de blindage du câble. Celui-ci intervient sur l'impédance linéique des lignes de propagation entre blindages.

Nous aurons l'occasion de le mettre en évidence au cours du prochain chapitre, axé essentiellement sur les problèmes de modélisation de l'impédance de transfert des câbles à haute immunité.

Nous avons préféré différer la présentation des résultats concernant ce paramètre, au cours du prochain chapitre, où conjointement nous avons également reproduit les prévisions théoriques.

CHAPITRE III

MODELISATION DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DES CABLES A HAUTE IMMUNITE - COMPARAISON AUX RESULTATS EXPERIMENTAUX

III-1 AVANT PROPOS

III-2 FORMALISME ANALYTIQUE ADOPTE

III.2.1. PRESENTATION DU FORMALISME

III-3 ETUDE DE L'INFLUENCE DES CONNEXIONS TERMINALES

III.3.1. CAS DE LA LIGNE COURT-CIRCUITEE

III.3.2. CAS DE LA LIGNE ADAPTEE

III.3.3. CAS DE LA LIGNE OUVERTE

III-4 MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION

III.4.1. CAS PARTICULIER DU CABLE COURT-CIRCUITE A SES
EXTREMITES

III-5 CONFRONTATION DES RESULTATS A QUELQUES EPROUVETTES DE CABLES PARTICULIERS

III.5.1. APPLICATION A L'ETUDE DE L'INFLUENCE DE
L'EPAISSEUR D'UN ISOLANT ENTRE DEUX BLINDAGES

III.5.2. CAS DE CABLES COMPORTANT DES TRESSSES ET DES RUBANS HOMOGENES

III.5.2.1. Modélisation partielle

III.5.2.2. Modélisation complète

III.5.2.2.1. Généralités

III.5.2.2.2. Comportement électromagnétique des blindages tressés

III.5.2.2.3. Résultats expérimentaux

III-6 CAS DES LONGS CABLES

III.6.1. Présentation de la méthode de mesure

III.6.2. Confrontation théorie-expérience

III.6.3. Conclusion

III-7 CONCLUSION

III-1. AVANT PROPOS

Ce chapitre est consacré à la description des modèles numériques permettant de prédire le comportement de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux à blindages multiples.

Comme nous l'avons vu précédemment, l'impédance de transfert s'est révélée être un paramètre très utile pour déterminer cette "efficacité" du blindage d'un câble coaxial. Nous nous proposons maintenant d'opérer d'une manière identique à celle utilisée précédemment pour les câbles coaxiaux comportant un seul blindage (ou comportant plusieurs blindages électriques reliés entre eux), en définissant une impédance de transfert équivalente.

Cette impédance de transfert équivalente va dépendre des caractéristiques des blindages et des matériaux qui composeront ces câbles coaxiaux.

La valeur des impédances de charge placées aux extrémités aura également une influence sur le résultat final. Nous verrons en effet que sous certaines conditions de charge (telle qu'une charge adaptée ou un circuit ouvert), l'impédance de transfert n'aura plus le caractère linéique évoqué lors du chapitre précédent.

Nous verrons également que lorsque les blindages seront court-circuités entre eux à chaque extrémité du câble, l'impédance de transfert conservera dans ce cas ce caractère linéique.

Nous nous proposons de décrire dans un premier temps, le formalisme théorique utilisé ainsi que les approximations qui ont été consenties pour simplifier cette approche.

Nous verrons qu'il est possible de décrire le comportement de l'impédance de transfert au moyen de formules analytiques valables lorsque les hypothèses des circuits électriquement courts sont satisfaites. L'influence des charges placées aux extrémités du câble coaxial sera mise en évidence et nous verrons également comment interviennent les phénomènes de propagation sur un exemple particulier.

Nous effectuerons ensuite, une confrontation entre les résultats issus de l'exploitation des modèles théoriques et d'expériences pratiques pour quelques échantillons de câbles particuliers.

Nous nous intéresserons enfin aux problèmes des câbles longs où là aussi nous présenterons des résultats expérimentaux qui seront comparés aux prévisions théoriques.

III-2. FORMALISME ANALYTIQUE ADOPTE

III-2.1. PRESENTATION DU FORMALISME

Nous raisonnerons pour plus de simplicité sur un câble comportant deux blindages uniquement, figure 18. Nous pourrons étendre sans difficulté le formalisme à des structures plus complexes comportant trois ou quatre blindages.

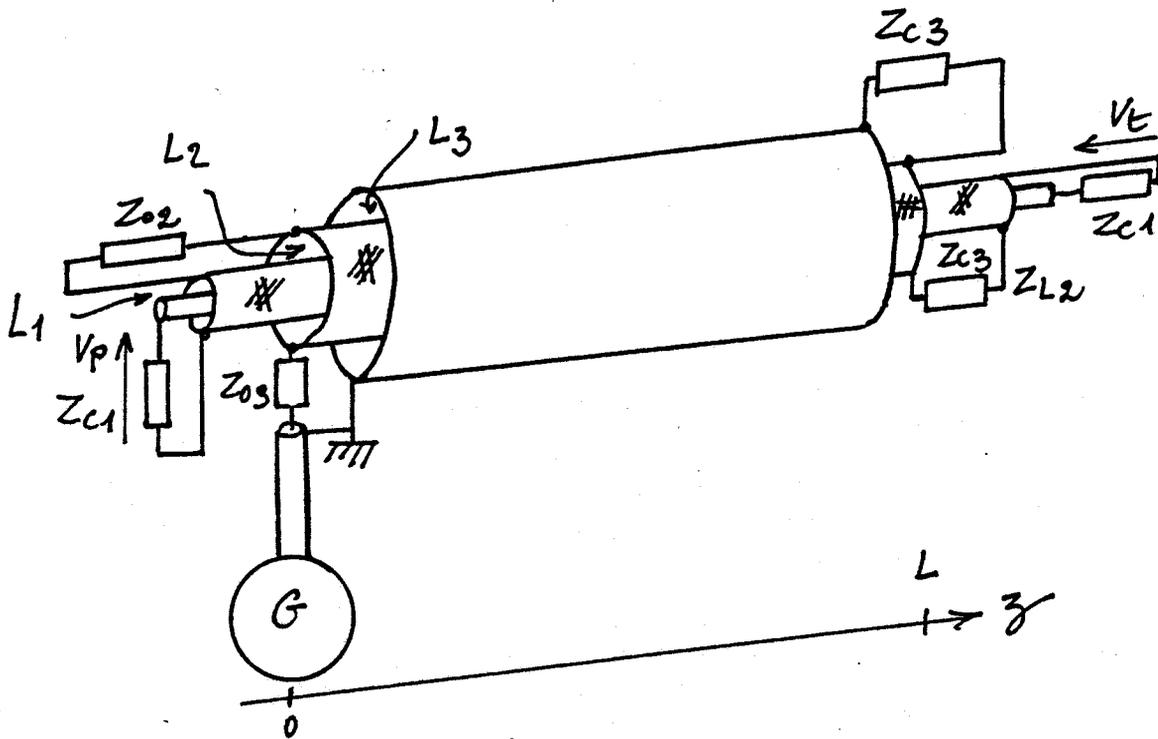


Figure 18 : Configuration de la structure coaxiale

Nous distinguons 3 lignes repérées (L1), (L2), (L3).

La ligne perturbatrice qui véhicule le courant perturbateur (L3), est connectée à un générateur d'impédance interne Z_{o3} et fermée à l'autre extrémité par une charge Z_{c3} . La ligne (L2) constituée par les deux blindages du câble est terminée sur deux impédances Z_{o2} et Z_{L2} , que nous supposerons être les impédances caractéristiques de cette ligne (L2) dans un premier temps.

Enfin, la ligne (L1) est celle sur laquelle on viendra prélever les tensions perturbatrices V_p et V_t sous une impédance Z_{c1} .

Le problème auquel nous sommes confrontés est assimilable à un système de trois lignes couplées.

On peut associer les courants I_1, I_2, I_3 , ainsi que les tensions V_1, V_2, V_3 à chacune de ces lignes conformément au schéma de la figure 19.

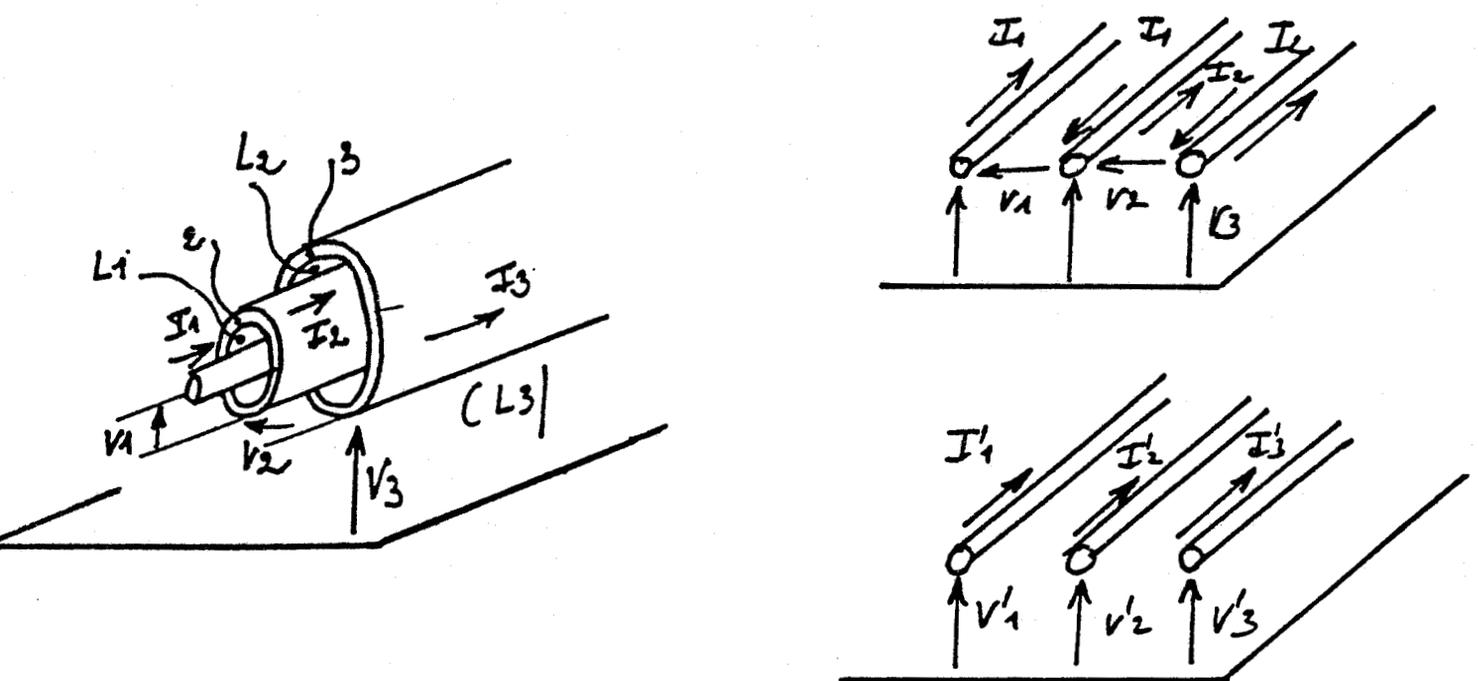


Figure 19 : Schémas électriques équivalents

On peut relier au moyen de la théorie des lignes couplées les courants et tensions sur chaque ligne, par le système d'équations différentielles notées sous la forme matricielle suivante :

$$- \frac{dV}{dz} = (Z)(I) + (S) \quad (30)$$

$$- \frac{dI}{dz} = (Y)(V) \quad (31)$$

où (Z) représente la matrice impédance et (Y) la matrice admittance,

et (S) un terme source qui dépend essentiellement du courant perturbateur I_p .

Précisons maintenant quels sont les éléments qui composent ces matrices.

La matrice impédance peut se mettre sous la forme suivante :

$$(Z) = \begin{pmatrix} Z_{11} & -Z_{t2} & 0 \\ -Z_{t2} & Z_{22} & -Z_{t3} \\ 0 & -Z_{t3} & Z_{33} \end{pmatrix} \quad (32)$$

où les Z_{ii} représente les impédances linéiques des lignes (Li)

et Z_{t2} et Z_{t3} les impédances de transfert respectives, des lignes (L1) et (L2).

Les impédances de transfert seront reliées aux paramètres linéiques des lignes de transmission de la manière suivante :

$$Z_{11} = Z_1 + Z_{b_i} + Z_{b_2} \quad (33)$$

$$Z_{22} = Z_2 + Z_{b_3} + Z_{b_2} \quad (34)$$

$$Z_{33} = Z_3 + Z_{b_3} + Z_{o_3} \quad (35)$$

où Z_{b_2} , Z_{b_3} sont les impédances de surface des blindages intérieur (1) et extérieur (2), respectivement.

Z_{t_2} et Z_{t_3} représente les impédances de transfert des blindages (1) et (2).

Z_i est l'impédance provenant de l'inductance linéique externe de chacune des lignes de transmission.

Z_i est donnée par l'expression suivante :

$$Z_i = \frac{\mu_0 \mu_r}{2 \pi} \text{Log} \left(\frac{D}{d} \right) \quad (36)$$

où D et d sont les diamètres extérieur et intérieur de chaque structure coaxiale.

Nous aurons de plus :

$$-Z_{t2} = Z_{12} = Z_{21} \quad (37)$$

$$-Z_{t3} = Z_{23} = Z_{32} \quad (38)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = 0 \quad (39)$$

La dernière relation (39) exprime le fait que l'action directe sur l'âme du câble coaxial des champs magnétiques et électriques associés à l'onde perturbatrice est très faible. En effet, la probabilité d'avoir en regard deux ouvertures dans les blindages tressés composant les lignes (L1) et (L3) est très petite en moyenne comme l'illustre la figure 20.

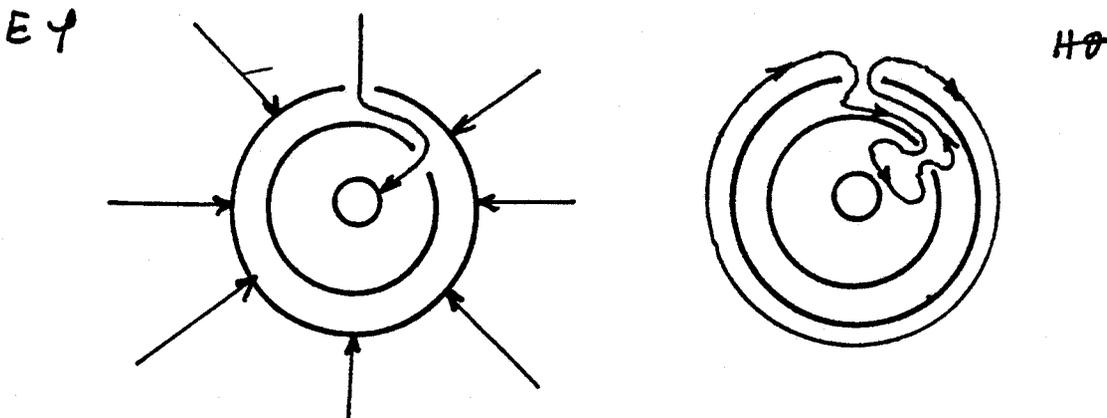


Figure 20 : Schématisation de l'action du champ électromagnétique sur le conducteur intérieur

La matrice admittance (Y) quant à elle, se résumera aux termes suivants :

$$(Y) = \begin{pmatrix} Y_{11} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} \end{pmatrix} \quad (40)$$

Si l'on néglige le couplage capacitif des lignes entre elles, ce qui sera notre cas puisque nous traiterons des blindages de câble possédant un recouvrement supérieur à 80 %, alors ces paramètres s'exprimeront très simplement au moyen de la relation suivante :

$$Y_{li} = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_{ri}}{\text{Log} \left(\frac{D}{d} \right)} \quad (41)$$

où ϵ_{ri} est la permittivité relative du diélectrique constituant la ligne (Li).

Enfin, la matrice (S) est celle qui contient le terme source et qui traduit l'action du perturbateur. Celle-ci se résumera à un seul élément.

Le raisonnement adopté suppose que l'on néglige la réaction du courant qui circule dans la ligne (L2) sur la ligne perturbatrice (L3), ce qui en pratique conduit à :

$$|Z_{32}I_2| \ll |Z_{33}I_3| \quad (42)$$

Comme dans le cas d'un blindage unique, on définira une impédance de transfert qui suivant la tension mesurée $V_1(0)$ ou $V_1(L)$ sera respectivement :

$$Z_{t0} = \frac{e}{L} \frac{V_c(0)}{I_p(0)} \quad (46)$$

$$Z_{tL} = \frac{e}{L} \frac{V_c(L)}{I_p(0)} \quad (47)$$

Le calcul des tensions perturbatrices $V_1(0)$ et $V_1(L)$ sera effectué par une méthode de résolution tout à fait classique. Deux approches sont possibles :

- Le calcul numérique, par la résolution directe du système d'équation d'ordre 2.

- La résolution simplifiée.

Cette approximation rend ainsi les solutions I_3 et V_3 indépendantes des courants et tensions présents sur les autres lignes. Il ne nous reste plus dans ce cas qu'à déterminer les solutions du système réduit à l'ordre 2.

Le courant et la tension perturbateurs pourront s'exprimer au moyen des expressions suivantes :

$$\begin{aligned} I_3(z) &= I_{03} e^{-\gamma_3 z} \\ V_3(z) &= Z_{c3} I_{03} e^{-\gamma_3 z} \end{aligned} \tag{43}$$

où I_{03} est le courant imposé par le générateur,
 γ_3 l'exposant linéique de propagation de la ligne 13,
 Z_{c3} l'impédance caractéristique de cette dernière.

γ_3 et Z_{c3} sont reliés aux paramètres linéiques de la ligne (L3) pour les relations suivantes :

$$\gamma_3 = (Z_{33} Y_{33})^{1/2} \tag{44}$$

$$Z_{c3} = (Z_{33} / Y_{33})^{1/2} \tag{45}$$

On obtient des formules analytiques si l'on néglige la réaction de la ligne L1 sur la ligne L2. Ces expressions sont valables en basses fréquences, tant que la longueur du câble reste très inférieure à la longueur d'onde du perturbateur ($L \ll \lambda$).

L'apparition en hautes fréquences de résonances d'amplitudes excessives rend absolument nécessaire de résoudre le système d'ordre 2.

III-3. ETUDE DE L'INFLUENCE DES CONNEXIONS TERMINALES

L'approximation des lignes électriquement courtes conduit à des expressions de l'impédance de transfert équivalente tout à fait simples. Les calculs détaillés qui amènent ces résultats ont été développés à l'annexe I.

Nous nous proposons maintenant de passer en revue les conséquences que vont avoir l'état des connexions terminales, pratiquées aux extrémités des blindages, sur l'impédance de transfert.

III-3.1. CAS DES LIGNES COURT-CIRCUITEES

Les blindages sont réunis entre eux à chaque extrémité.

Les impédances Z_{02} et Z_{L2} seront donc nulles.

$$Z_{02} = 0 \quad Z_{L2} = 0 \quad (48)$$

L'impédance de transfert équivalente sera donnée par l'expression (43), dans laquelle Z_{t2} et Z_{t3} sont respectivement les impédances de transfert des blindages (L1) et (L2) figure 18 et Z_2 l'impédance linéique du tronçon de ligne situé entre ces deux blindage.

$$Z_{t0} = Z_{tL} = \frac{Z_{t2} Z_{t3}}{Z_2} \quad (49)$$

Z_2 peut s'écrire au moyen de la relation (50),

$$Z_2 = Z_{s2} + j L_2 \omega \quad (50)$$

où $L_2 \omega$ est la réactance de la ligne L2

et Z_{s2} l'impédance de surface constituant les deux blindages.

L'impédance de surface dépend de la conductivité et de la perméabilité magnétique du matériau constituant le blindage. L'inductance L_2 est étroitement reliée à l'espacement entre ces deux blindages. Elle sera donnée par la relation suivante :

$$L_2 = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \log \left(\frac{D_{\text{int}+e}}{D_{\text{int}}} \right) \quad (51)$$

où D_{int} représente le diamètre intérieur du blindage et e l'espacement entre celui-ci et celui du blindage suivant, qui lui est concentrique. Apparaît aussi dans cette expression μ_r , la perméabilité magnétique relative du diélectrique inter-blindage.

Nous aurons l'occasion par la suite de mettre en évidence l'effet de μ_r dans le cas où cet isolant est constitué de matériau composite chargé de particules ferromagnétiques. Nous verrons alors que cette possibilité permet de réduire dans des proportions non négligeables Z_t .

Pour les autres diélectriques μ_r sera égal à l'unité. Nous remarquons que l'impédance de transfert revêt toujours un caractère linéique, comme le montre l'expression (48).

III-3.2. CAS DE LA LIGNE ADAPTEE

On réalise maintenant l'adaptation de la ligne précédente. On choisira donc pour les impédances Z_{02} et Z_{L2} les valeurs de l'impédance caractéristiques de la ligne :

$$Z_{02} = Z_{c2} \quad \text{et} \quad Z_{L2} = Z_{c2} \quad (52)$$

Celle-ci sera obtenue au moyen de l'expression suivante :

$$Z_{c2} = 60 \sqrt{\frac{\mu r}{\epsilon r}} \log \left(\frac{D_{int} + e}{D_{int}} \right) \quad (53)$$

avec les mêmes significations pour D_{int} et e que précédemment.

L'impédance de transfert équivalente peut alors s'exprimer au moyen de la relation analytique suivante :

$$Z_{t0} = Z_{tL} = \frac{Z_{t1} Z_{t2}}{2Z_{c2} + Z_{s2}L} \quad (54)$$

La première constatation que nous pouvons faire est que l'impédance de transfert ne possède pas le caractère linéique précédent. Elle est en effet, proportionnelle cette fois-ci à la longueur L du câble.

III-3.3. CAS DE LA LIGNE OUVERTE

Dans ce cas les blindages seront libres puisqu'il faut satisfaire la condition :

$$Z_{o2} = Z_{L2} \rightarrow \infty \quad (55)$$

Le couplage s'exerce par la capacité existant entre les deux blindages.

L'impédance de transfert équivalente obtenue dans ce cas s'écrira (56), C_2 étant cette capacité.

$$Z_{t0} = Z_{tL} = \frac{1}{2} Z_{t1} Z_{t2} j C_2 \omega L^2 \quad (56)$$

(57)

Nous observons que l'influence de la longueur est encore plus remarquable dans ce cas puisqu'elle intervient au carré.

CONCLUSION

Ces expressions de Z_t (49), (59) et (56) montrent, dans chaque cas, qu'à partir de la connaissance séparée de l'impédance de transfert de chaque blindage, on peut estimer l'impédance de transfert globale de la structure. C'est le cas où l'on pratiquera un court-circuit entre les blindages qui gardent un caractère linéique à ce paramètre de transfert.

III-4. MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION

Les structures de câbles à blindages multiples possèdent une impédance de transfert qui présente un comportement différent de ceux établis jusqu'ici, lorsque la longueur du câble n'est plus négligeable devant la longueur d'onde λ .

Les expressions analytiques introduites au paragraphe précédent ne sont donc plus valables et seul le recours à la résolution numérique du système d'équations des lignes couplées (30) et (31) permet d'accéder aux valeurs de l'impédance de transfert équivalente.

Nous vous proposons de donner quelques résultats issus de l'exploitation de l'un de ces modèles [8], dans le cas d'un câble coaxial possédant deux blindages. Le cas traité sera celui où ces deux blindages seront court-circuités et pour lesquels nous avons vu en basses fréquences que le caractère linéique de l'impédance de transfert était conservé.

III-4.1. CAS PARTICULIER DU CABLE COURT-CIRCUITE A SES DEUX EXTREMITES

Le câble coaxial est composé de deux écrans homogènes en cuivre espacés de 0,25 mm entre eux, de diamètre respectivement de l'intérieur vers l'extérieur : 7,54 mm et 8,04 mm.

Trois longueurs : 2 m, 20 m et 200 m ont été étudiées, afin de mettre en évidence les phénomènes de propagation.

Enfin, l'épaisseur des blindages a été prise égale à 10 μm .

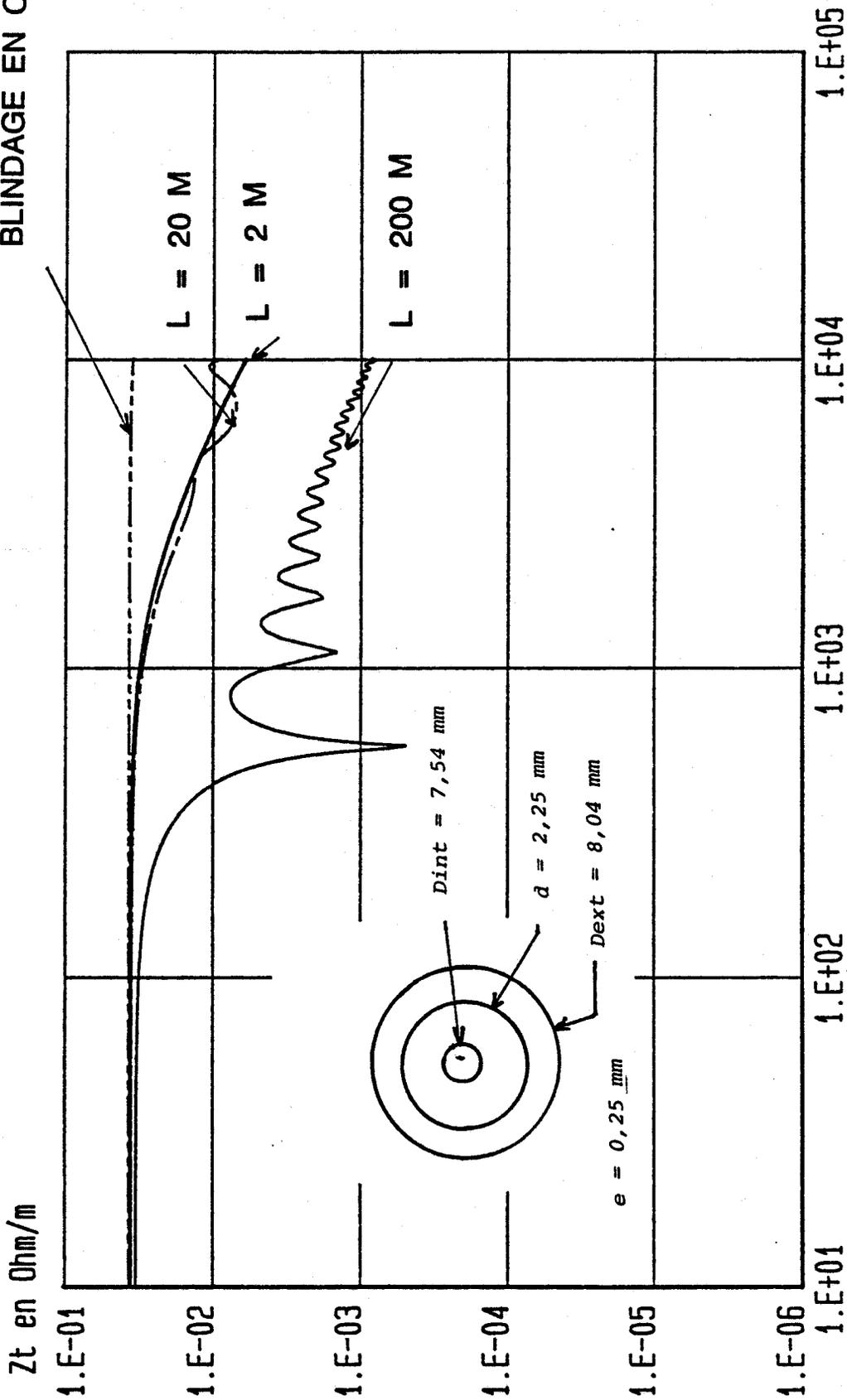
Les courbes obtenues ont été reproduites à la planche PL (C-1), où nous avons fait figurer également une courbe de référence correspondant au cas où les deux blindages du câble sont en contact direct et pour laquelle l'impédance de transfert est indépendante de la fréquence par suite du choix de la faible épaisseur des blindages.

Nous pourrions constater que l'impédance de transfert est très sensible à l'espacement des blindages, ainsi qu'aux phénomènes de propagation. Cette dernière constatation est d'autant plus marquée que la longueur du câble est importante. Leurs apparitions occasionnent une réduction des tensions perturbatrices.

Nous remarquons également qu'en ce qui concerne le câble de 2 m ceux-ci interviennent peu. L'écart observé avec la courbe de référence peut être directement attribué à l'espacement inter-blindages. Il s'en suivra que l'on pourrait aisément négliger les phénomènes de propagation en dessous de 10 MHz.

INFLUENCE DE LA LONGUEUR DU CABLE

BLINDAGE EN CONTACT



III-5. CONFRONTATION A QUELQUES EPROUVETTES DE CABLES PARTICULIERS

III-5.1. APPLICATION A L'ETUDE DE L'INFLUENCE D'UN ISOLANT ENTRE DEUX BLINDAGES

La mise en évidence de cet effet a pu être menée à bien par la confection en laboratoire de deux éprouvettes constituées par deux blindages homogènes réalisés à partir d'un ruban en cuivre autocollant, d'épaisseur $e = 40 \mu\text{m}$.

Les caractéristiques géométriques de ces échantillons ont été reportées sur les schémas de la figure 21.

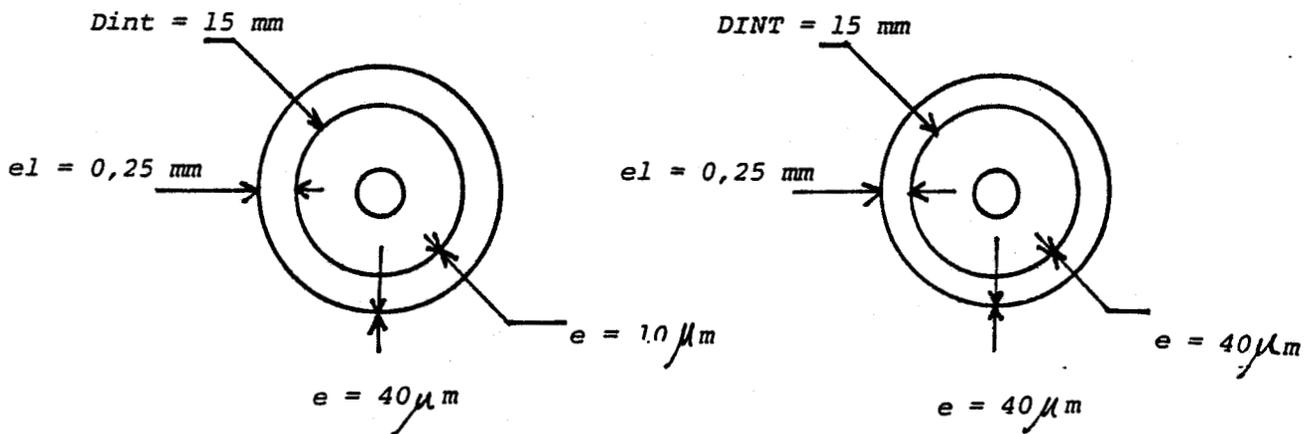


Figure 21 : Caractéristiques des éprouvettes de câbles

Les échantillons possèdent une longueur de 1 m. La mesure de $|Z_t|$ a été réalisée au moyen du banc de mesures triaxial décrit précédemment, en court-circuitant les blindages entre eux à chaque extrémité.

Le choix de blindages homogènes offre la possibilité de simuler aisément l'évolution théorique de l'impédance de transfert de chacun des blindages et de permettre de mener une comparaison aux résultats expérimentaux très efficace.

A la planche PL (C-2) sont confrontés les résultats expérimentaux que nous avons obtenus et ceux issus de la simulation numérique.

Ces valeurs correspondent à l'expression (49) établie dans le cas de blindages court-circuités à chaque extrémité.

$$Z_t = \frac{Z_{ti} Z_{te}}{Z_{l2g}} \quad (58)$$

où Z_{ti} et Z_{te} sont respectivement les impédances de transfert des blindages intérieurs et extérieurs,

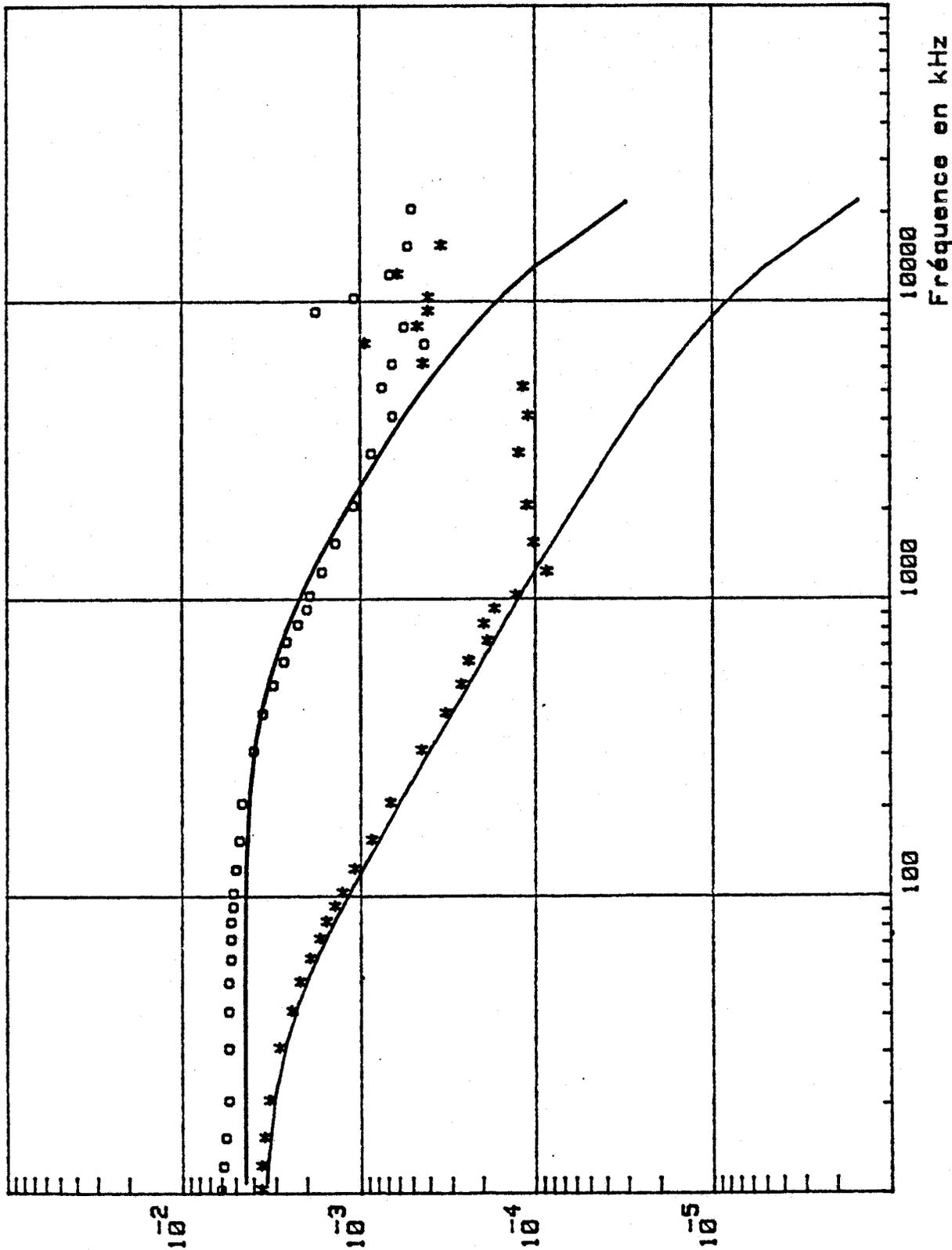
et Z_{l2g} l'impédance linéique de la ligne de propagation constituée par ces deux blindages intérieurs et extérieurs.

Les impédances de transfert Z_{ti} et Z_{te} ont été évaluées numériquement, indépendamment l'une de l'autre à partir de l'expression établie par Vance [2] pour des conduits métalliques homogènes valables dans le cas où l'épaisseur du blindage est très inférieure au diamètre du câble et lorsque la conductivité présentée par le métal du blindage est bonne.

L'impédance Z_{l2g} peut être approximée de façon satisfaisante par :

$$Z_{l2g} = \left[(R_i + R_e)^2 + (L_{2g} \omega)^2 \right]^{1/2} \quad (59)$$

Module de Z_t
en ohm/m



CABLE A 2
BLINDAGES
HOMOGENES

Influence de
l'espacement
inter-blindages

o e = 0.25 mm
* e = 3.50 mm

— Théorie
* o Expérience

PL (C-2)

PL (C-2)

Fréquence en kHz

où R_i et R_e sont les résistances en courant continu des deux blindages intérieur et extérieur,

et L_{2g} l'inductance de la ligne de propagation constituée par les deux blindages.

La perméabilité magnétique relative du matériau composant l'entretoise peut être considéré égal à l'unité, soit :
 $\mu = 1.$

Nous constatons donc au vu des résultats de la planche PL (C-2) que la correspondance entre le relevé expérimental et le modèle est excellent. Nous pouvons par ailleurs mettre en évidence clairement l'importance d'une épaisseur entre deux blindages et par voie de conséquence sa répercussion sur l'efficacité de blindage du câble.

III-5.2. CAS DES CABLES COMPORTANT DES TRESSES ET DES RUBANS HOMOGENES

III-5.2.1. Modélisation partielle

Le terme modélisation partielle fait ici référence également au calcul faisant intervenir la relation (49), où une évaluation séparée des impédances de transfert de chaque blindage Z_{ti} et Z_{te} , est effectuée indépendamment l'une de l'autre.

Nous avons essayé dans un premier temps d'appliquer cette modélisation aux câbles notés C1 et C2 du chapitre II, qui rappelons le, comportent de l'intérieur vers l'extérieur du câble une tresse cuivre suivie d'une tresse acier en ce qui concerne C1, une tresse cuivre accolée à un ruban en cuivre homogène et de nouveau une tresse acier, en ce qui concerne C2.

L'impédance de transfert de la tresse acier a été obtenue en effectuant une mesure de Z_t après avoir court-circuiter la tresse cuivre à l'âme du câble, sur un échantillon de type C1.

Les impédances de transfert séparées de la tresse cuivre seule et de l'ensemble tresse cuivre-ruban homogène ont été obtenues respectivement à partir de deux échantillons de type C1 et C2 auxquels on a ôté la tresse extérieure.

L'impédance Z_{l2g} existant entre les deux blindages a été calculée au moyen de l'expression (59) où pour R_i et R_e , nous avons pris les valeurs de $|Z_t|$ obtenues expérimentalement en basse fréquence, qui s'identifient aux résistances continues de ces blindages.

Sur les planches PL(C-3) et PL (C-4) apparaissent les résultats obtenus pour ces deux éprouvettes, ainsi que les valeurs expérimentales obtenues par la mesure décrite au chapitre II, sur les structures complètes des câbles C1 et C2.

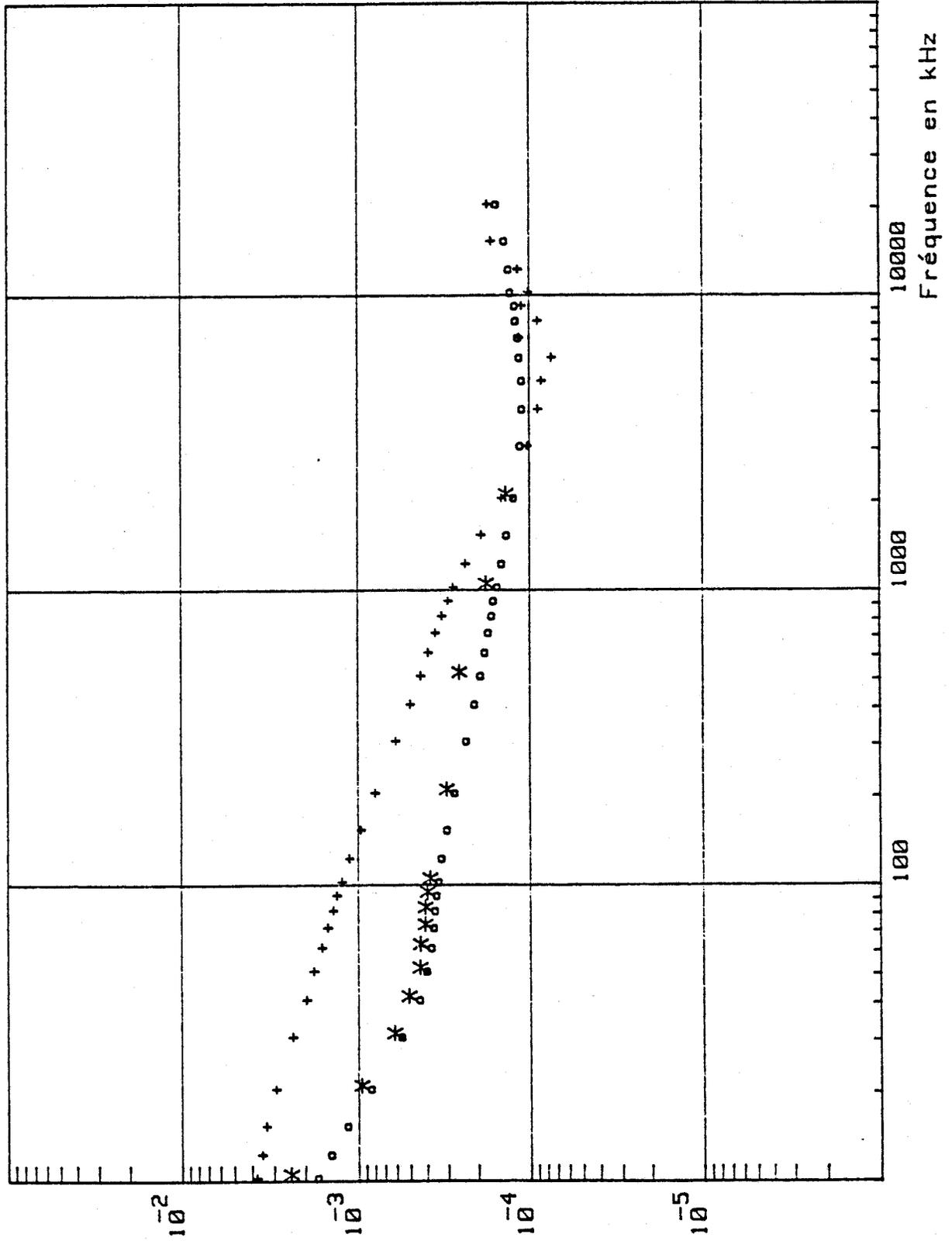
Les courbes enregistrent un écart assez important dans la bande de fréquences comprises entre 10 kHz et 1 MHz. L'origine de cet écart peut être attribuée à l'approximation utilisée pour calculer l'impédance linéique de la ligne de propagation.

Des mesures expérimentales complémentaires, obtenues cette fois-ci en paramétrant la relation (58) avec l'impédance linéique de la ligne mesurée au moyen d'un pont de mesures d'impédances, montrent en effet une réduction de cet écart et une meilleure correspondance avec la réalité physique.

Il s'avère dans le cas précis où nous sommes, que l'impédance de surface de la tresse acier joue un rôle important et particulièrement flagrant du fait de sa perméabilité magnétique bien supérieure à l'unité. Il démontre ainsi l'importance du rôle joué par l'impédance de surface des blindages.

Nous avons reporté à titre indicatif les valeurs calculées du module de l'impédance de surface de la tresse acier en attribuant l'écart précédemment observé à la planche PL (C-3) entièrement à son actif, planche PL (C-5).

Module de Z_t
en ohm/m



STRUCTURE C1

o C1

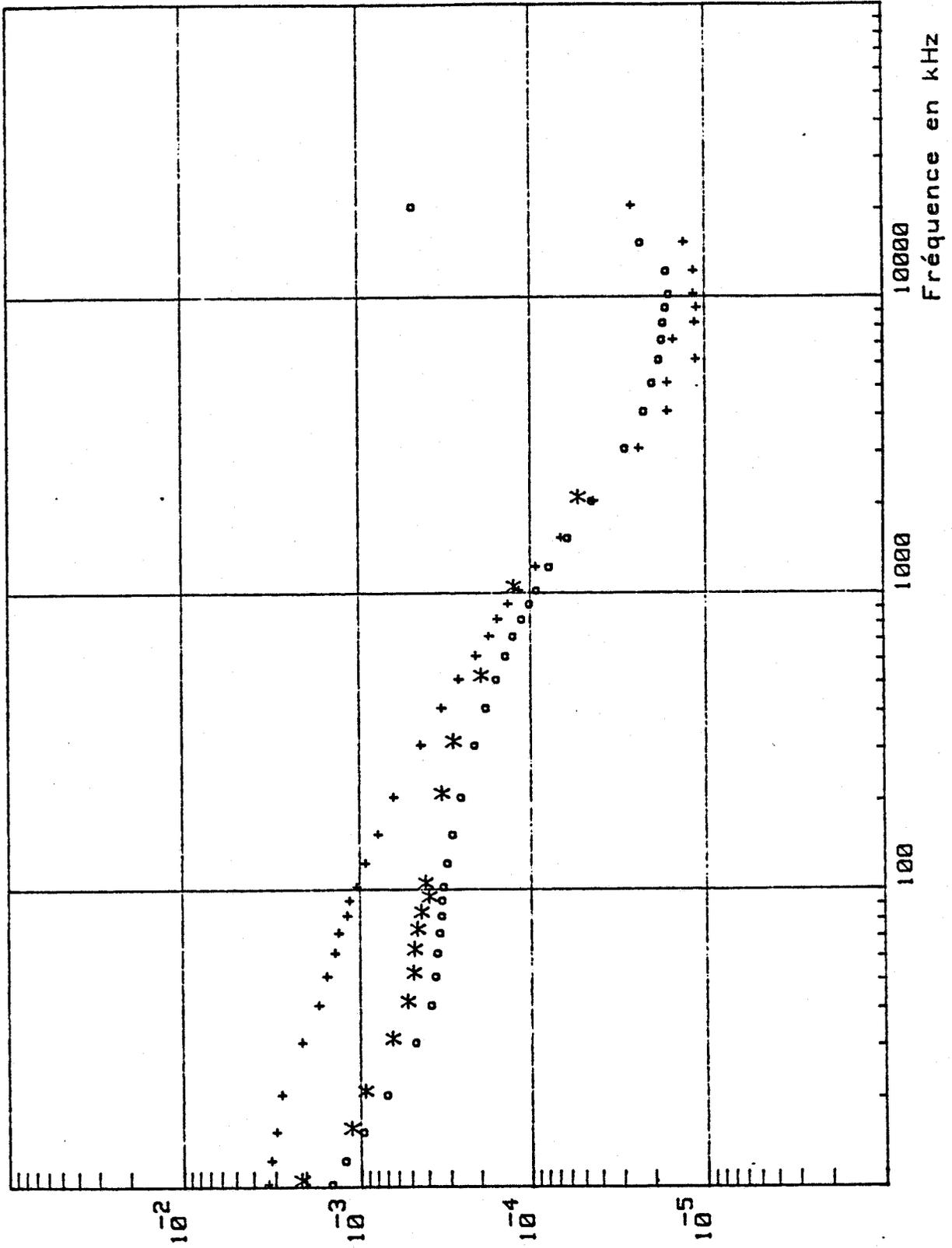
+ Modélisation
partielle

* Modélisation
partielle
avec mesure
de zL2g

PL (C-3)

PL (C-3)

Module de Zt
en ohm/m



STRUCTURE C2

o C2

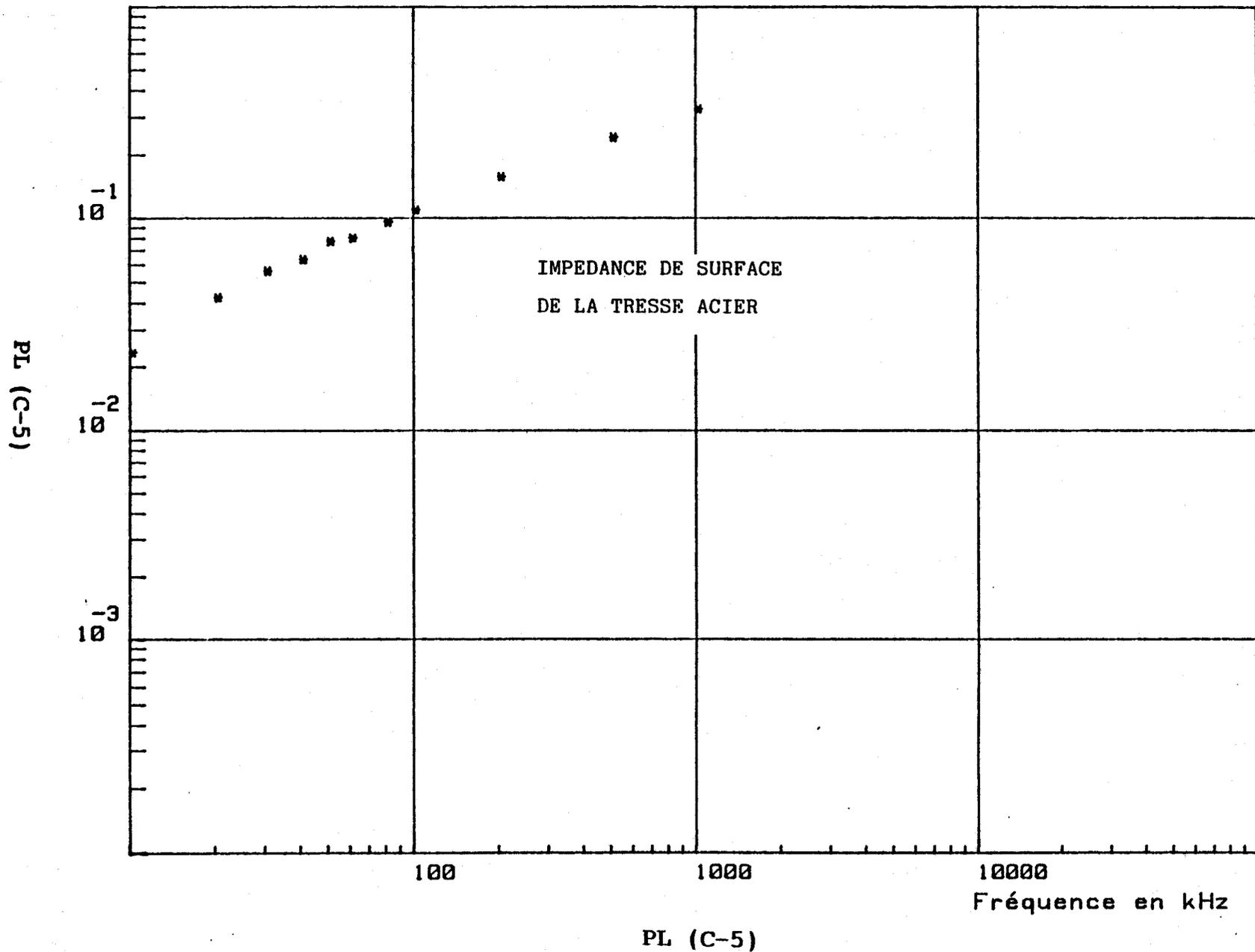
+ Modélisation
partielle

* Modélisation
partielle
avec mesure
de ZL2g

PL (C-4)

PL (C-4)

Module de Z_t
en ohm/m



III-5.2.2. Modélisation complète

III-5.2.2.1. Généralités

La modélisation complète consiste à évaluer l'impédance de transfert au moyen des seuls paramètres géométriques et physiques des blindages constituant le câble. Ces paramètres sont dans le cas de blindages tressés :

- le nombre de fuseaux,
- le nombre de conducteurs par fuseau,
- le diamètre d'un conducteur élémentaire du fuseau,
- l'angle de tresse,
- la densité des ouvertures,
- les dimensions des ouvertures.

Nous remarquerons que c'est la dimension des ouvertures qui sera la donnée introduite, plutôt que le recouvrement. Ceci est lié au fait que la dimension des ouvertures est plus facile à évaluer d'une part et qu'elle intervient directement dans le calcul de $|Z_t|$ et plus précisément dans celui-ci de l'inductance de transfert.

On suppose par ailleurs que les dimensions transversales sont petites par rapport à la longueur d'onde.

En pratique, le logiciel de simulation permet de procéder à une évaluation théorique de l'impédance de transfert, pour des valeurs d'impédances connectées aux extrémités de chaque ligne de transmission comprise entre 0 et 1 M Ω .

Il permet également d'explorer une gamme de fréquences comprises entre quelques Hertz et une fréquence supérieure dépendant de la capacité numérique de la machine.

La perturbation électromagnétique introduite dans le calcul sera de type "onde progressive".

Enfin, la valeur de l'impédance de transfert sera obtenue au moyen de modèles numériques regroupant l'action de trois phénomènes physiques comme nous allons le voir au paragraphe suivant, où nous décrivons très succinctement leurs origines ainsi que les lois permettant de les simuler.

III-5.2.2.2. Comportement électromagnétique des blindages tressés

L'évolution de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux à blindage tressé correspond en fait à la contribution de trois phénomènes superposés qui sont :

- la diffraction,
- la diffusion,
- l'induction.

Il s'agit maintenant de formuler les lois permettant de déterminer l'évolution de cette impédance de transfert.

De part leur conception, les tresses comportent des ouvertures provenant d'un recouvrement incomplet du blindage, qui favorise la pénétration du champ électromagnétique. Les lois qui régissent cette pénétration sont de ce fait très compliquées et il est difficile d'obtenir un modèle mathématique exact. Si on admet toutefois quelques approximations, il s'avère que pour chacun de ces phénomènes une expression analytique dépendant des paramètres introduits précédemment puisse être dégagée, [3], [5].

a) Couplage par diffraction

Les ouvertures de la tresse permettent au champ magnétique tangentiel H_{θ} figure (22), de pénétrer à l'intérieur du câble coaxial, occasionnant un couplage magnétique assimilable à une inductance de transfert L_t .

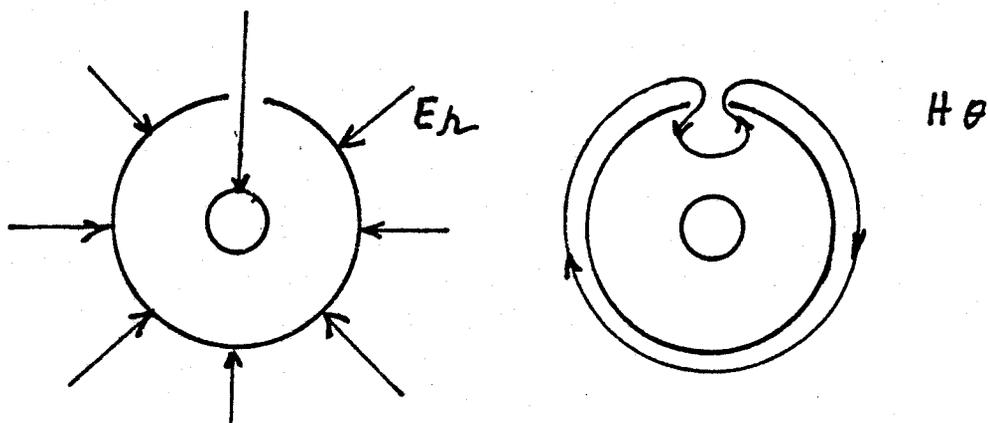


Figure 22 : Schématisation de l'influence des champs électriques et magnétiques

L'influence de champ électrique se manifestera également au niveau de ces ouvertures par des charges induites. Il pourra se traduire quant à lui par une capacité de transfert C_t , figure (22).

Le problème s'apparente en définitive à la diffraction des ondes électromagnétiques, par de petites ouvertures de dimensions négligeables vis-à-vis de la longueur d'onde.

L'impédance de transfert pourra être dans ce cas identifiable à une expression du type :

$$Z_t = Z_0 + jL_t\omega \quad (60)$$

avec $\omega = 2\pi F$

F étant la fréquence

Il est à noter que ce comportement est rencontré en pratique lorsque l'angle de tresse avoisine la valeur de 45° , valeur au delà de laquelle l'impédance de transfert subit alors une remontée dont l'évolution est proportionnelle à la fréquence. La phase de l'impédance tend alors vers la valeur de 90° .

b) Couplage par inductance

Ce couplage se produit pour des angles de tresses très supérieurs à 45°. Il est tout à fait comparable au couplage par diffraction ; on néglige seulement dans ce cas l'effet dû à la capacité de transfert. L'impédance de transfert est également dans ce cas proportionnelle à la fréquence.

c) Couplage par induction

Aux fréquences supérieures au MHz environ, il est parfois possible d'observer une variation de l'impédance de transfert suivant une loi proportionnelle à racine carrée de la fréquence :

$$Z_t = R_0 + k' \sqrt{\omega} e^{j\omega\pi/4} \quad (61)$$

où R_0 représente la résistance linéique du blindage

et k un facteur relatif au comportement particulier de ce type de câble

Si l'on considère la surface de contact de deux fuseaux consécutifs se trouvant respectivement à l'intérieur et à l'extérieur du blindage, nous aurons aux hautes fréquences une concentration du courant plus importante dans les conducteurs du fuseau supérieur, ceci dès que la profondeur de pénétration sera inférieure au diamètre d'un conducteur. Ce courant parasite va engendrer une composante de champ magnétique qui va induire sur le fuseau intérieur des courants de Foucault entraînant une composante superficielle de champ électrique à l'intérieur du blindage. Cette tension intégrée sur toute la longueur du blindage procurera une tension parasite.

Nous devons toutefois remarquer que d'autres phénomènes peuvent intervenir, notamment l'effet de fuite du champ magnétique.

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur ce point au cours de la présentation des résultats expérimentaux.

La remontée de l'impédance de transfert suit donc dans ce cas, à partir de la fréquence de transition, une loi en \sqrt{F} et sa phase tend alors vers la valeur 145° .

Nous avons reproduit à la figure (23) les évolutions du module et de la phase des impédances de transfert procurant chacune les types de couplage que nous venons de décrire.

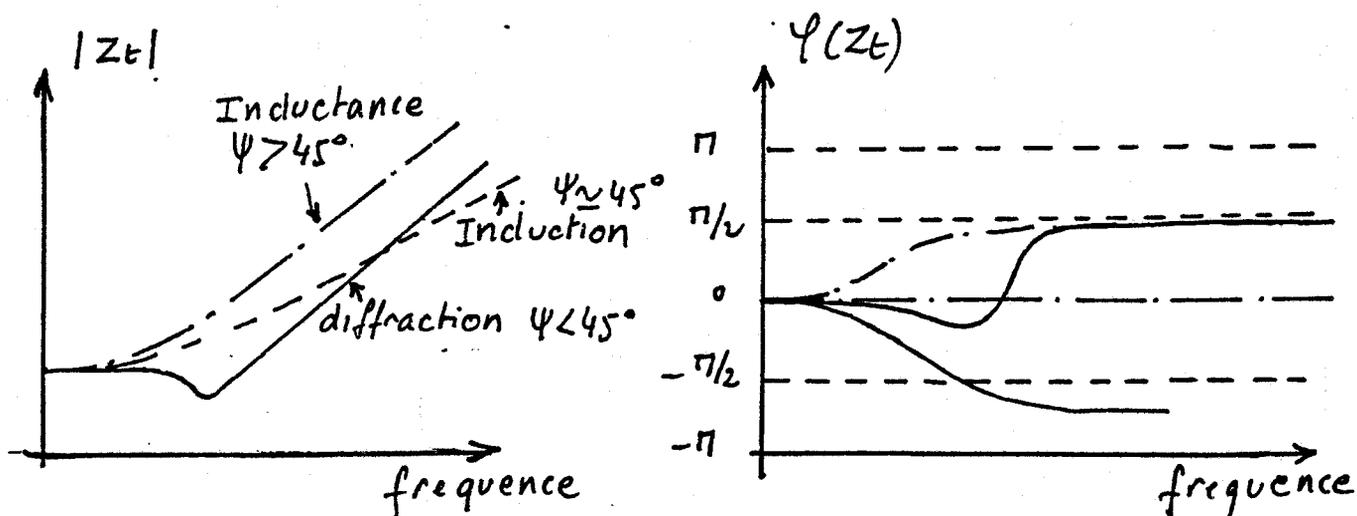


Figure 23 : Caractéristiques des modules et phase de l'impédance de transfert paramétrées en fonction de l'angle de tresse ψ

III-5.2.2.3. Résultats expérimentaux

Les données relatives aux deux échantillons de câbles notés C1 et C2, ont été introduites dans le modèle numérique que nous venons de décrire. Ces différentes données sont reproduites ci-après au tableau n° 3.

	Tresse intérieure (C1, C2)	Tresse extérieure (C1, C2)	Blindage homogène (C2)
Nombre de fuseaux :	C = 24	C = 24	-
Nombre de conducteurs par fuseau :	N = 8	N = 6	-
Diamètre d'un brin :	d = 0,15 mm	d = 0,3 mm	-
Angle de tresse :	$\psi = 31^\circ$	$\psi = 45^\circ$	-
Dimensions des ouvertures :	L = 0,4 mm l = 0,2 mm	L = 0,4 mm l = 0,2 mm	-
Densité des ouvertures :	$\psi = 7476/m$	$\psi = 9167/m$	-
Diamètre intérieure :	D = 7,3 mm	D = 10 mm	7,45 m
Conductivité :	$\sigma = 5,810^7$ mho/m	$\sigma = 10^7$ mho/m	$5,810^7$ mho/m
Perméabilité relative :	$\mu_r = 1$	$\mu_r = 100$	1

Tableau n° 3

Les courbes données aux planches PL (C-6) et PL (C-7) comparent l'impédance de transfert calculée à l'aide du modèle TR2T et celles issues de l'expérience pour les câbles notés C1 et C2.

La correspondance entre les résultats théoriques et expérimentaux est assez satisfaisante, puisque comme nous pouvons le voir à partir de ces résultats, les valeurs issues de la modélisation englobent assez bien les valeurs mesurées.

Nous pouvons constater également un écart au voisinage de la fréquence 100 kHz moins important que dans le cas de la modélisation partielle.

Une erreur systématique est en fait commise dans l'évaluation de l'impédance de surface de la tresse acier, puisque l'on a négligé la composante imaginaire de cette impédance, ce qui du reste se révèle en pratique justifiée pour la tresse cuivre.

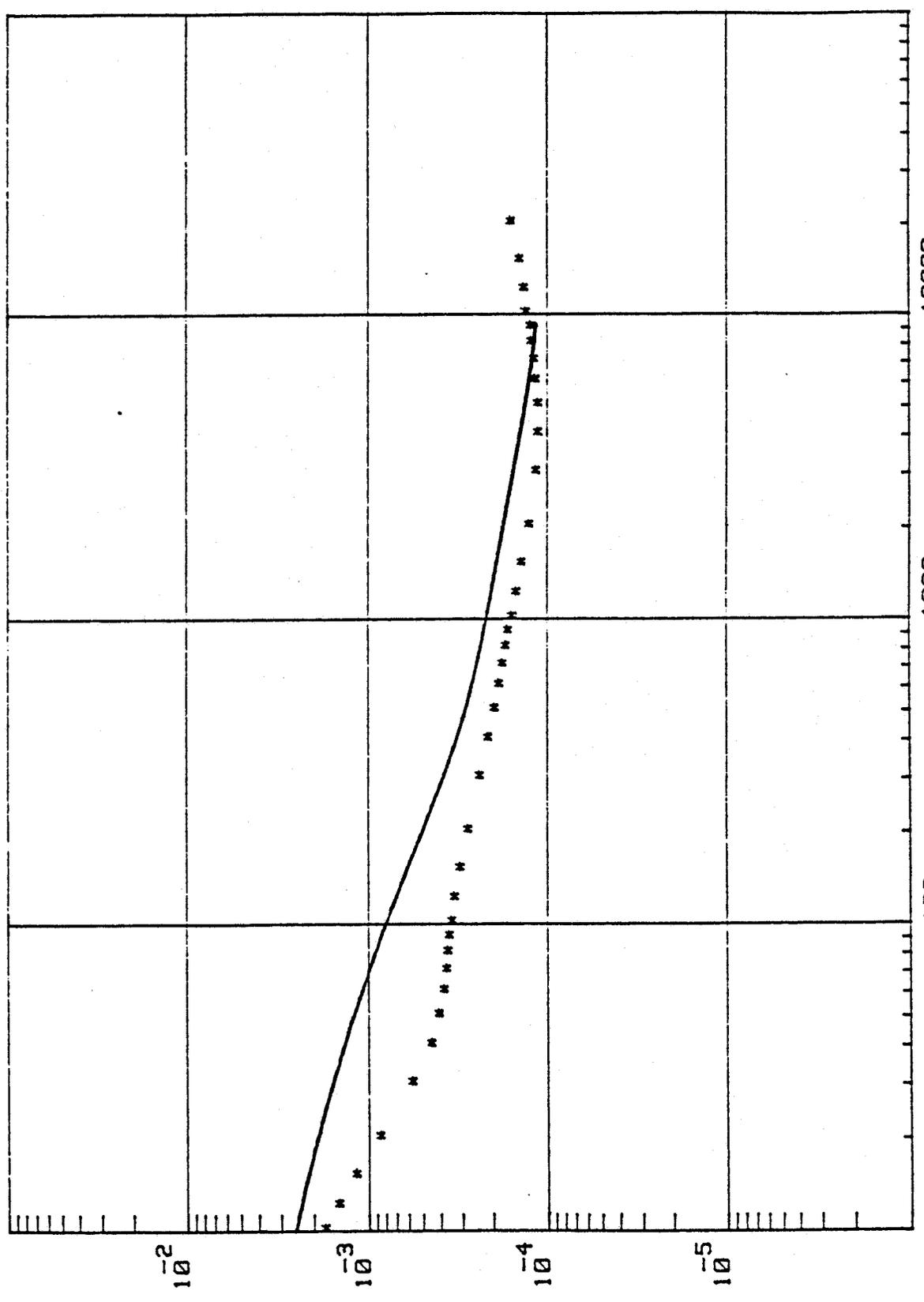
Dans le cas précis où nous sommes, cette composante peut devenir importante surtout si l'on se trouve en présence de matériau ferromagnétique.

Nous observons par ailleurs un écart aux fréquences voisines de 10 MHz, comportement que nous n'avons pas pu expliquer pour l'instant, compte tenu du manque d'informations au niveau de la mesure pour ces fréquences.

STRUCTURE C1

— Théorie
* Expérience

Module de Z_t
en ohm/m



Fréquence en kHz

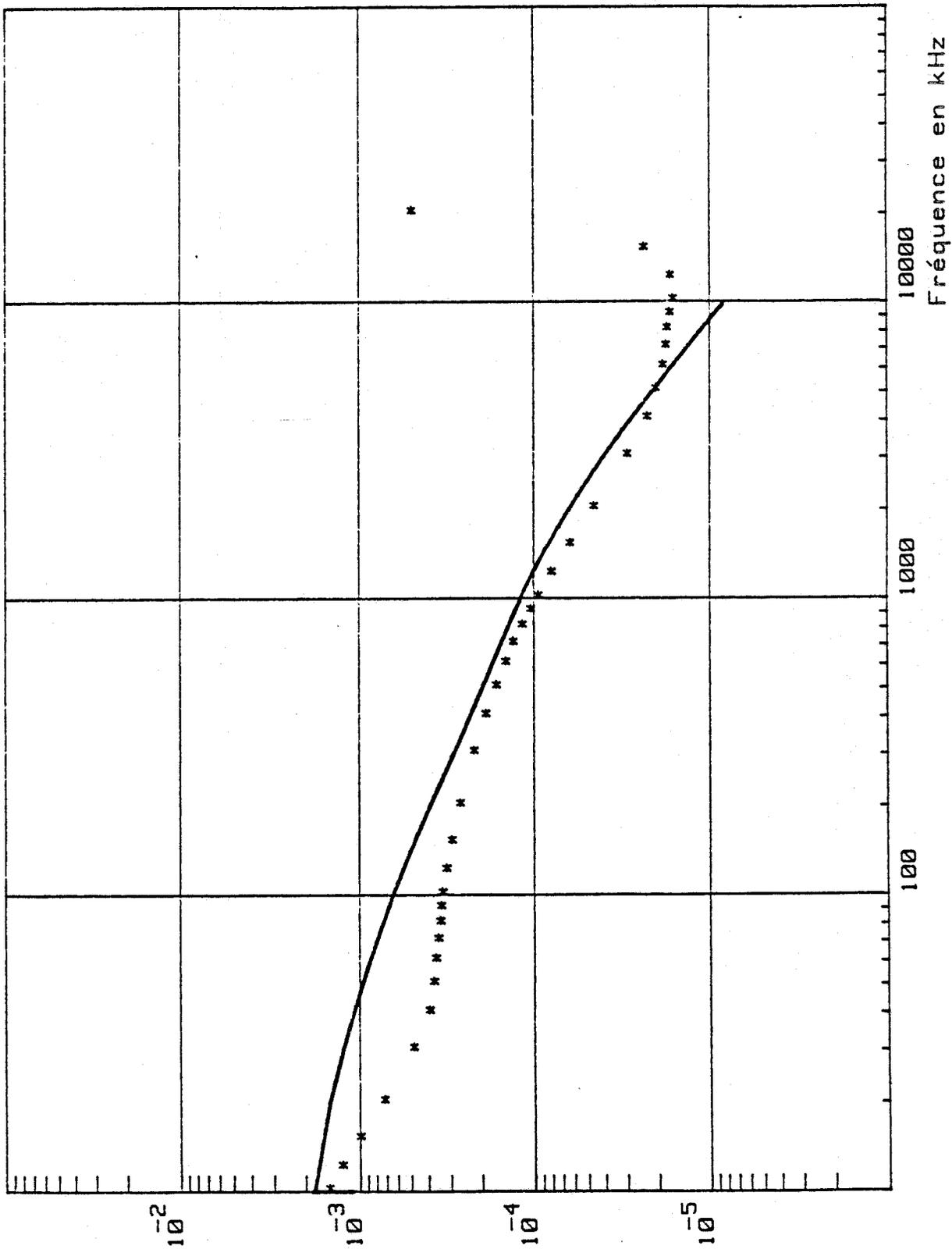
PL (C-6)

PL (C-6)

STRUCTURE C2

— Théorie
* Expérience

Module de Z_t
en ohm/m



PL (C-7)

PL (C-7)

III - 6 CAS DES CABLES LONGS

Nous présentons au cours de ce paragraphe les résultats complémentaires obtenus lors d'une campagne de mesures pratiquées au CESTA* de Bordeaux. Nous décrivons dans un premier temps le principe des mesures effectuées.

Les résultats expérimentaux obtenus sont ensuite comparés à ceux obtenus par des expériences pratiquées sur des câbles courts, ainsi qu'aux résultats issus dans la simulation numérique.

III-6.1. PRESENTATION DE LA METHODE DE MESURE

La planche PL (C-8) décrit le principe des expériences réalisées. Le câble coaxial est disposé au-dessus d'un plan de masse réalisé par un grillage métallique déroulé sur un sol en béton. Le blindage du câble constitue avec le grillage, la ligne perturbatrice, [12].

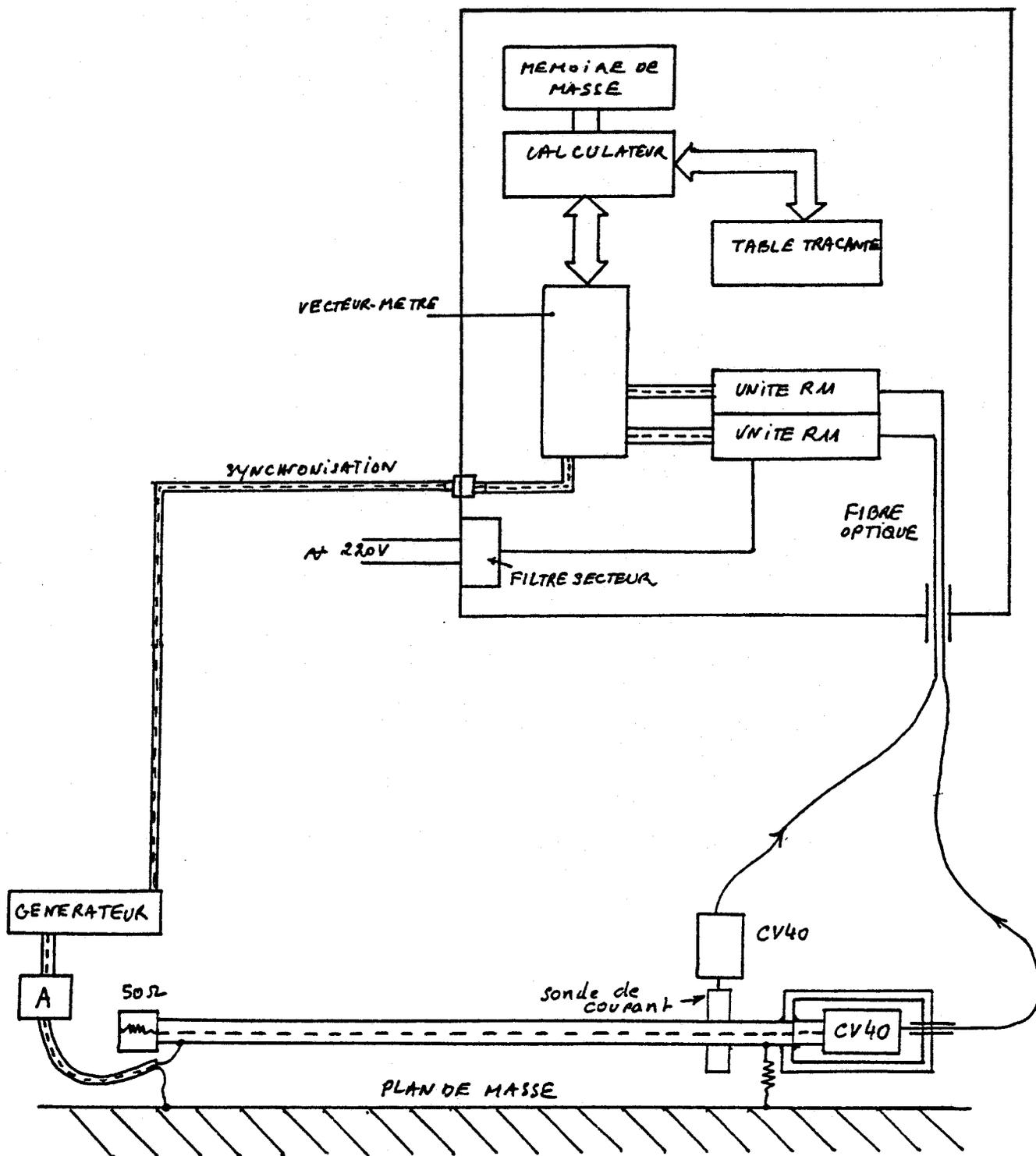
L'excitation est assurée par générateur de fréquences associé à un amplificateur de puissance. Sa sortie est connectée à une extrémité du câble, au blindage du câble tandis que sa masse est reliée au grillage métallique précédent.

L'extrémité opposée est connectée sur une résistance d'adaptation non-inductive, dont la valeur a été déterminée au moyen d'un essai en réflectométrie pour satisfaire la condition d'adaptation de la ligne.

Le câble coaxial est également adapté à chaque extrémité. L'adaptation est réalisée par une charge coaxiale 50 Ω d'un côté et par l'impédance d'entrée du dispositif de mesures qui permet de prélever la tension perturbatrice induite dans le câble. Il s'agit en fait d'un transducteur "Thomson CV40" effectuant une transcription optique du signal analogique.

* CESTA : Centre d'Etudes Scientifiques et Technique d'Aquitaine

PL (C-8)



Le courant perturbateur circulant sur la gaine du câble est mesuré au moyen d'une pince de courant large bande dont la sortie est également connectée sur un transducteur électro-optique. Les niveaux élevés recueillis dans ce cas ($I \geq 500$ mA), nous autorisent à procéder de cette manière, contrairement au cas précédent, où comme nous pouvons le constater PL(C-8) une enceinte blindée portée à l'équipotentielle du blindage du câble, assure son immunité.

Les signaux optiques issus des transducteurs aboutissent enfin à l'intérieur d'une cage de Faraday, aux entrées de deux unités de réception "Thomson R11". La mesure proprement dite des courants et tensions est effectuée en définitive par un vecteur-mètre "Rohde et Schwartz" identique à celui qu'utilisait la chaîne de réception du banc de mesures harmoniques décrit au chapitre II.

Nous remarquons que le synthétiseur de fréquences est sous le contrôle d'un calculateur HP-9835. La liaison entre ces deux instruments s'effectue également au moyen d'une fibre optique, afin de minimiser les risques de couplage électromagnétique. La synchronisation des mesures a été effectuée par une simple liaison coaxiale, les signaux étant suffisamment élevés.

D'une manière générale, le logiciel de pilotage procure des possibilités identiques à celles décrites précédemment au paragraphe III-2.4. du chapitre II.

Au cours de la phase d'expérimentation ont été mesurées les impédances de transfert de paradiaphonie et de télédiaphonie. Celles-ci ont été notées respectivement Z_{tp} et Z_{tt} et évaluées par la mesure de la tension perturbatrice correspondante, rapportées au courant perturbateur mesuré au point d'injection.

$$Z_t^p = \frac{2}{L} \frac{V_c(\omega)}{I_p} \quad (62)$$

$$Z_t^t = \frac{2}{L} \frac{V_c(L)}{I_p} \quad (63)$$

III-6.2. CONFRONTATION THEORIE-EXPERIENCE

III-6.2.1. Résultats obtenus sur un câble d'une tresse de type kx-4

Les courbes exposées aux planches (C-9) a et b reproduisent les évolutions des impédances de transfert Z_{tt} et Z_{tp} obtenues à partir d'un échantillon de câble d'une longueur de 60 mètres.

Nous avons fait figuré également sur toutes les courbes exposées, la caractéristique de Z_t obtenue en laboratoire à partir d'un câble d'une longueur de 2 mètres et mesurée au moyen d'une méthode harmonique.

La comparaison des résultats obtenus à partir de ces deux longueurs 2 mètres et 60 mètres, indique une évolution similaire aussi bien pour Z_{tt} que Z_{tp} , entre 10 kHz et 1 MHz.

Il apparaît par contre, un désaccord au-delà de cette fréquence, dont nous attribuons l'origine aux phénomènes de propagation. L'évolution de Z_{tp} se traduit en effet par des anti-résonances qui se manifestent à des fréquences multiples de la longueur du câble.

Afin de mieux juger de leurs influences reprenons les expressions (16) et (17) introduites au chapitre I, qui donnent leurs fréquences d'apparition :

$$f_{0n} = \frac{n}{(1/v_p + 1/v_c)L} \quad (64)$$

$$f_{Ln} = \frac{n}{|1/v_p - 1/v_c|L} \quad (65)$$

Un calcul approché des premières fréquences auxquelles apparaissent celles-ci conduit aux valeurs suivantes :

$$f_{01} = 1,9 \text{ MHz}$$

$$f_{L1} = 16 \text{ MHz}$$

si l'on suppose une vitesse de propagation de l'onde perturbatrice égale à $2,5 \cdot 10^8$ m/s et de $2 \cdot 10^8$ m/s pour l'onde circulant dans le câble.

Nous observons sur la courbe de la planche PL (C-9)-a une première anti-résonance à la fréquence de 2 MHz en accord avec la valeur de F_01 . La courbe de la planche PL (C-9)-b située par contre celle-ci vers 4 MHz au lieu de 16 MHz.

Si nous nous intéressons maintenant à l'évolution de la position des maximums de ces anti-résonances, nous constatons à la planche PL(C-9)-a, que ceux-ci ne présentent pas pour Z_t le caractère monotone attendu et évoqué au chapitre I, figure 12.

Cette remarque ne semble pourtant pas s'appliquer aux résultats de la planche PL (C-9)-b comme nous pouvons le constater.

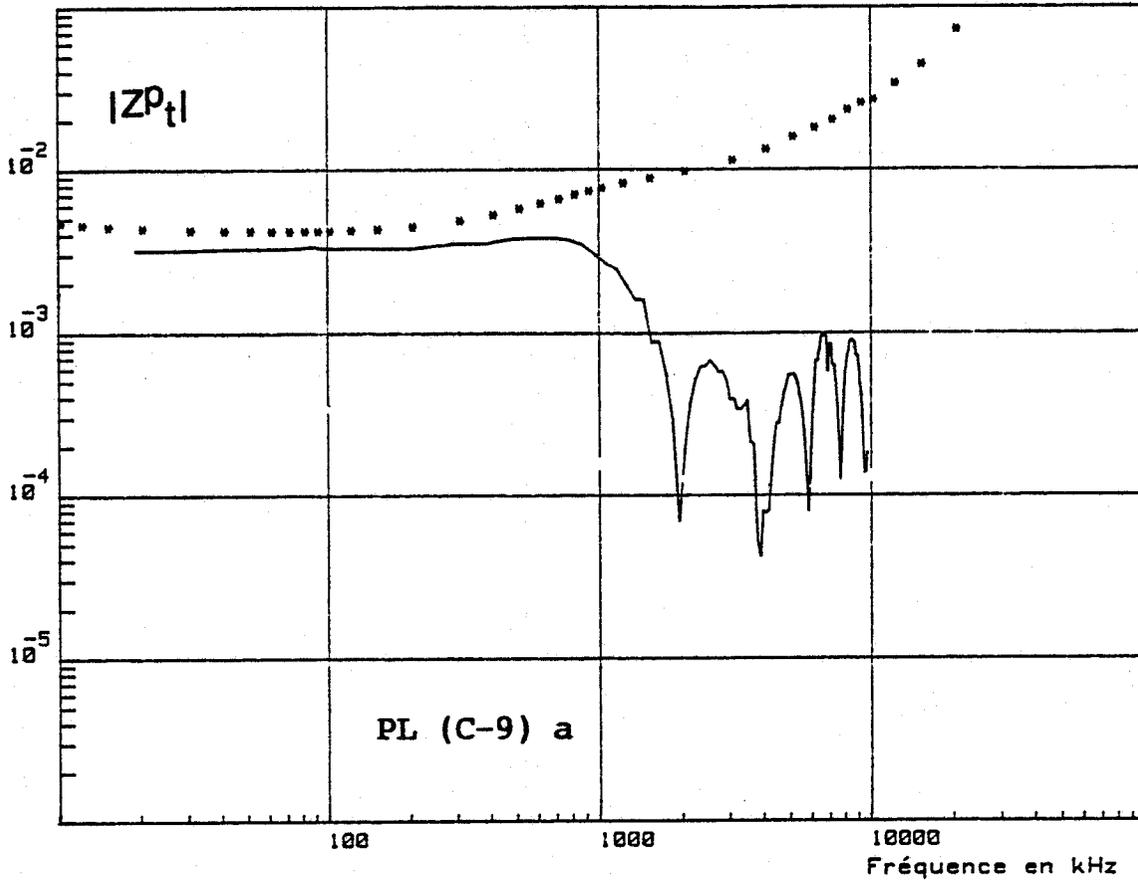
Pour éclaircir ces discordances, une expérience supplémentaire a été pratiquée à partir d'un câble de type C1, (tableau n° 3), en utilisant cette fois-ci, la tresse acier extérieure du blindage en tant que ligne perturbatrice selon le principe même des bancs de mesures triaxiaux utilisés en harmoniques.

Ce câble possède une tresse intérieure de type kx-4 qui offre donc une configuration identique aux conditions de l'expérience précédente planche PL (C-8).

La courbe enregistrée cette fois-ci, possède une enveloppe conforme aux hypothèses théoriques, planche PL (C-10).

Ce comportement peut s'expliquer par le fait que, dans le cas où l'excitation s'effectue par la tresse du câble (C1), le mode propagé est T.E.M., comme le prévoit la théorie. Dans le cas où le câble est disposé au-dessus d'un plan de masse métallique, l'excitation obéit par contre à des mécanismes plus complexes, puisque deux modes peuvent être excités : un mode différentiel et un mode commun, figure 24.

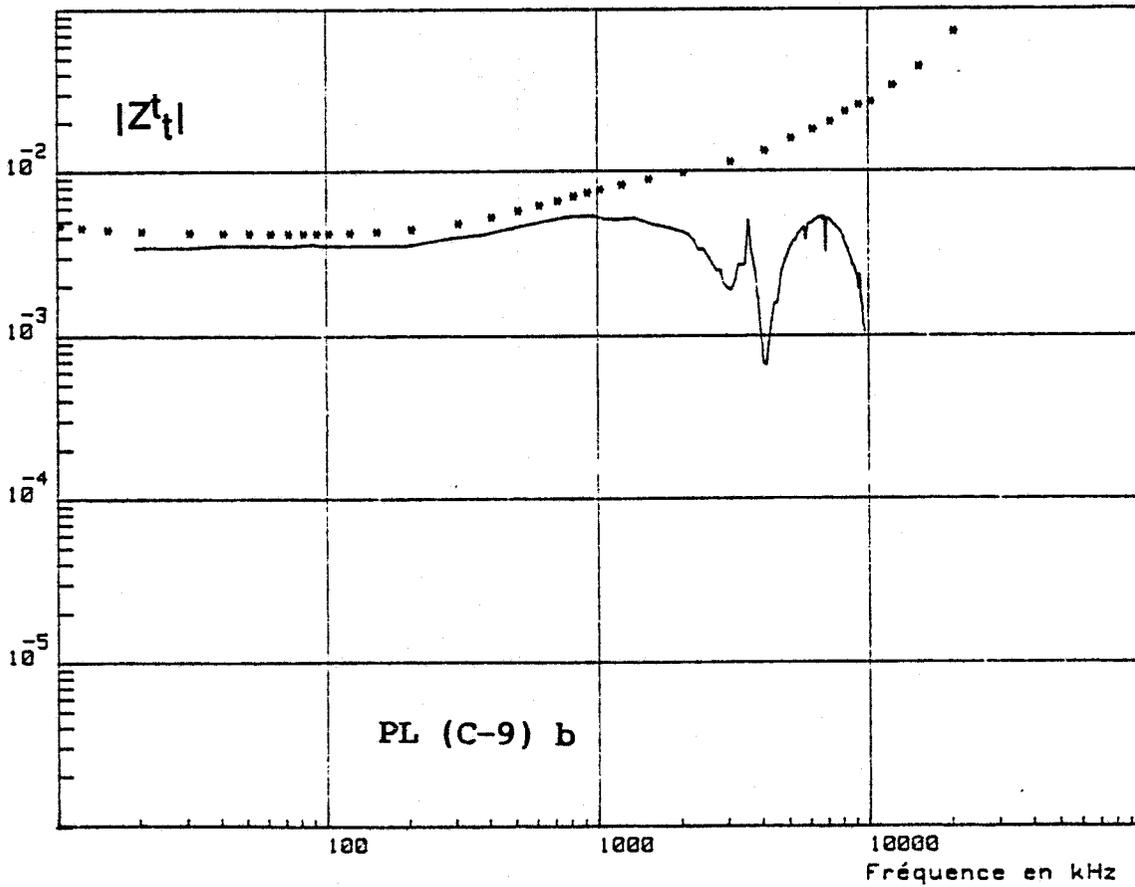
Module de Z_t
en ohm/m



— L = 60 M

* L = 2 M

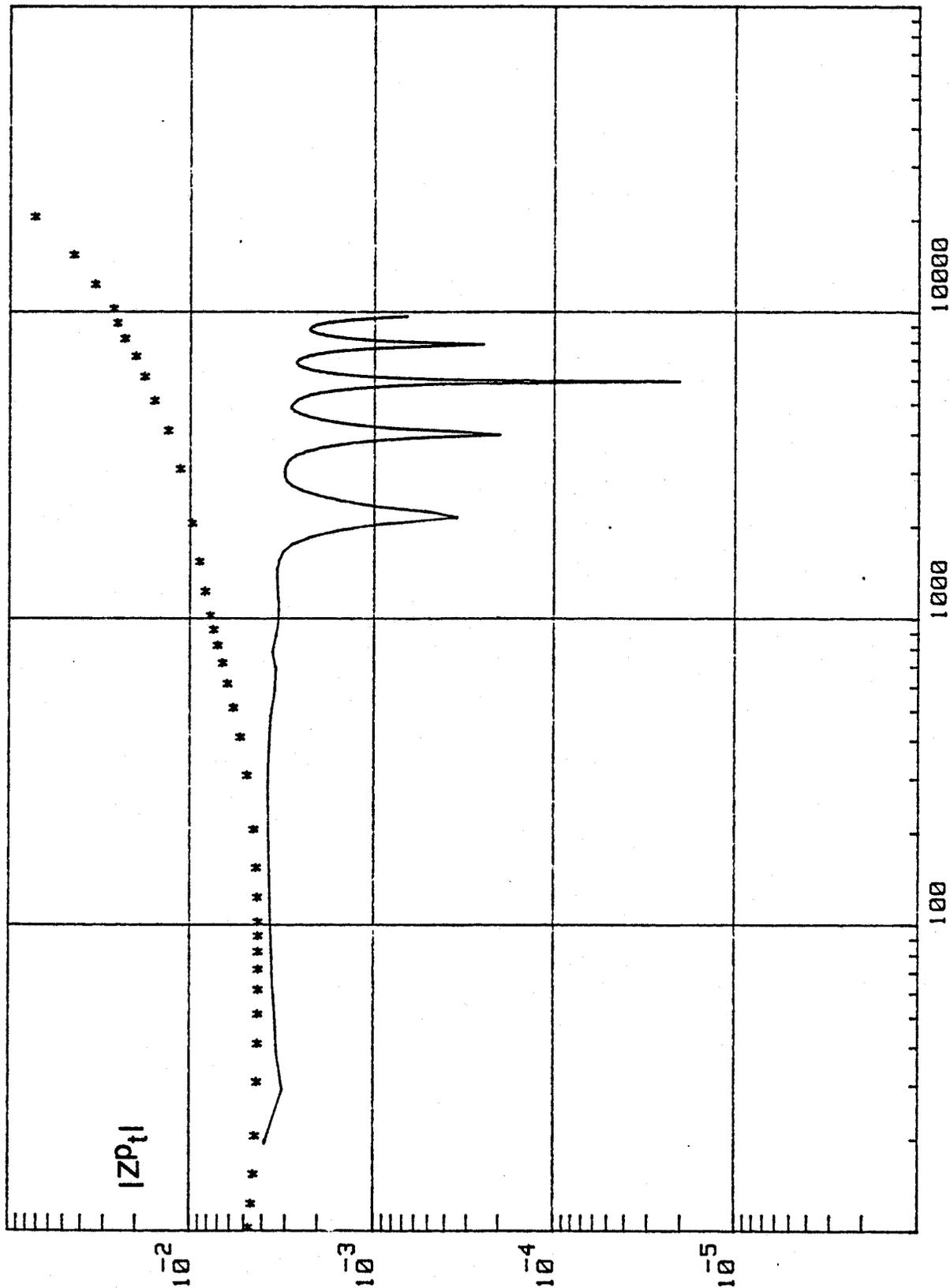
Module de Z_t
en ohm/m



PL (C-9)

Module de Z_t
en ohm/m

CABLE KX4



* L = 2 M

— L = 32 M

Fréquence en kHz

PL (C-10)

PL (C-10)

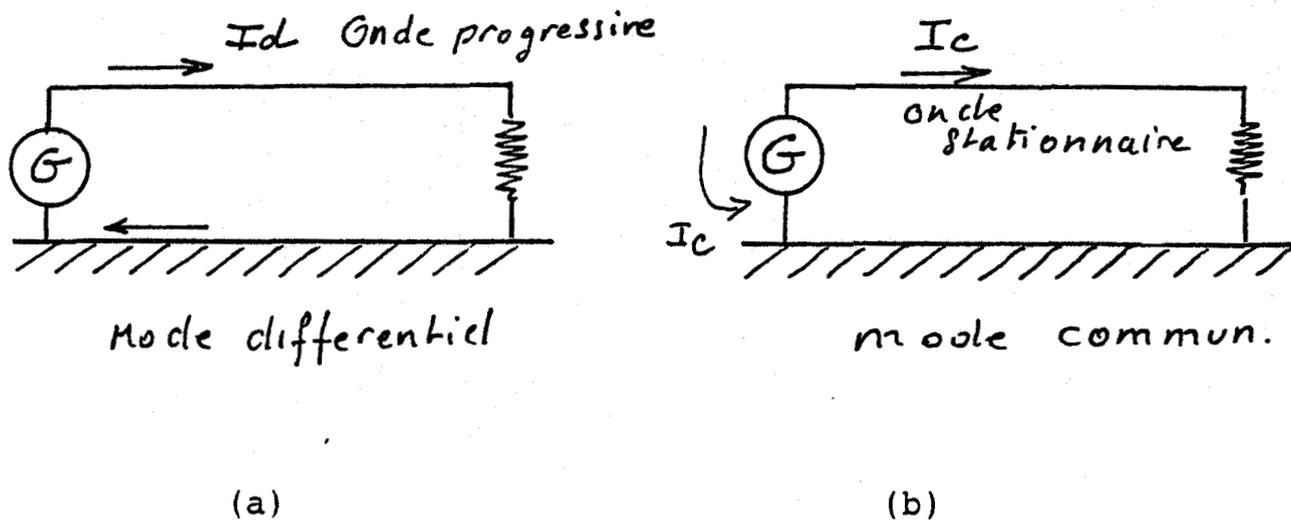


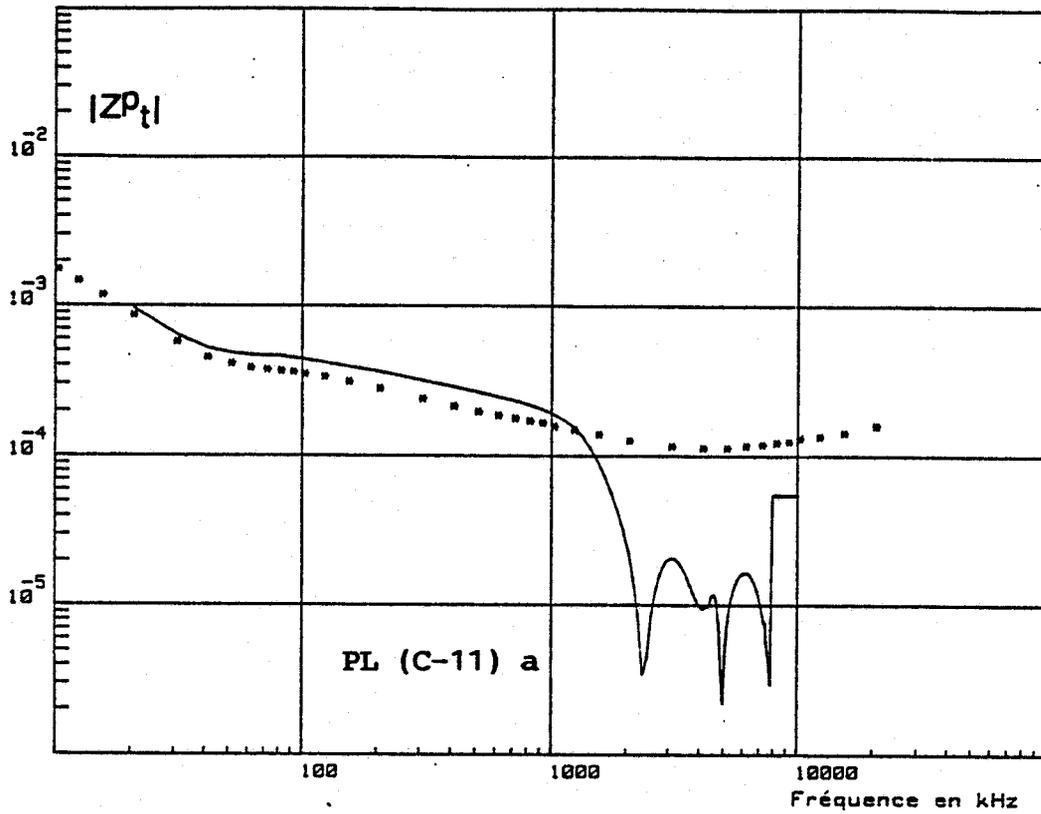
Figure 24 : Schéma électrique équivalent à la ligne perturbatrice dans le cas d'un mode différentiel (a) et d'un mode commun (b).

Le mode commun correspond en fait, au fonctionnement d'une antenne. En définitive, aux fréquences basses lorsque la longueur d'onde est bien supérieure à la longueur du câble, le mode différentiel sera prépondérant, tandis qu'aux fréquences hautes, le mode antenne sera favorisé. Notons également que la théorie des lignes couplées ne prend pas en compte ce dernier.

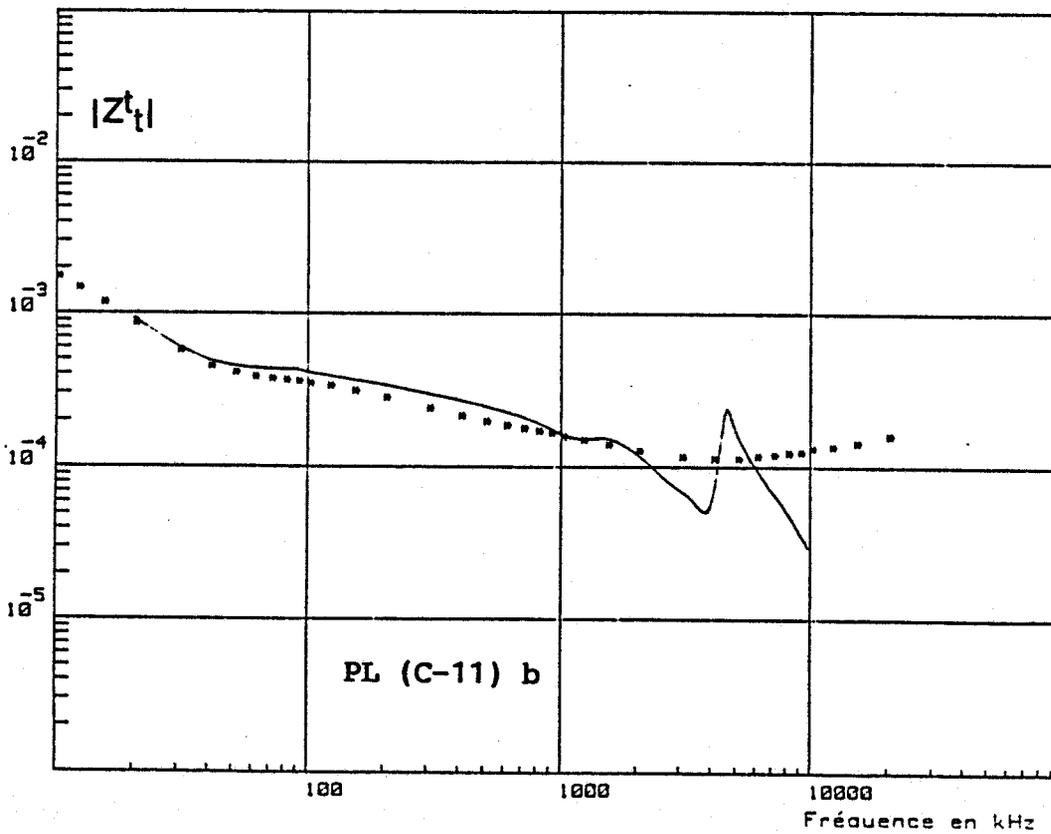
Le comportement enregistré à la planche PL (C-9) peut être attribué à ce mode antenne. Une campagne de mesures complémentaires pratiquées sur des câbles coaxiaux offrant des structures similaires a permis de valider cette hypothèse. Nous aurons l'occasion d'y revenir à l'issue de la présentation de ces résultats.

Nous présentons également à la planche PL (C-11) a et b, les impédances de transfert Z_{tp} et Z_{tt} obtenues à partir d'une structure C1 tableau n° 3, selon le principe décrit planche PL (C-8). Le câble possède une longueur de 32 mètres. Les blindages sont court-circuités entre eux à chaque extrémité.

Module de Z_t
en ohm/m



Module de Z_t
en ohm/m



PL (C-11)

Le comportement observé pour Z_t^P est analogue à celui obtenu pour le câble kx-4. Une toute autre évolution est, par contre, enregistrée en ce qui concerne Z_t^t puisqu'il apparaît pour le câble long, des résonances qui procurent une impédance de transfert supérieure à celle mesurée en laboratoire sur un câble de 2 mètres.

Cette expérience est celle qui met le mieux en évidence les phénomènes de propagation évoqués au paragraphe III-4. Nous l'avons donc comparée à la planche PL (C-12) avec les résultats issus de la simulation numérique utilisant le logiciel TR2T qui permet, rappelons le, d'évaluer l'impédance de transfert d'un câble coaxial comportant deux tresses. Nous avons vu à la planche PL (C-6), que l'impédance de transfert évaluée numériquement simulait assez bien l'évolution de $|Z_t|$ mesurée à partir d'un câble de 2 mètres.

Dans le cas où le câble possède une longueur de 32 mètres, nous enregistrons un comportement identique pour $|Z_t^P|$, en particulier au niveau des résonances qui offrent des similitudes s'apparentant fort bien à celles relevées expérimentalement.

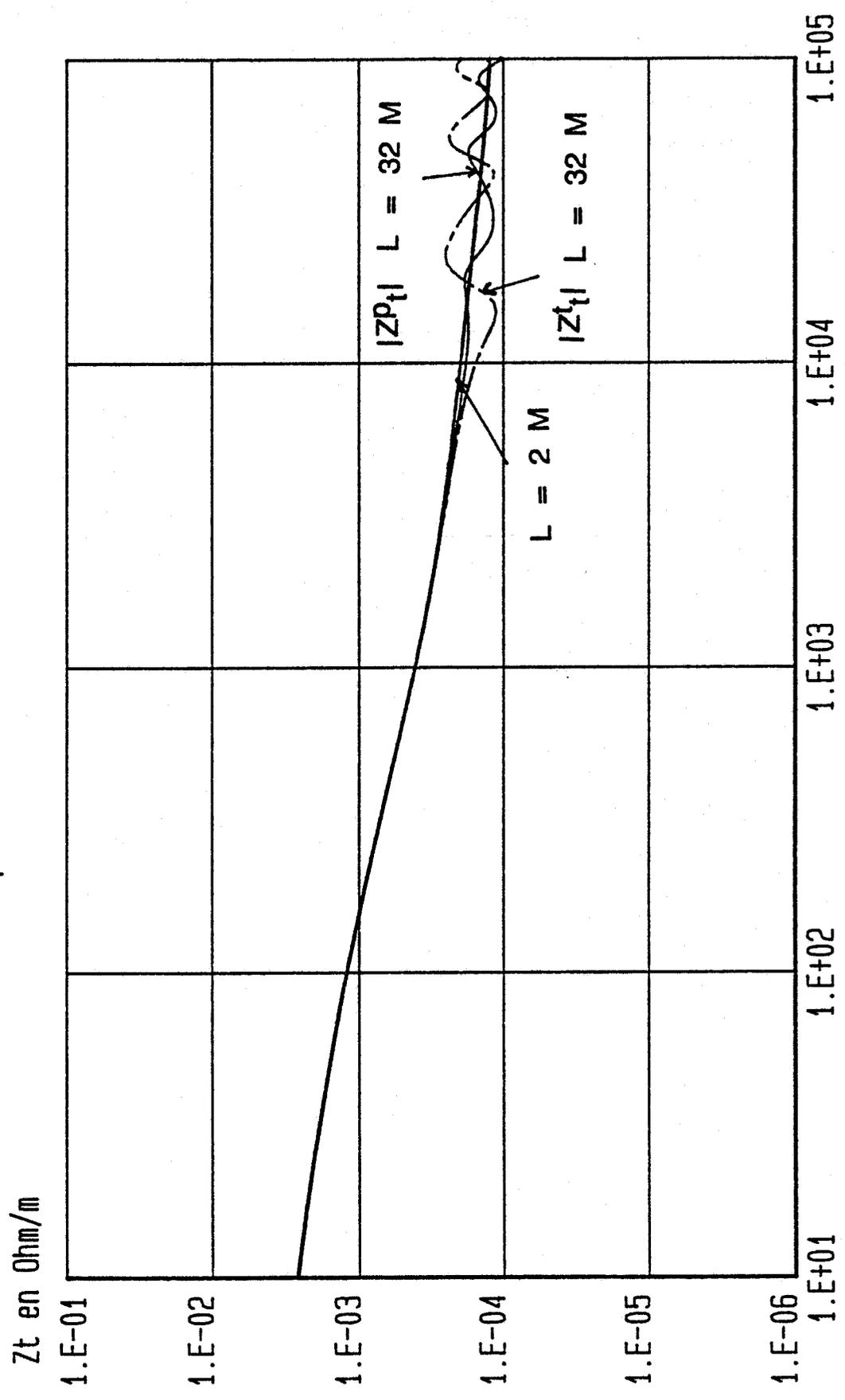
La caractéristique théorique obtenue pour Z_t^t ne montre pas, par contre, l'atténuation importante observée en pratique. Ceci corrobore les remarques précédentes, concernant la présence d'une mode rayonné et que le modèle numérique ne prend d'ailleurs pas en compte.

La comparaison des résultats obtenus à partir des structures C4 et C5, respectivement d'une longueur de 16 et 42 mètres, est effectuée aux planches PL (C-13) et PL (C-14).

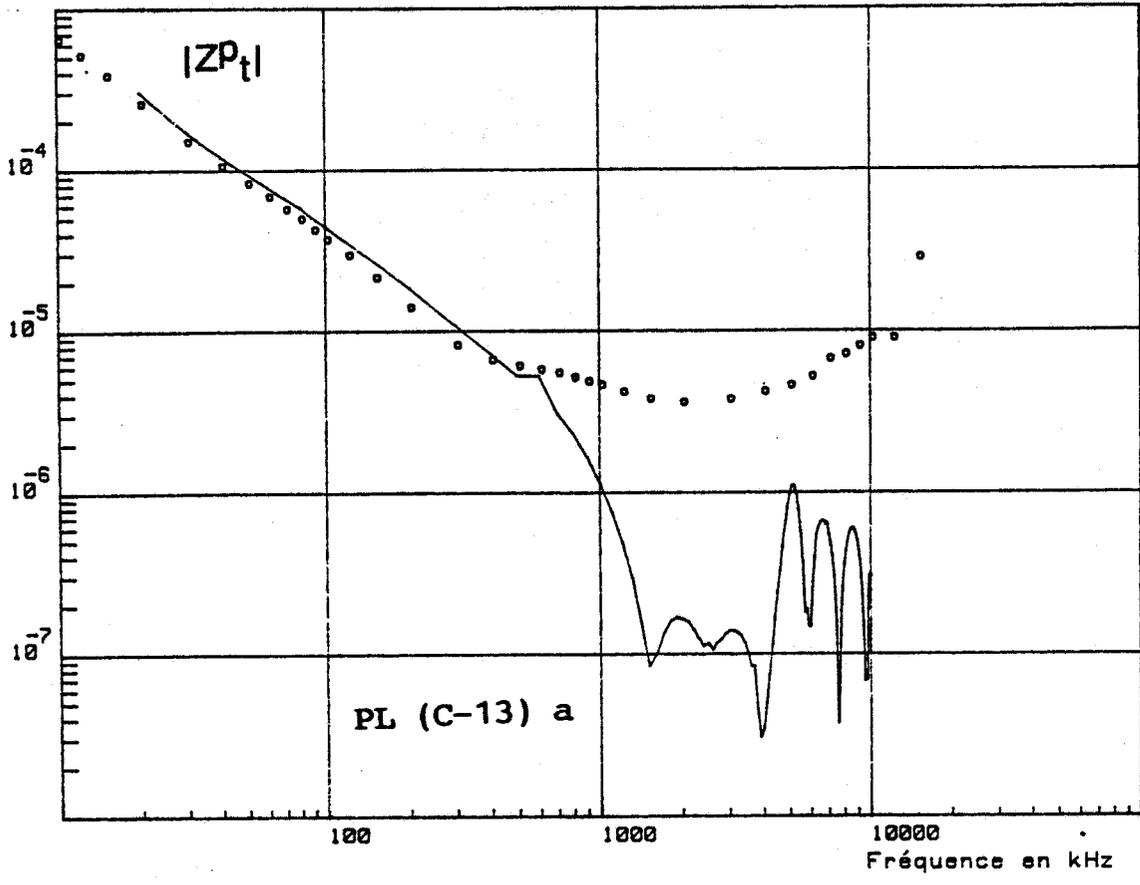
Les caractéristiques d'impédance de transfert Z_{tt} et Z_{tp} relative à l'échantillon C4 sont pratiquement des homothétiques de celles exposées pour C1 à la planche PL (C-11).

La structure C4 comporte un isolant chargé dont l'avantage est de réduire les résonances inter-blindages, simulées à la planche PL (C-1) sur un câble particulier.

Impedance de transfert

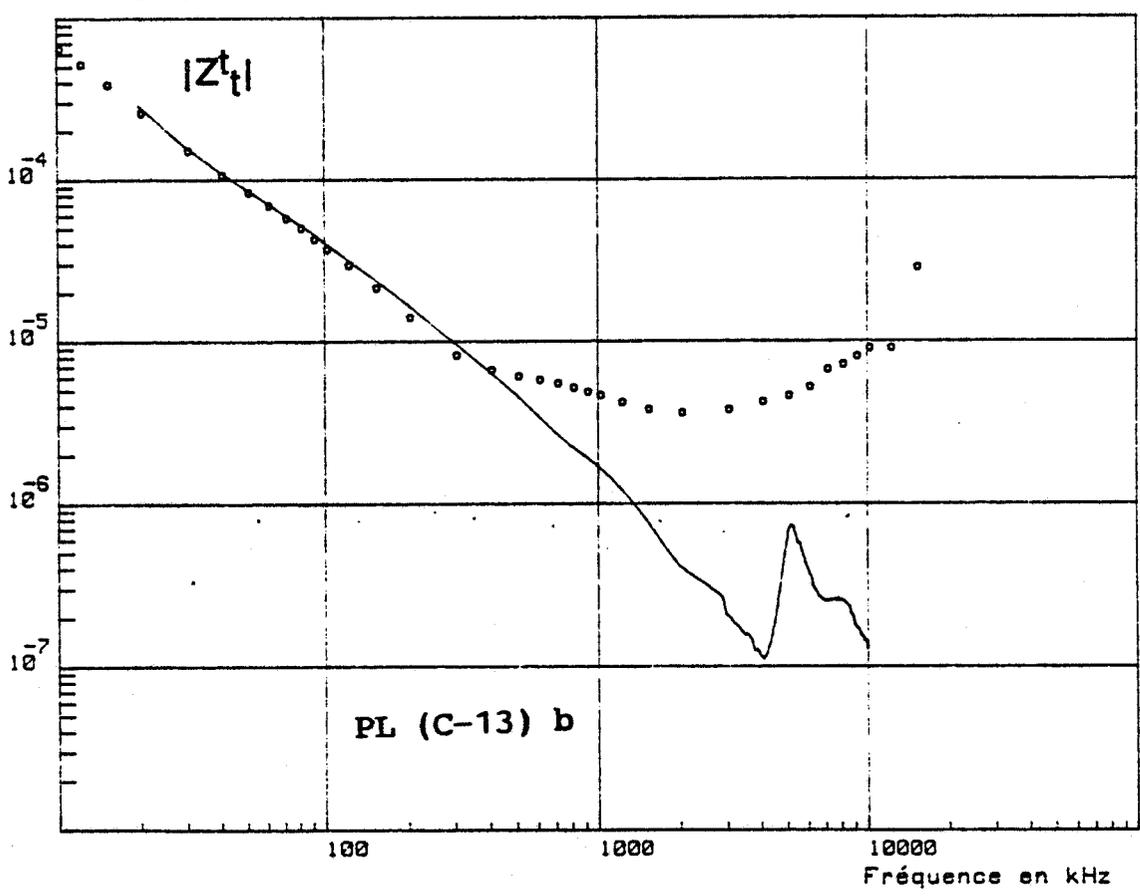


Module de Z_t
en ohm/m



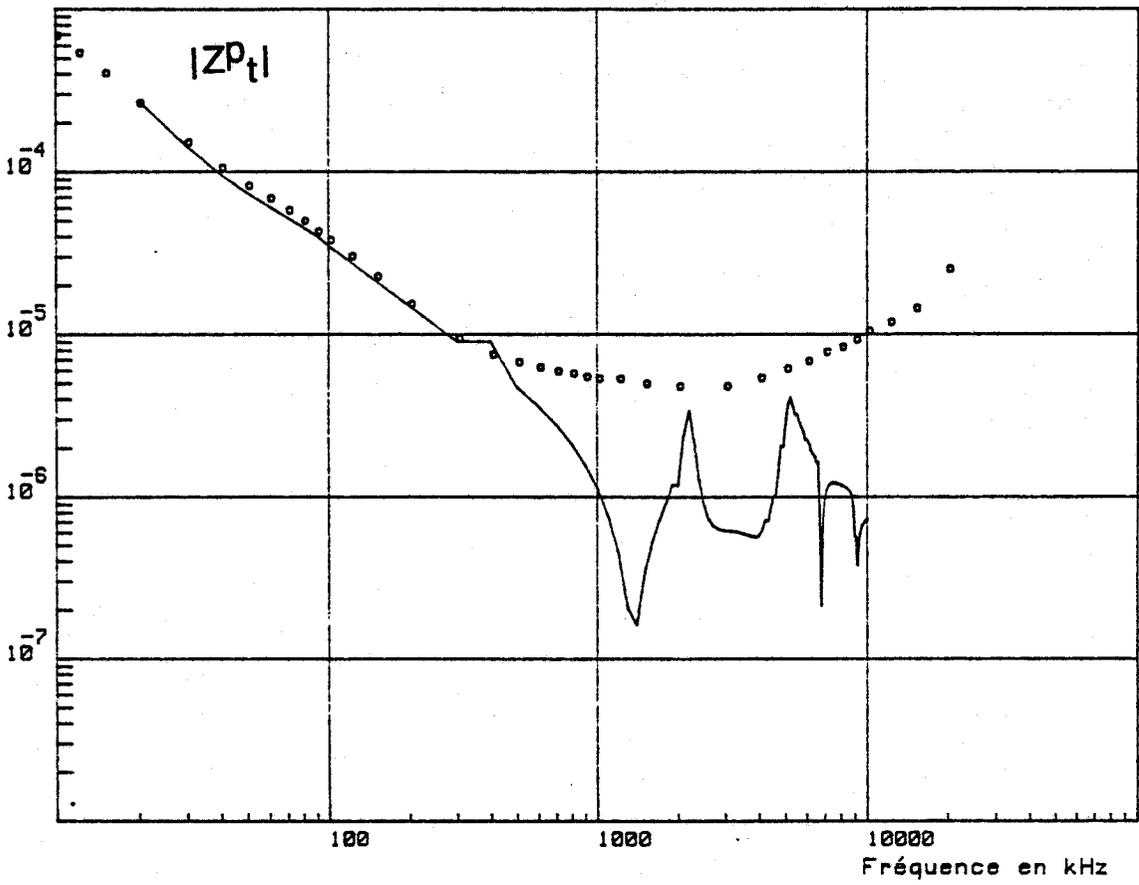
— $L = 16 M$
oooooo $L = 2 M$

Module de Z_t
en ohm/m



PL (C-13)

Module de Z_t
en ohm/m

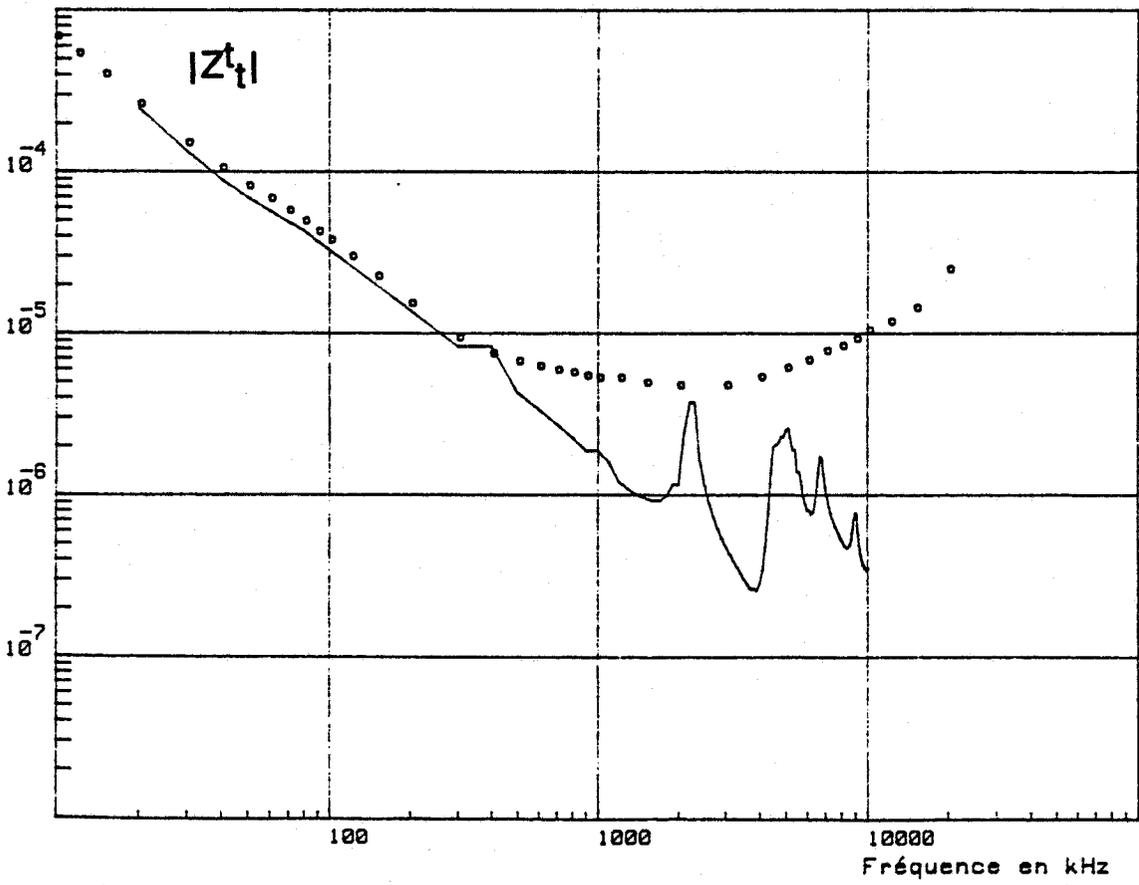


PL (C-14)

— $L = 42 M$

oooooo $L = 2 M$

Module de Z_t
en ohm/m



PL (C-14)

Les résultats relatifs à l'échantillon C5 Planche PL (C-13) mettent en évidence ces résonances inter-blindages. La première d'entre-elles se situe approximativement aux environs de 2 MHz. On constate en effet que celles-ci apparaissent avec un niveau moindre sur les résultats relatifs au câble C4. Cette évolution va donc bien dans le sens souhaité.

La différence d'allure observée dans le cas de ces deux câbles provient du fait que l'espacement plus important entre les blindages qui constituent le câble C4 favorise l'amplitude de ces résonances. Par ailleurs, malgré la longueur plus faible de l'éprouvette utilisée, la présence d'un matériau magnétique réduit la vitesse de propagation des ondes, occasionnant leur apparition plus tôt en fréquence, où l'effet de l'atténuation est moins important.

Ces courbes attirent d'autre part une remarque supplémentaire. En effet, l'impédance de transfert mesurée en télédiaphonie est dans ce cas inférieure à celle déterminée à partir de l'échantillon court de 2 mètres, qui avoisinait 10^{-5} Ω/m . Dans ce dernier cas, l'influence des fuites occasionnées par les connecteurs, joue un rôle prépondérant d'autant plus que l'impédance de transfert du blindage est très faible. On mesure par contre leurs influences, en utilisant des câbles de grandes longueurs qui amplifient finalement le signal induit dans le câble.

III-6.3. CONCLUSION

Cette première campagne de mesures réalisée sur des échantillons de câbles de grandes longueurs a montré une évolution de l'impédance de transfert identique à celle obtenue en basses fréquences sur les échantillons courts et ceci jusqu'à une fréquence de quelques MHz. Cette remarque s'applique aussi bien pour la tension de paradiaphonie que pour celle de télédiaphonie.

C'est à partir de cette fréquence que sont apparus les phénomènes de propagation et nous avons pu constater que ceux-ci se traduisent au niveau de l'impédance de transfert soit par des résonances, soit par des anti-résonances. Leurs amplitudes restent toutefois faibles sauf pour les câbles comportant une structure équivalente à deux lignes de propagation où celles-ci prennent naissance.

La mise en place d'un diélectrique chargé de particules métalliques entre ces deux lignes de propagation, permet de réduire notablement l'amplitude de ces résonances.

La confrontation de ces résultats aux valeurs théoriques issues de la simulation numérique donne un accord satisfaisant tant que les phénomènes de propagation n'interviennent pas.

Ce comportement est en fait lié au mode d'excitation du câble qui s'apparente alors à une antenne rayonnante, modifiant la loi de répartition du courant.

Des structures de câbles coaxiaux blindés présentant des structures similaires de blindage ont fait l'objet d'une campagne de mesures complémentaires au CESTA, [13]. Celle-ci a tenu compte des remarques faites précédemment et en particulier relatives à ce mode parasite rayonné. La méthode d'excitation avait recours en effet cette fois-ci, à une gaine tressée extérieure dans laquelle le câble était logé. Elle présentait donc une structure similaire au banc de mesures triaxial développé au chapitre II. Celle-ci a permis de corroborer les phénomènes observés lors de la précédente campagne.

III - 7 CONCLUSION

Ce paragraphe a été consacré au développement et à l'exploitation de modèles numériques, appliqués aux structures de câbles étudiés précédemment aux chapîtres II.

La possibilité d'avoir recours à une méthode de simulation numérique représente un atout précieux par rapport à l'expérimentation, où pour certaines structures de câbles celle-ci peut se révéler fastidieuse.

Une présentation introductive du formalisme, qui est celui des lignes de transmission, a été effectuée à partir d'une structure de câble à deux blindages.

Nous avons insisté plus précisément sur le recours possible à une méthode simplifiée qui conserve un lien avec la physique des phénomènes mis en jeu, facilitant ainsi leurs interprétations.

L'importance de la nature des impédances placées aux extrémités des blindages a été abordée. Le cas des blindages court-circuités a été développé en particulier, cette situation étant la plus fréquemment rencontrée en pratique.

L'exploitation des modèles numériques a mis en évidence clairement l'apparition des résonances inter-blindages, lorsque la longueur du câble augmente.

La modélisation partielle qui utilise le produit des impédances de transfert séparées de chacun des blindages ramené à l'impédance de la ligne de propagation séparant ces deux derniers, montre une correspondance avec l'expérimentation, tout à fait satisfaisante.

L'application de cette méthode au cas des blindages tressés C1 (tresse cuivre-tresse acier) et C2 (tresse cuivre-ruban cuivre-tresse acier) a révélé une omission. L'impédance de surface de la tresse acier qui contribue à améliorer l'impédance de transfert du blindage du câble n'a pas été prise en compte. La mesure expérimentale de celle-ci nous a permis toutefois de pallier cette lacune et de corroborer les résultats entre eux.

Par ailleurs la modélisation complète des structures C1 et C2 a révélé également un accord satisfaisant bien que celle-ci ne prenne pas en compte l'impédance de surface de cette tresse acier.

Enfin, la modélisation appliquée au cas des câbles longs prédit également d'une manière très intéressante les évolutions de Z_t .

Elle a permis aussi de mettre en évidence les phénomènes de propagation qui n'avaient pu être observés jusqu'à alors du fait de l'emploi de câbles courts.

Par ailleurs, les résonances interblindages ont été également mises en évidence. L'intérêt d'avoir un isolant chargé a été alors démontré, (structures C4 et C5).

CHAPITRE IV

DEVELOPPEMENT D'UN BANC DE MESURES DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT ENTRE 10 MHZ ET 1000 MHZ

IV-1 INTRODUCTION

IV-2 BANC DE MESURES AVEC LE BLINDAGE DU CABLE A L'EQUIPOTENTIELLE

IV.2.1. DEFINITION

IV.2.2. MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT AU MOYEN D'IMPULSIONS EN HAUTE FREQUENCE

IV.2.2.1. Description du banc de mesures

IV.2.2.2. Principe de la méthode

IV.2.2.2.1. Nature des signaux

IV.2.2.2.2. Traitement des signaux

IV 2.2.2.3. Limitations de la méthode

IV.2.2.3. Présentation des résultats expérimentaux

IV.2.2.3.1. Conformité de la mesure

IV.2.2.3.2. Cas d'un câble à blindage performant

IV-3 BANC DE MESURES AVEC CONDUIT EXTERIEUR A L'EQUIPOTEN-
TIELLE

IV.3.1. DEFINITION

IV.3.2. DESCRIPTION

IV.3.3. AVANTAGE DE LA STRUCTURE

IV.3.4. PRESENTATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.3.4.1. Nature des signaux

IV.3.4.2. Résultats expérimentaux

IV.3.5. REMARQUES CONCERNANT LA MESURE DU COURANT PER-
TURBATEUR

IV-4 MISE AU POINT D'UN LOGICIEL PERMETTANT D'AMELIORER
LA TECHNOLOGIE DU BANC DE MESURES

IV.4.1. PRINCIPE DE LA METHODE

IV.4.2. PRESENTATION DES RESULTATS ISSUS DE LA SIMU-
LATION

IV-5 LIMITES FREQUENTIELLES ET SENSIBILITE DE MESURES DU BANC

IV-6 CONCLUSION

IV-1. INTRODUCTION

L'utilisation des techniques de mesures basses fréquences de l'impédance de transfert, étendues aux plus hautes fréquences, posent quelques difficultés.

En effet, vers ces fréquences se manifestent les phénomènes de propagation dont nous avons longuement décrit l'influence au chapitre I de notre thèse. Ils constituent une limitation qui rend l'accès à ce paramètre plus délicat.

Cette limitation peut toutefois être évitée en utilisant le principe de la discontinuité de blindage introduite au paragraphe I-5.2.2. du chapitre I de notre thèse.

L'exemple qui avait alors servi à illustrer notre propos, indiquait que pour obtenir l'impédance de transfert d'un câble coaxial au voisinage de la fréquence 1000 MHz, il fallait travailler avec des éprouvettes de câbles d'une longueur de 3 cm environ, pour rester en accord avec les conditions de propagation.

Il rendait donc très bien compte du problème pratique de réalisation auquel était confronté l'expérimentateur.

Une manière de contourner l'influence des phénomènes de propagation, consiste donc à traiter le blindage du câble dont on veut évaluer l'impédance de transfert, comme une discontinuité de blindage, en utilisant comme support le câble coaxial lui-même.

Le principe utilisé consiste à poser un bon écran électromagnétique sur toute la longueur du câble excepté au centre où on laisse apparaître une petite portion de ce blindage.

Par ce moyen, il devient alors facile de monter aux extrémités du câble des connecteurs, afin de permettre la mesure des tensions perturbatrices sur une longueur raisonnable.

De la même manière que dans les techniques basses fréquences, le câble sera centré dans un conduit métallique assurant au même titre une bonne propagation de l'onde perturbatrice. Celle-ci sera générée au moyen d'un générateur délivrant des impulsions possédant un temps de montée très court. Ce choix nous permettra, comme nous le verrons par la suite, d'éviter l'adaptation de la ligne perturbatrice. La procédure utilisée sera décrite amplement au cours de ce chapitre. Le passage dans le domaine fréquentiel sera obtenu au moyen d'une transformée de Fourier rapide.

Deux bancs de mesures basés sur ce principe, seront décrits dans ce chapitre.

Le premier de ces bancs applique directement les idées précédentes. Nous attribuerons à ce dernier la dénomination : "banc de mesures avec blindage à l'équipotentielle", par opposition à une seconde version élaborée au cours de notre thèse et possédant quant à elle, un conduit extérieur en contact électrique avec la masse générale instrumentation.

Nous avons entrepris également de simuler le comportement des signaux perturbateurs (courant et tension) propagés le long de la ligne perturbatrice et plus particulièrement au niveau de la discontinuité de blindage. Le calcul de l'impédance de transfert étant effectué à partir de la valeur du courant perturbateur mesuré à l'entrée du banc de mesure, il nous est indispensable de tenir compte des déformations subies par ce dernier. Celles-ci se manifestent au niveau de la discontinuité de blindage ainsi qu'au niveau de la transition progressive existant à chaque extrémité dans la seconde version du banc de mesures.

Les possibilités offertes par les deux méthodes seront mises en évidence au moyen d'une présentation de résultats expérimentaux pratiqués sur différents types de blindages de câbles coaxiaux.

Enfin, la sensibilité des différentes structures ainsi que leurs limites fréquentielles seront signalées.

IV-2. BANC DE MESURE AVEC LE BLINDAGE DU CABLE A L'EQUIPOTENTIELLE

IV-2.1. DEFINITION

La première version du banc de mesures hautes fréquences utilisant le principe de la discontinuité de blindage possède une structure identique à celles décrites aux chapîtres I et II.

Afin de mieux appréhender ce qu'est la notion d'équipotentielle que nous venons d'introduire, raisonnons à partir du schéma de la figure 24.

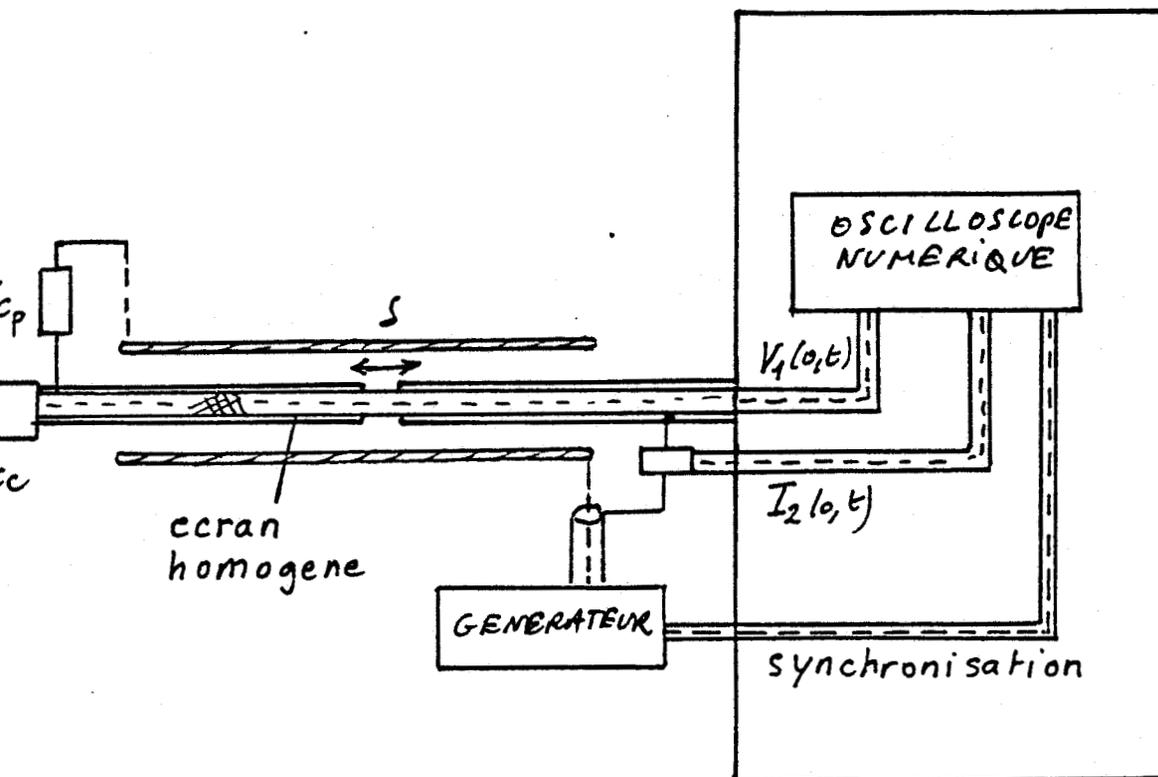


Figure 24 : Principe de la méthode de la discontinuité de blindage

Le blindage du câble coaxial se trouve réuni à la masse mesure en plusieurs points. Le circuit de masse principal est celui du générateur. Le circuit de synchronisation du générateur offre également un circuit de retour au courant de masse par les parois de la cage de Faraday, elle-même en contact avec le blindage du câble. L'équipotentielle peut être définie comme étant l'ensemble de ces circuits réunis entre eux.

IV-2.2. MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT AU MOYEN D'IMPULSIONS EN HAUTES FREQUENCES

IV-2.2.1. Description du banc de mesures

Le schéma de la planche PL (D-1) décrit précisément le banc de mesures en question.

Un générateur d'impulsions est connecté à une des extrémités du banc de mesures, entre le conduit extérieur référencé [1] et le blindage du câble constituant la ligne perturbatrice [2]. Le modèle utilisé possède un temps de montée d'environ 600 ps et délivre une amplitude de 80 V (50Ω). Le câble éprouvette dont nous voulons connaître l'impédance de transfert, est recouvert de plusieurs épaisseurs d'un ruban homogène en cuivre auto-collant sur toute sa longueur, sauf au centre où apparaît le blindage du câble.

La continuité électrique entre l'écran et la discontinuité de blindage a été assurée au moyen d'un cordon de soudure annulaire. La longueur de la discontinuité δ , a été fixée à 3 cm, de manière à satisfaire la condition $\delta \ll \lambda$, λ étant la longueur d'onde, ceci en vue d'atteindre la limite fréquentielle supérieure 1000 MHz.

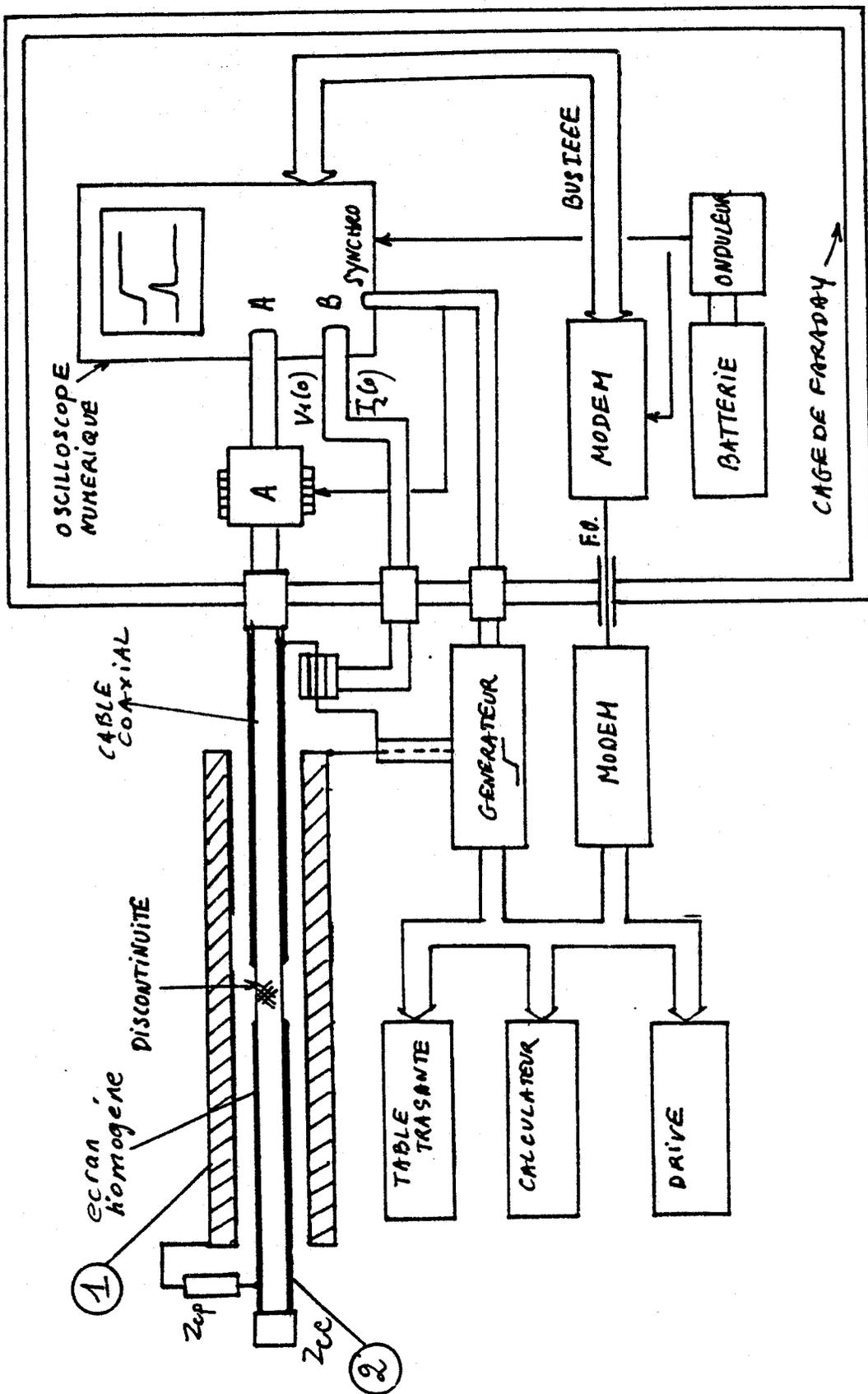
Le câble coaxial est maintenu au centre du conduit métallique [1] au moyen d'entretoises isolantes et terminé sur une charge de 50Ω . La longueur du câble supportant la discontinuité a été prise égale à 2 m. Une telle longueur se révèle être en pratique suffisante si l'on veut dissocier l'origine des transitoires accompagnant la propagation.

Chacune des extrémités a été pourvue d'un connecteur type N, dont le blindage a été soudé à celui de l'écran afin de réduire toute pénétration de champ à ce niveau.

Les mesures de la tension induite et du courant perturbateur sont effectuées au moyen d'un oscilloscope numérique à échantillonnage hautes fréquences, présentant une fréquence de coupure haute légèrement inférieure à 1 GHz. Dans le cas où la tension parasite induite dans le câble est faible, un amplificateur de tension large bande est adjoint à la mesure de $V_1(o)$.

La connexion du générateur au banc de mesures s'effectue d'une manière identique, au moyen d'une liaison coaxiale de petite dimension que l'on raccorde au banc de mesures par l'intermédiaire de deux fils.

L'un de ces conducteurs sera soudé au conduit métallique extérieur tandis que l'autre (tresse de masse) sera relié au blindage, conformément au schéma de la figure 24. C'est sur ce dernier conducteur que sera prélevée l'information courant $I_2(o,t)$, au moyen d'une sonde de courant miniature, couvrant la gamme de fréquences 1 MHz - 1GHz.



PL (D-1)

L'instrumentation de mesure proprement dite sera disposée dans la cage de Faraday, afin de la soustraire aux perturbations extérieures et en particulier du rayonnement occasionné par le conduit extérieur du banc de mesures constituant la ligne perturbatrice.

Enfin, un micro-ordinateur installé à l'extérieur de la cage assure le pilotage automatique de chaque expérience. La liaison interactive avec les appareils placés à l'intérieur de la cage s'effectue également au moyen d'une transmission optique afin de garantir l'immunité électromagnétique du montage.

VI-2.2.2. Principe de la méthode

Afin de valider les résultats expérimentaux qui seront obtenus à partir de ce banc de mesures, une éprouvette fabriquée à partir d'un échantillon de câble de type "CERLIL", a été réalisée.

Celui-ci possède un blindage tressé unique à faible recouvrement pour lequel le couplage électromagnétique obéit au modèle diffraction introduit au chapitre III paragraphe III.5.2.2.2. a).

Son impédance de transfert évaluée en basses fréquences présente une loi d'évolution proportionnelle à la fréquence à partir de quelques centaines de kHz, tandis que sa phase devient indépendante de ce paramètre et s'approche de la valeur caractéristique 90°.

$$Z_t = Z_{t0} + jL_t\omega \quad (66)$$

IV-2.2.2.1. Nature des signaux

La figure 25 reproduit les signaux, tension induite de paradiaphonie notés $V_1(o)$ et courant perturbateur $I_2(o)$, tels qu'ils apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope numérique à échantillonnage.

PERTURBATEUR: TENSION

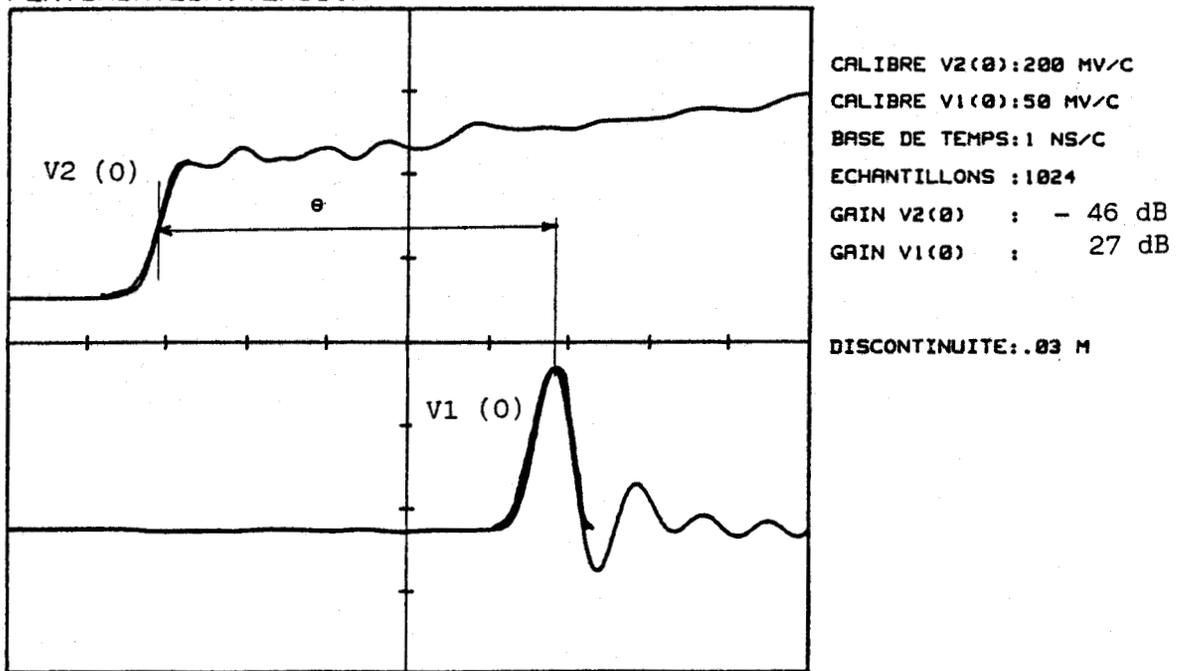


Figure 25 : Allure de la tension induite dans le câble $V_1(0)$ et du courant perturbateur $I_2(0)$

Nous avons souligné en trait fort, certaines parties des signaux qui correspondent comme nous allons le voir, aux séquences réellement significatives. Il s'agit plus particulièrement du front de montée de l'échelon de courant et d'un signal de forme impulsionnelle produit par le couplage du front d'onde de courant au niveau de la discontinuité de blindage.

Ces signaux feront l'objet par la suite d'un traitement mathématique en vue d'évaluer l'impédance de transfert Z_t .

Un raisonnement à partir de la figure 26 justifie la nature de ces signaux.

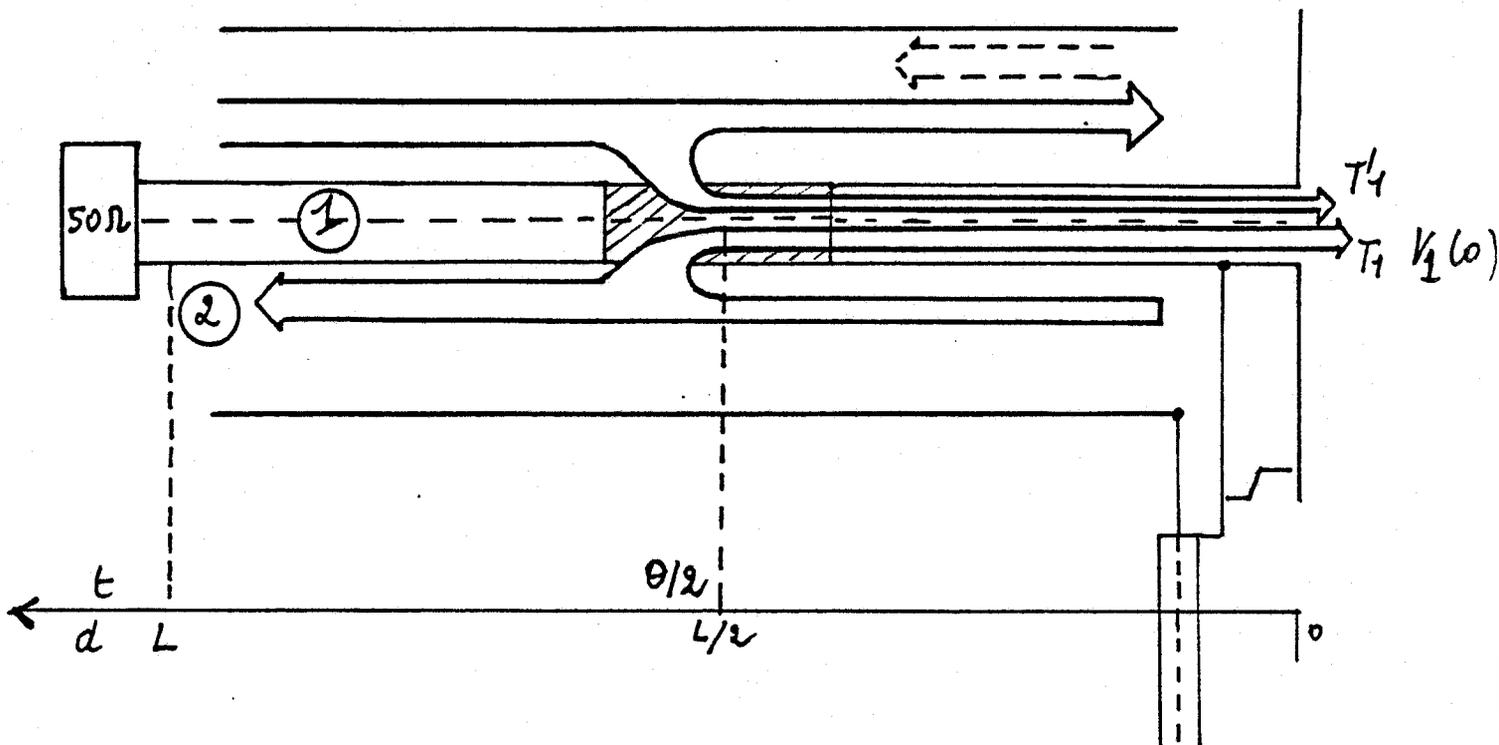


Figure 26 : Processus de formation de la tension perturbatrice $V_1(0)$

La perturbation injectée à une extrémité de la ligne perturbatrice [2] va se propager et atteindre après l'instant θ_1 , la discontinuité de blindage δ . Une partie de l'onde associée à cette perturbation pénétrera par cette discontinuité de blindage. Nous aurons donc au bout du temps θ_2 , qui correspond au temps de propagation dans la ligne coaxiale, un signal à l'entrée de la chaîne de mesures dont la signature sera liée aux mécanismes de propagation dans le blindage. Un calcul approché tenant compte des vitesses de propagation des ondes se propageant dans la ligne perturbatrice d'une part et dans le câble coaxial d'autre part, permet d'évaluer cet écart de temps $\theta = \theta_1 + \theta_2$.

Celui-ci sera donnée par l'expression suivante :

$$\theta = \frac{L}{2C} (1 + \sqrt{\epsilon_{r1}}) \quad (67)$$

où L représente la longueur du câble,
 C la vitesse de la lumière,
 ϵ_{r1} la permittivité diélectrique de l'isolant primaire du câble coaxial.

Cette relation suppose également que la permittivité diélectrique de l'isolant constituant la ligne perturbatrice est celle de l'air.

Une valeur approchée de $\epsilon r_1 = 2,35$ conduit à une valeur de θ voisine de 7 ns, valeur que nous retrouvons sur le graphe de la figure 25.

Nous observons par ailleurs, d'autres signatures qui correspondent aux multiples échos dus aux réflexions successives sur l'extrémité laissée ouverte de la ligne perturbatrice d'une part et à l'impédance interne du générateur d'autre part.

Nous remarquons toutefois que le choix d'une longueur de 2 m pour le câble coaxial permet de dissocier aisément les séquences réellement utiles des fluctuations du signal $V_1(o)$.

D'un point de vue pratique les signaux $I_2(o)$ et $V_1(o)$ sont numérisés et dépourvus des échos parasites. Il s'agit là de la phase du traitement numérique qui sera abordée dans le prochain paragraphe.

IV-2.2.2.2. Traitement des signaux

Les signaux $V_1(o,t)$ et $I_2(o,t)$ sont numérisés au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage sur une base de 1024 points. Ils sont ensuite transférés dans la mémoire interne du calculateur pilotant le banc de mesures.

L'élimination des échos multiples est effectuée par l'expérimentateur, directement à partir de l'écran graphique du calculateur au moyen d'un curseur qui renvoie les coordonnées temporelles à traiter. Nous aboutissons donc aux signaux définitifs de la figure 27.

Le transfert en fréquence est obtenu au moyen d'une T.F.D. appliquée aux signaux épurés et recalés dans le temps comme il est précisé à la figure 27.

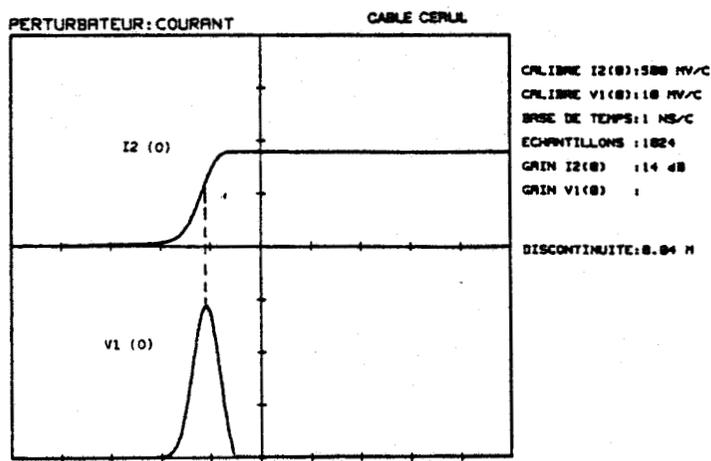


Figure 27 : allure des signaux $V_1(0)$ et $I_2(0)$ traités

Le choix d'une fenêtre d'acquisition de durée T_0 indirectement sélectionnée par la base de temps de l'oscilloscope à échantillonnage numérique, conduit à une résolution ΔF , inverse de T_0 .

Une transformée de Fourier discrète (T.F.D.) pratiquée sur une base de 1024 échantillons devrait permettre d'atteindre une fréquence maximale d'exploration en théorie égale à :

$$F_{max} = \frac{512}{T_0} \quad (68)$$

Cette fréquence très élevée sera difficilement accessible en pratique et nous verrons que seuls les premiers échantillons pourront être exploités.

Afin d'éviter le problème de la troncature provoqué sur l'enregistrement du signal $I_2(o,t)$, T1 au temps $t = T_0$, on viendra ajouter une rampe de "NICOLSON" à ce signal. Le principe de la méthode dite de "NICOLSON" a été reporté à l'annexe II.

Une autre solution permettant d'éviter cette troncature est d'utiliser les propriétés de linéarité de la transformée de Fourier et de la dérivée d'un signal, annexe II.

IV-2.2.2.3. Limitations de la méthode

Le graphe exposé à la figure 28 constitue un exemple du $|Z_t|$ tel qu'il est possible de l'obtenir au moyen de la méthode de mesures que nous venons de décrire.

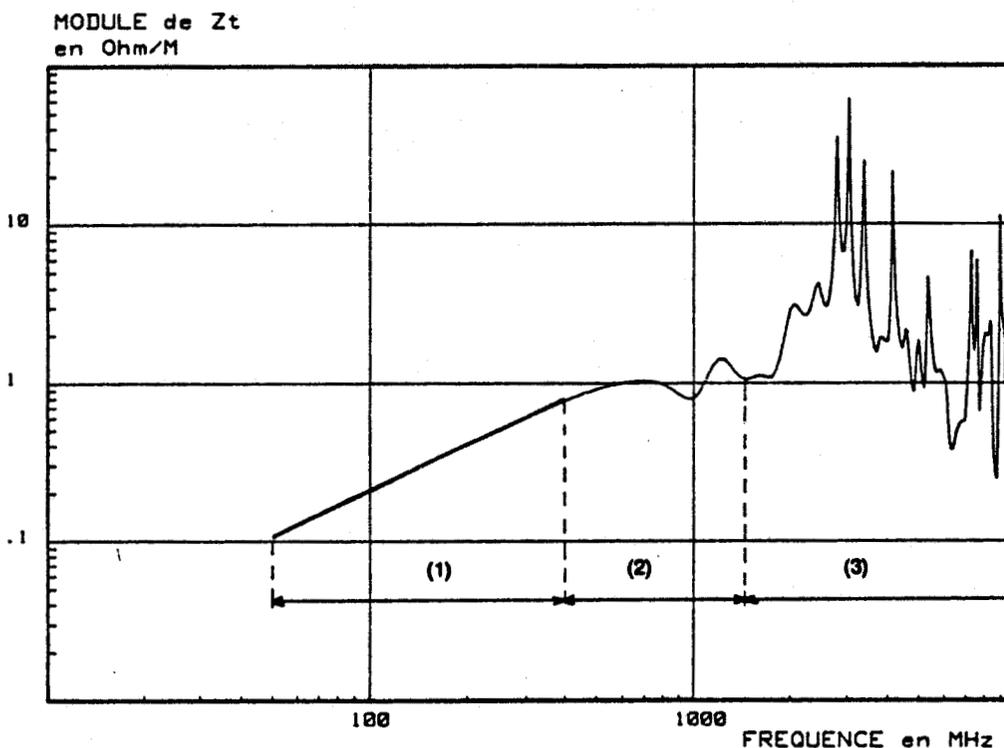


Figure 28 : Allure du module de l'impédance de transfert obtenue au moyen de la méthode de mesures en impulsions

La gamme de fréquences explorée s'étend de 10 MHz à 2 GHz environ. Le tracé a été effectué en réalisant une interpolation linéaire d'ordre 1 des valeurs calculées. Seuls les dix premiers points ont été repérés au moyen d'un symbole (*).

Nous pouvons distinguer trois zones caractéristiques :

- 1/ une partie linéaire,
- 2/ une partie non-linéaire,
- 3/ une partie comportant de nombreuses fluctuations.

La partie linéaire 1/ correspond en fait à la partie exploitable, de l'évolution attendue.

Nous constatons donc au moyen de ce résultat, que seuls les premiers échantillons (environ 10) présentent un intérêt. Si le couplage est en effet de nature inductive comme on l'a supposé préalablement, nous pouvons nous attendre à une variation de $|Z_t|$ proportionnelle à la fréquence dès que $L\omega$ sera supérieure à la résistance du blindage tressé Z_{to} .

Les parties 2/ et 3/ correspondent quant à elles à des limitations intrinsèques induites par la méthode et dont l'origine essentielle est due aux rapports des spectres de la tension perturbatrice induite et du courant perturbateur.

Leurs spectres ont en effet une amplitude qui décroît avec l'ordre des raies fréquentielles et présentent une valeur très faible pour certaines fréquences particulières. C'est ainsi que l'on enregistre des zones spectrales dont il est possible de relier certaines particularités aux temps de montée des signaux traités.

Il s'agit des fréquences multiples de l'inverse du temps de montée du transitoire de courant perturbateur d'une part et de la largeur de l'impulsion de tension induite d'autre part.

Une imprécision très importante existe donc au voisinage de ces singularités, d'autant plus grande que l'ordre des échantillons croît.

Il en sera bien évidemment de même pour le rapport de ces spectres, où ces différentes imperfections vont se retrouver sur la caractéristique globale de Z_t .

On peut donc dire à la lueur de ces résultats, qu'une diminution de la durée T_0 combinée à une réduction du front de montée du courant perturbateur, est la seule ressource permettant d'étendre l'exploration de l'impédance de transfert aux fréquences élevées.

IV-2.2.3. Présentation des résultats expérimentaux

IV-2.2.3.1. Conformité de la mesure

Nous présentons tout d'abord les résultats obtenus à partir de l'échantillon de câble CERLIL décrit précédemment, afin de valider le principe du banc de mesures.

Deux expériences ont été réalisées pour couvrir la gamme de fréquences 10 MHz - 1000 MHz en utilisant deux fenêtres d'acquisition de durée 10 et 100 ns chacune.

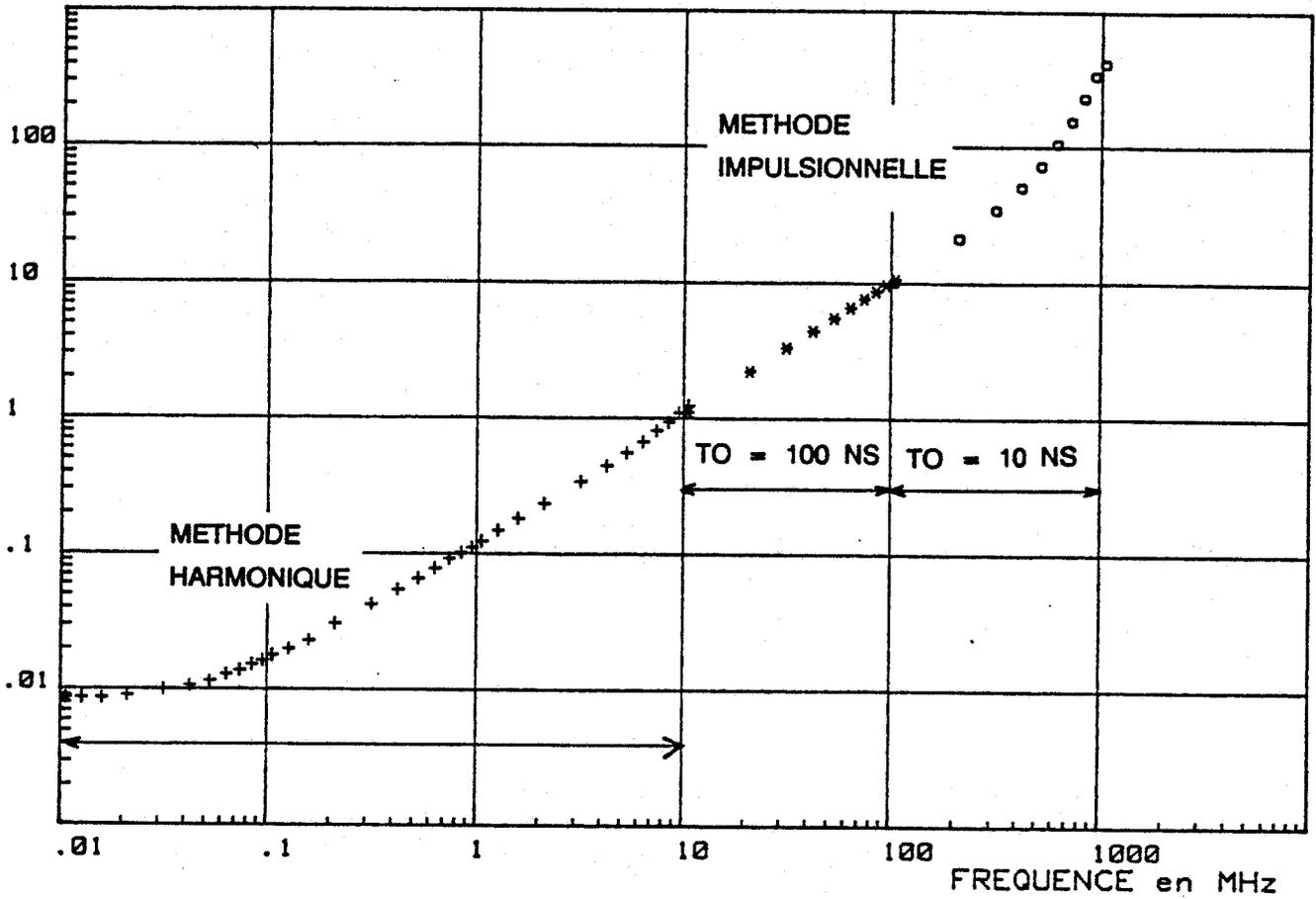
Nous avons exposé à la planche PL (D-3) le module et la phase de l'impédance de transfert résultant du traitement décrit précédemment et appliqué aux enregistrements des signaux courants et tensions reproduits à la planche PL (D-2) a et b.

Afin de valider les variations obtenues en hautes fréquences, l'évolution des paramètres de transfert mesurés en basses fréquences dans la gamme 10 kHz - 20 MHz au moyen du banc de mesures harmoniques décrit au chapitre II, a été reportée sur la planche PL (D-3).

Nous constatons donc une conformité tout à fait satisfaisante avec le modèle théorique, (62). Nous remarquons par ailleurs, que la continuité des résultats est également très bonne qu'ils soient issus de la méthode harmonique ou transitoire.

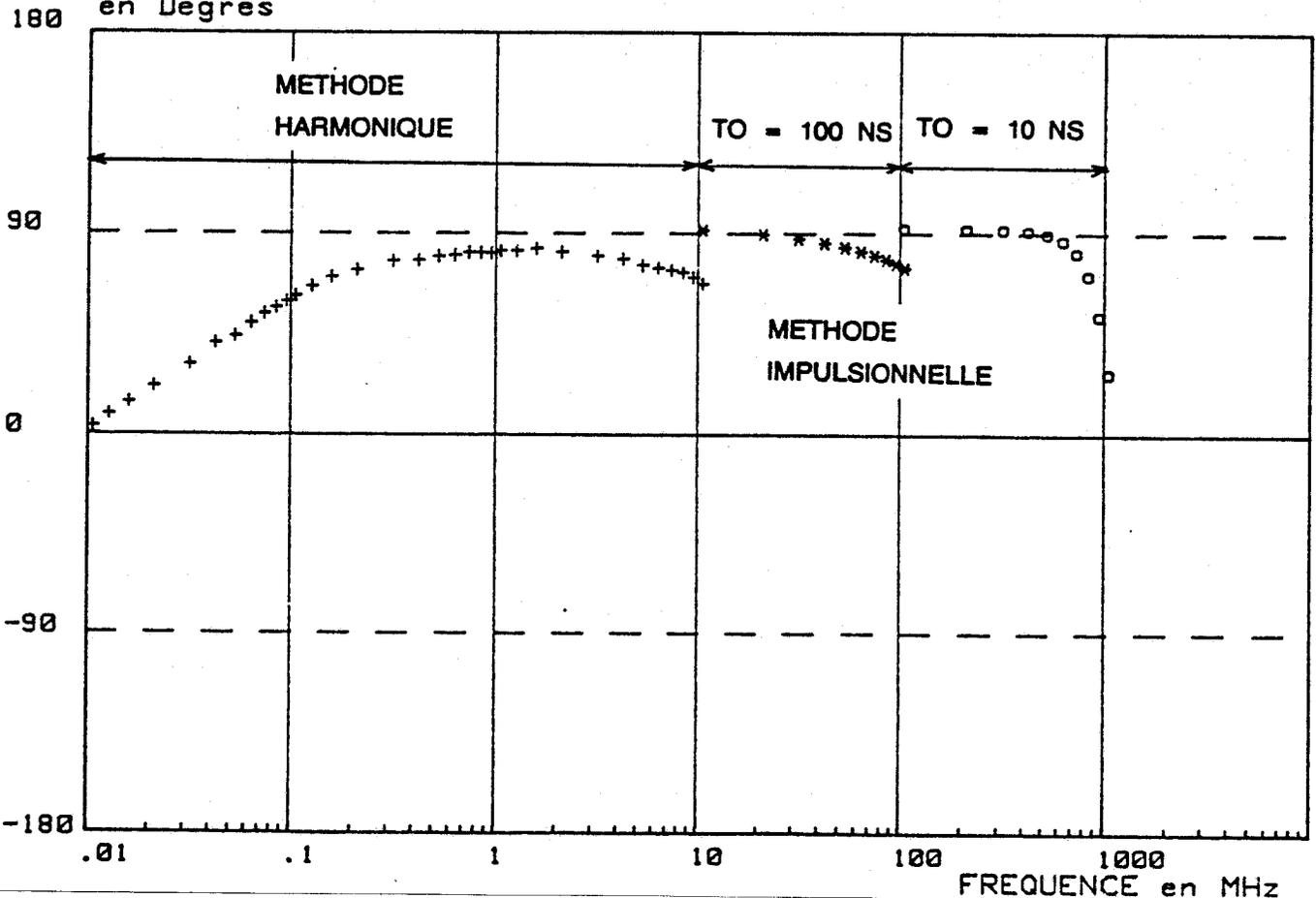
MODULE de Z_t
en Ohm/m

CABLE CERLIL



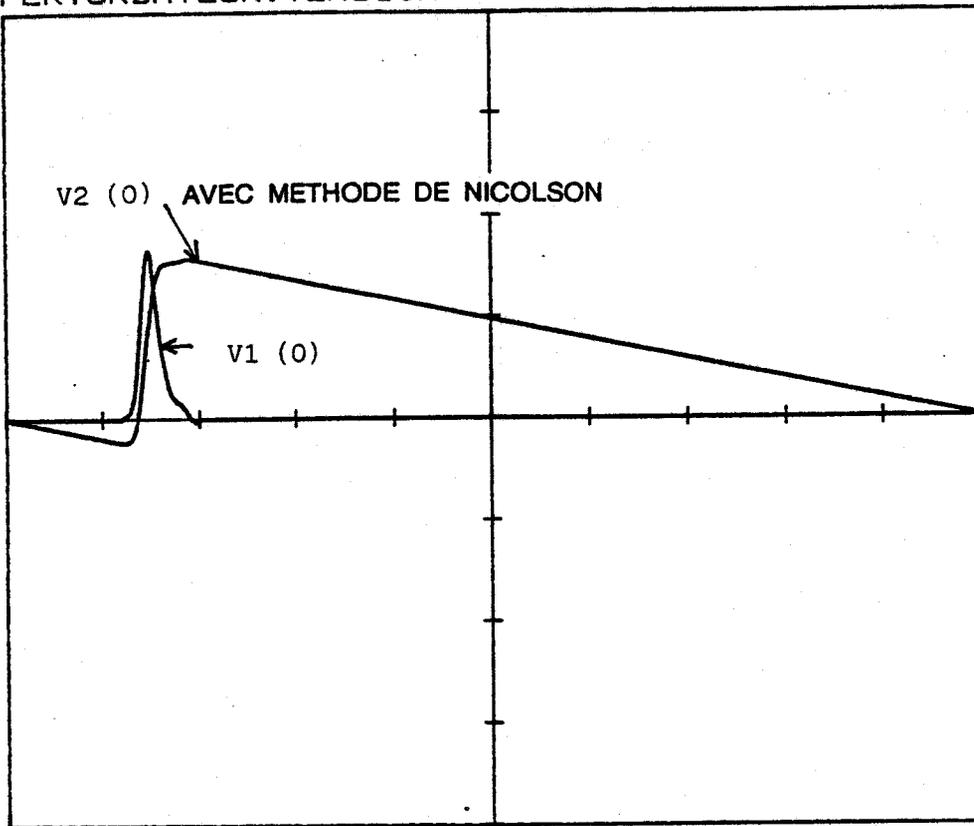
PL (D-2)

PHASE de Z_t
en Degrés



PL (D-2)

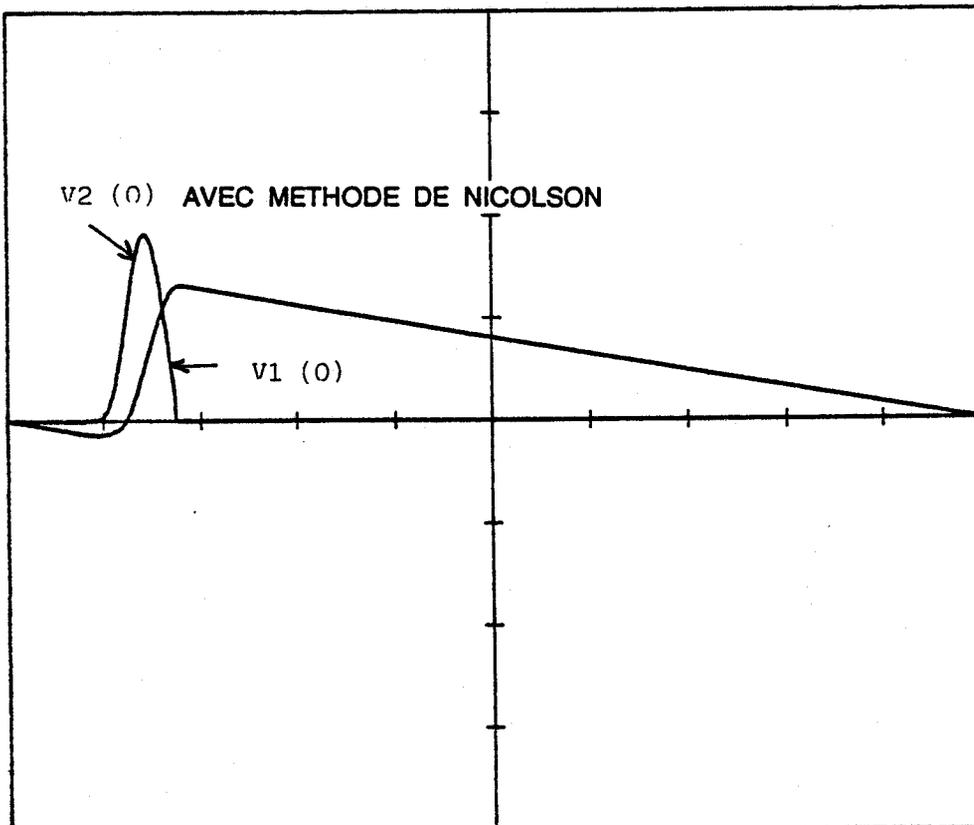
SIGNAL V2 (0)
PERTURBATEUR: TENSION



CALIBRE V2(0): 100 MV/C
CALIBRE V1(0): 20 MV/C
BASE DE TEMPS: 10 NS/C
ECHANTILLONS : 1024
GAIN V2(0) : - 40 dB
GAIN V1(0) : 27 dB

DISCONTINUITÉ: .03 M

PL (D-3)



CALIBRE V2(0): 200 MV/C
CALIBRE V1(0): 50 MV/C
BASE DE TEMPS: 1 NS/C
ECHANTILLONS : 1024
GAIN V2(0) : - 46 dB
GAIN V1(0) : 27 dB

DISCONTINUITÉ: .03 M

PL (D-3)

En ce qui concerne le paramètre de phase on voit toutefois apparaître des défauts de raccordements dans les différentes gammes de fréquences explorées. On sait par ailleurs, que la phase d'une fonction de transfert est un paramètre très sensible aux imperfections des signaux, tels que le bruit et ceci beaucoup plus que le module.

Ce comportement est dû principalement à une synchronisation imparfaite des signaux courants et tensions traités.

En effet, la compensation du retard implicite est opérée ici directement à partir de l'oscilloscope numérique, en faisant appel à la nature du couplage qui intervient. Si l'on suppose que le blindage du câble obéit au modèle diffraction, il convient de mettre en correspondance temporel le transitoire relatif au courant perturbateur avec sa dérivée, qui en théorie constitue la réponse du câble, figure 27.

Un décalage aussi minime soit-il, produit toutefois, un déphasage qui s'ajoute au paramètre de phase de Z_t et qui peut être très important comme nous allons le vérifier.

Sa valeur pour une fréquence déterminée, peut être approchée au moyen de l'expression :

$$\alpha_k = \frac{\pi k}{T_0} \Delta t \quad (69)$$

où Δt représente le décalage temporel entre les signaux
 T_0 la durée totale de l'enregistrement
 k un entier relatif à l'ordre des raies fréquentielles

Afin de mieux nous en rendre compte donnons aux paramètres ci-dessus les valeurs numériques suivantes :

$$T_0 = 10 \text{ ns} \quad \Delta t = 0,1 \text{ ns}$$

Le calcul pour le dixième harmonique fréquentiel conduit vers une erreur voisine de $17,5^\circ$, tout en supposant un retard de 1 % seulement. De telles rotations de phase peuvent être observées sur les résultats expérimentaux présentés aux planches PL (D-3) et PL (D-5), où un recalage manuel de ces signaux avaient été pratiqué.

Nous aurons l'occasion par la suite, de présenter des résultats où les signaux courants et tensions ont fait l'objet d'un traitement mathématique supplémentaire, consistant à compenser au moyen de l'intercorrélation des signaux $I_2(o,t)$ et $V_1(L,t)$, le retard exact qui existe entre eux, figure 25.

Nous devons noter également que le module de Z_t s'écarte des prévisions théoriques au voisinage de 1000 MHz. Cette anomalie tire son origine des imprécisions dans le calcul des spectres. Notons que son impact est encore plus marqué pour la phase.

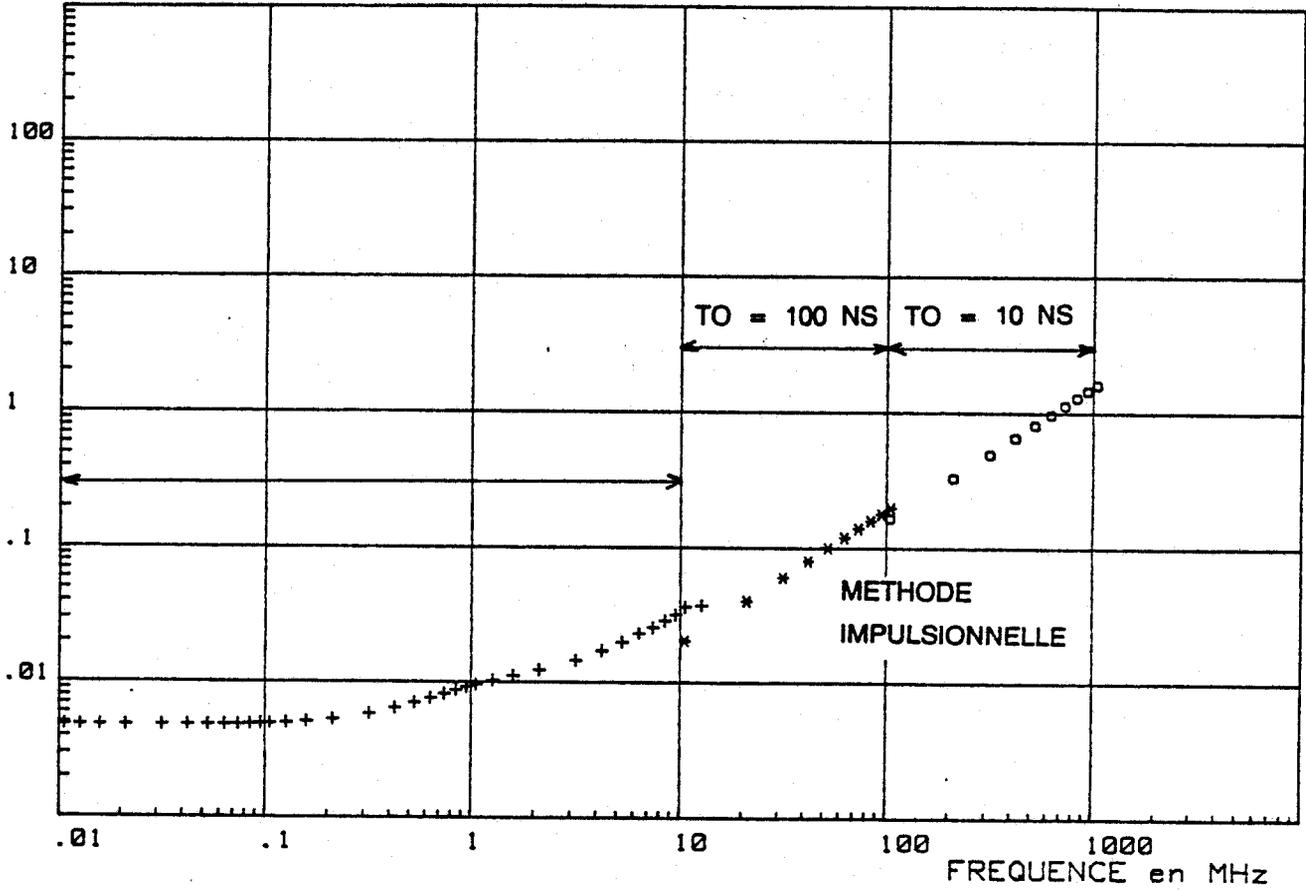
La limite de validité montre après examen de ces courbes que la méthode impulsionnelle offre la possibilité d'atteindre les paramètres de transfert jusqu'à une fréquence voisine de 1000 MHz.

IV-2.2.3.1. Cas d'un câble à blindage à bon recouvrement

Une procédure analogue a été menée pour un câble possédant cette fois-ci un blindage tressé à recouvrement important (90 %). Le module et la phase de Z_t obtenus à partir des signaux de la planche PL (D-4) sont exposés à la planche PL (D-5). Sur ces caractéristiques figurent également ces paramètres mesurés en basses fréquences au moyen de la méthode harmonique.

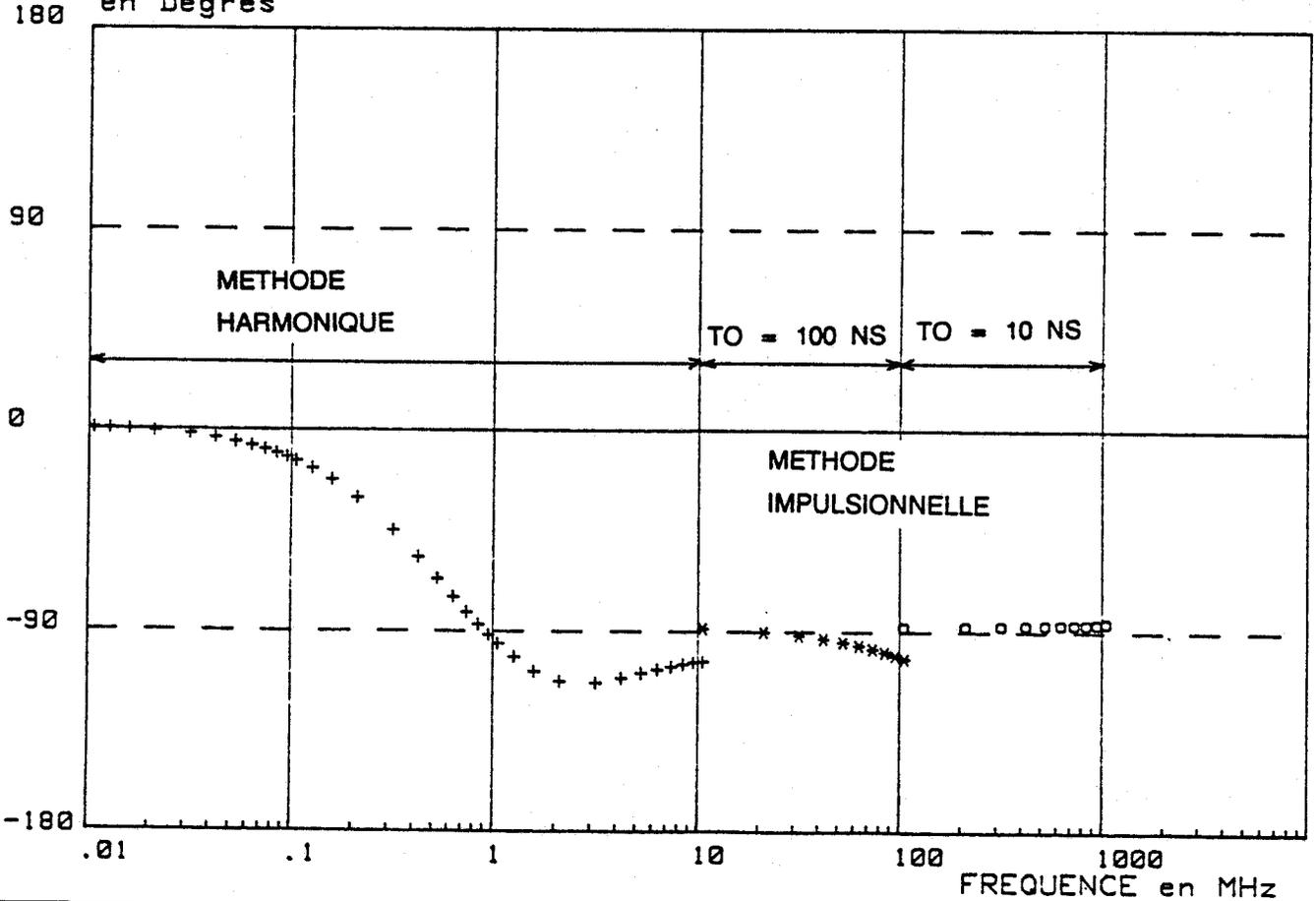
MODULE de Zt
en Degrés

CABLE KX4



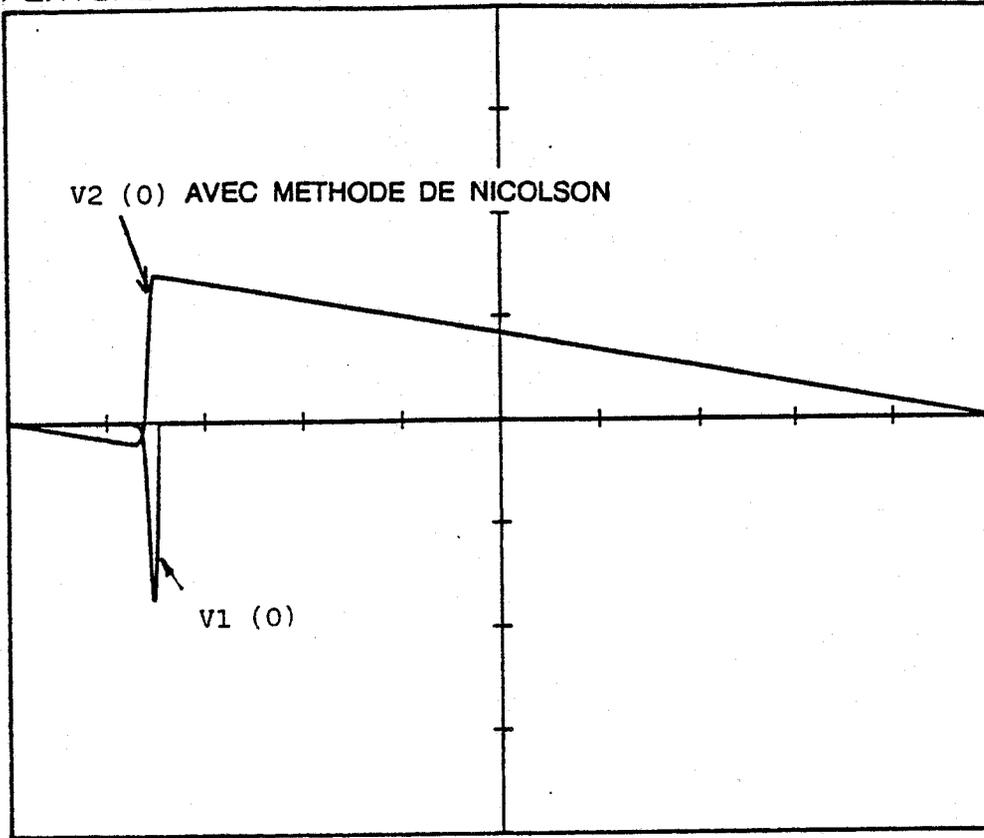
PL (D-4)

PHASE de Zt
en Degrés



PL (D-4)

SIGNAL V2 (0)
PERTURBATEUR: TENSION

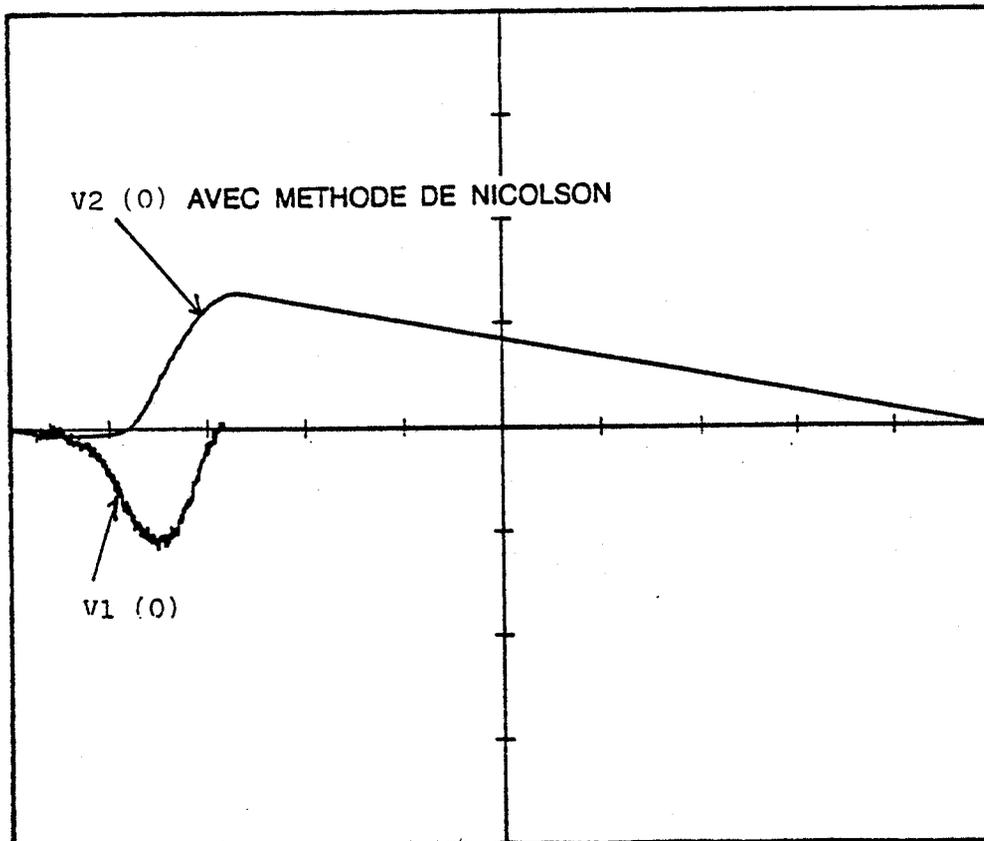


CALIBRE V2(0): 200 MV/C
CALIBRE V1(0): 20 MV/C
BASE DE TEMPS: 10 NS/C
ECHANTILLONS : 1024
GAIN V2(0) : - 46 dB
GAIN V1(0) : 27 dB

DISCONTINUITÉ: 0.03 M

PL (D-5)

PL (D-5)



CALIBRE V2(0): 200 MV/C
CALIBRE V1(0): 2 MV/C
BASE DE TEMPS: 1 NS/C
ECHANTILLONS : 1024
GAIN V2(0) : - 46 dB
GAIN V1(0) : 0 dB

DISCONTINUITÉ: 0.03 M

Nous observons que le module de Z_t présente entre 10 kHz et 100 kHz une valeur constante qui correspond en fait à la résistance linéique du blindage tressé. Une évolution suivant une loi approximativement en V_f peut ensuite être notée dans la gamme 100 kHz - 20 MHz.

La phase quant à elle, tend vers la valeur limite de -135° au fur et à mesure que la fréquence augmente. Les évolutions présentées par les paramètres de transfert pour les fréquences inférieures à 20 MHz indiquent que la nature du couplage est de type induction conformément au chapitre III, (61).

L'exploitation des expériences pratiquées en régime transitoire, montre que le module suit cette fois-ci une loi proportionnelle à la fréquence entre 10 MHz et 1000 MHz. Ce résultat se trouve par ailleurs corroboré par la phase puisque celle-ci accuse une valeur constante et significative égale à -90° .

A l'encontre du cas précédent, nous constatons donc que le raccordement, entre les résultats issus des deux méthodes harmoniques et transitoires, est moins satisfaisant. L'origine de ce défaut trouve son explication par une étude attentive des signaux.

C'est dans le principe même de la méthode qu'il faut chercher les origines de ce défaut de raccordement.

En effet, la méthode impulsionnelle ne retient de part son principe, que les parties transitoire et impulsionnelle des signaux ignorant ainsi, l'information qui suit et qui est masquée dans les diverses réflexions.

En effet si, le couplage électromagnétique obéit au modèle diffraction comme nous l'avons supposé, il s'en suivra que la réponse du câble sera en fait la dérivée du courant perturbateur.

Si celui-ci est par contre du type induction comme c'est précisément le cas en basse fréquence, à l'impulsion précédente se superposera une information supplémentaire en relation avec le front de montée du transitoire de courant et qui rendra compte de l'évolution en VF observée entre 100 kHz et 10 MHz.

La combinaison de ces deux derniers phénomènes se traduit en pratique, par une dissymétrie de l'impulsion induite, telle qu'elle est représentée à la figure 29.

Il apparaît donc une trainée comportant de nombreuses fluctuations qui sont dues à de nombreuses réflexions successives provenant d'une mauvaise adaptation de la ligne perturbatrice. L'élimination des réflexions assimilables à des "échos" peut être réalisée au moyen de l'opérateur CEPSTRE [19] et [20].

Ces résultats ont été obtenus à partir d'un câble d'une longueur de 1 mètre et au moyen d'un banc triaxial identique à celui utilisé en harmonique, à la différence près que l'excitation était réalisée cette fois-ci au moyen d'impulsions transitoires.

Afin de minimiser dans ce cas l'importance des réflexions dans lesquelles l'information manquante est noyée, les temps de montée ont été réduits en conséquence.

L'adaptation de la ligne perturbatrice à l'avantage de réduire d'une manière importante les réflexions observées sur les précédents signaux, permettant ainsi de mettre en évidence la dissymétrie que l'on peut voir se dessiner à la figure 29.

La longueur couplée est ici suffisante pour créer une impulsion de niveau suffisant correspondant à la nature du couplage par diffraction.

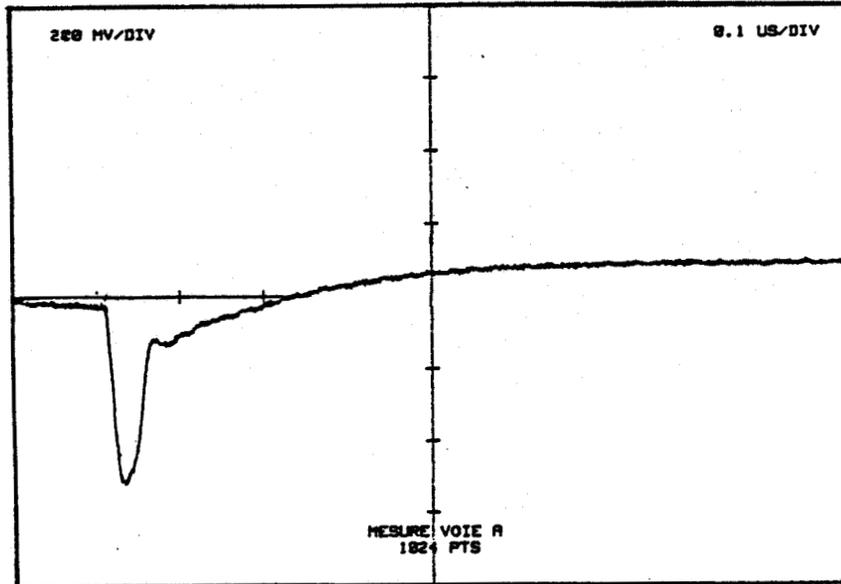


Figure 29 : Signaux courant $I_2(o)$ et tension $V_1(o)$ observés sur une plus grande échelle de temps

Notons toutefois qu'aux fréquences élevées, c'est le couplage par inductance qui sera prépondérant, conformément aux résultats obtenus au delà de 10 MHz.

IV-3 BANC DE MESURES AVEC CONDUIT EXTERIEUR A L'EQUIPOTENTIELLE

IV-3.1. DEFINITION

Nous abordons maintenant la description de la seconde version du banc de mesures à laquelle nous avons fait allusion au début de ce chapitre. D'une manière similaire nous nous proposons de définir ce qu'est l'équipotentielle dans un premier temps.

La figure 30 donne une représentation schématique de son principe.

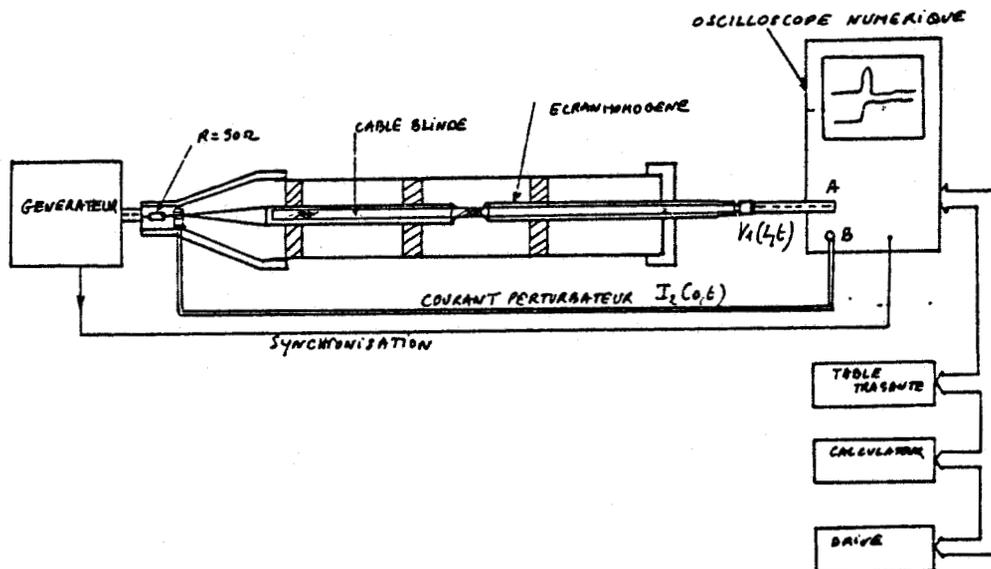


Figure 30 : Principe de la seconde version de banc de mesures en impulsions

Contrairement aux structures de banc de mesures de l'impédance de transfert décrites jusqu'à maintenant, nous pouvons constater cette fois-ci que le blindage du câble est porté au potentiel le plus élevé du générateur d'impulsions.

Le conduit métallique extérieur est maintenant relié à la masse du générateur et par voie de conséquence à l'équipotentielle, définie au paragraphe IV-2.1., qui rappelons-le, est constituée par l'ensemble des circuits de masse offrant un retour possible au courant perturbateur $I_2(0)$.

IV-3.2. DESCRIPTION DU BANC DE MESURES

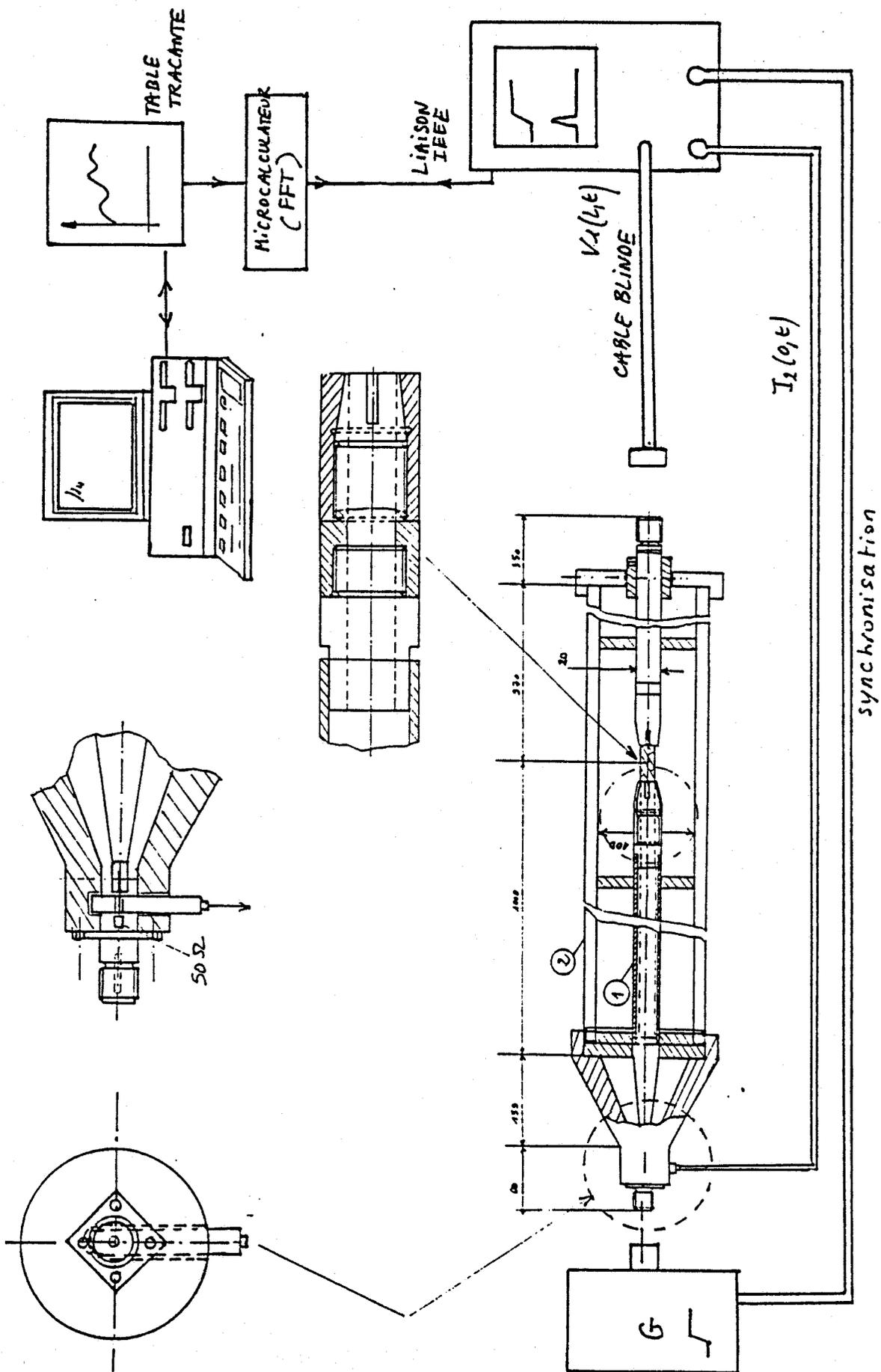
Le banc de mesures proprement dit est décrit dans son ensemble à la planche PL (D-6). Sa composition est d'une manière générale, similaire aux structures précédemment étudiées. Nous verrons également que son principe de fonctionnement reste le même. Il comporte toutefois un certain nombre de modifications importantes que nous nous proposons de passer en revue.

Comme nous pouvons le constater, le câble coaxial dont nous voulons évaluer l'impédance de transfert est placé au centre d'un cylindre métallique creux, comportant une différence essentielle, puisque celui-ci sera réuni à la masse. Nous avons employé pour cette réalisation, un cylindre en aluminium ayant un diamètre intérieur égal à 100 mm et possédant une épaisseur de paroi de 10 mm.

Cette nouvelle version nous a permis par ailleurs, d'apporter un plus grand soin à l'ensemble de cette réalisation. A cet effet, le blindage homogène jouant le rôle d'écran dans la précédente version a été réalisé au moyen de deux cylindres creux en laiton, possédant un diamètre intérieur égal à 20 mm et une épaisseur de 1,6 mm environ. Chacun de ces cylindres a été pourvu à une extrémité, d'un système de pince de serrage permettant d'assurer avec le blindage du câble un bon contact électrique. Le câble coaxial sera donc logé à l'intérieur de ces cylindres.

Comme nous le verrons par la suite, il sera possible de faire varier la longueur de la discontinuité de blindage à partir de ces pinces de serrage et de ces cylindres. La discontinuité de blindage sera située enfin, au centre de la structure.

La ligne perturbatrice sera donc en définitive formée par les cylindres repérés respectivement [1] et [2] sur le schéma de la planche PL (D-6).



PL (D-6)

C'est également volontairement que les diamètres de ces conducteurs ont été choisis grands l'un par rapport à l'autre, toujours dans le but de ne pas gêner la propagation de l'onde perturbatrice.

Ce choix a bien évidemment une répercussion directe sur l'impédance caractéristique de cette ligne puisqu'elle amène sa valeur au voisinage de 100 Ω . Toutefois, afin de ne pas trop détériorer les signaux issus du générateur d'impulsions dont le temps de montée est inférieur à la nanoseconde, une transition conique a été placée à l'entrée de la ligne perturbatrice. Malgré sa faible longueur, sa présence adoucit la rupture brutale d'impédance et diminue les réflexions parasites préjudiciables au temps de montée des signaux impulsions.

La mesure du courant perturbateur est effectuée au niveau de cette transition progressive, sur le conducteur intérieur de la ligne coaxiale. Les schémas de la planche PL (D-6) donnent à ce titre le détail de l'implantation technologique de la sonde de courant miniature large bande et notamment de l'encoche dans laquelle celle-ci est placée. Enfin, la connexion du banc de mesures au générateur s'effectue au moyen d'une fiche à embase de technologie N.

Nous remarquons que c'est la tension de télédiaphonie qui est mesurée et non pas celle de paradiaphonie.

Le choix technologique que nous avons fait ne nous permet d'accéder en effet qu'à cette tension, avec pour conséquence principale de nous obliger à court-circuiter la ligne perturbatrice avec le blindage du câble à cette extrémité. Une adaptation bien que difficile en hautes fréquences aurait présenté l'avantage de réduire les réflexions et d'améliorer la qualité des signaux.

Elle aurait toutefois imposé une mesure de tension induite flottante, ce qui constitue en pratique "une difficulté", notamment en hautes fréquences.

Une résistance de 50Ω a été placée enfin en série à l'entrée de la ligne perturbatrice, le générateur d'impulsions devant être impérativement connecté sur une impédance de charge de 50Ω sous peine de détériorations. Cette résistance a une influence directe sur l'amplitude du courant perturbateur.

Mise en place de l'échantillon

L'échantillon d'une longueur de 2 m environ est dépourvu de son isolant extérieur. Il est ensuite introduit dans les cylindres métalliques jouant le rôle d'écran par le côté mesure, jusqu'à atteindre l'extrémité opposée côté générateur.

Les pinces de serrage sont à cet effet complètement desserrées. Un connecteur de type N est alors mis en place côté mesure afin de permettre le prélèvement de la tension de télé-diaphonie.

Le réglage de la longueur de la discontinuité est réalisé par le déplacement du demi-écran cylindrique homogène situé côté mesures, qui peut coulisser dans le court-circuit. On vient ensuite serrer les deux pinces de serrage sur le blindage du câble dénudé.

L'accès à la discontinuité s'effectue au moyen d'une ouverture démontable située au centre du conduit principal extérieur.

L'instrumentation est identique à celle utilisée précédemment planche PL (D-1). Nous constatons toutefois à la planche PL (D-6) la présence d'un appareil supplémentaire. Nous avons pu en effet bénéficier au cours des expériences concernant cette nouvelle version, des possibilités d'un micro-calculateur réalisé au laboratoire [18] et spécialisé dans le traitement du signal.

Ce dernier nous a permis par ailleurs, de réduire d'une manière très importante le temps des expériences. Il permet d'effectuer une T.F.D. sur 2048 échantillons en moins de 4 secondes, contrairement à la première solution qui utilise une version sur logiciel.

Nous verrons également dans un prochain paragraphe une autre des fonctions implantées dans ce micro-calculateur. Il s'agit de l'intercorrélacion que nous utilisons dans le recalage des signaux.

IV-3.3. AVANTAGE DE LA STRUCTURE

L'un des tous premiers avantages de cette nouvelle version réside dans le fait qu'elle ne rayonne pas. Elle évite donc l'emploi d'une cage de Faraday, qui était absolument nécessaire auparavant.

La conception technologique du banc permet par ailleurs un montage plus aisé et plus rapide de l'échantillon de câble.

La pose d'un écran homogène à partir d'une feuille de cuivre autocollante sur le pourtour d'un blindage de câble, dont la continuité électrique est assurée par un cordon de soudure suivant une génératrice du câble, comporte des risques de blessures et de déformation de la tresse.

La possibilité de réglage de la longueur de la discontinuité de blindage offre par ailleurs des possibilités intéressantes puisque la mesure de la tension de télédiaphonie nous autorise en effet à augmenter cette longueur sans pour cela tomber sur l'influence des phénomènes de propagation, [19]. On améliore par ailleurs la sensibilité de mesures du fait de la longueur couplée plus importante qui procure un signal induit de niveau plus important.

Il est à noter toutefois que cette démarche dans la mesure de la tension de télédiaphonie aurait pu être entreprise sur la précédente version.

IV-3.4. PRESENTATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV-3.4.1. Nature des signaux

l'évaluation des signaux $I_2(o,t)$ et $V_1(L,t)$ obtenus à partir d'une éprouvette de CERLIL et prélevés indépendamment l'un de l'autre ont été reproduits à la figure 31.

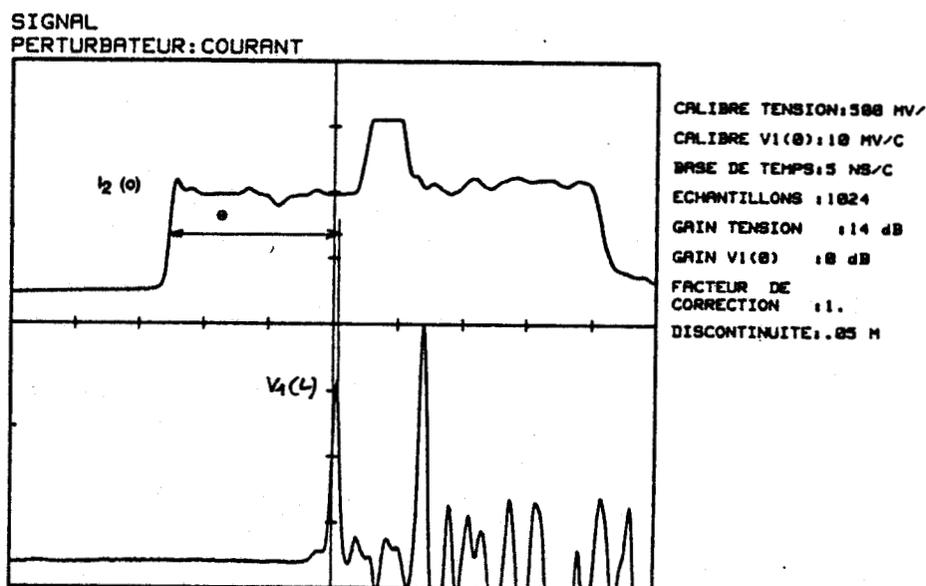


Figure 31 : allure des signaux $I_2(o,t)$ et $V_1(L,t)$

Le processus de formation du signal complexe $V_1(L,t)$ est identique à celui décrit auparavant pour la première version, paragraphe IV-2.2.2.1., à ceci près que c'est la tension de télédiaphonie qui est mesurée dans ce cas.

Les signaux recueillis au moyen de ce nouveau banc présentent par ailleurs une évolution comportant un peu moins de fluctuations.

Les signaux, comme nous pouvons le constater limités aux séquences utiles, seront exploités d'une manière analogue.

IV- 3.4.2. Résultats expérimentaux

C'est également à partir d'un câble "CERLIL" que la vérification de la conformité des mesures a été entreprise, planche PL (D-7).

Celle-ci a été réalisée à partir de trois longueurs de discontinuité, respectivement 3, 4 et 5 centimètres sur une durée équivalente d'enregistrement égale à 2 NS, offrant une représentation fréquentielle comprise entre 50 MHz et 500 MHz environ, |18|.

Nous retrouvons pour les modules et phases de Z_t une évolution similaire à celles obtenues sur la première version du banc de mesures, planche PL (D-3).

Le module de Z_t laisse toutefois apparaître en absolue des valeurs sensiblement inférieures qui proviennent en fait, de l'erreur commise sur l'amplitude du courant perturbateur $I_2(o,t)$ qui fera l'objet d'une étude particulière par la suite.

Nous aurons l'occasion de vérifier que la mesure de son amplitude est en fait surestimée, et qu'elle minimise donc par voie de conséquence l'impédance de transfert.

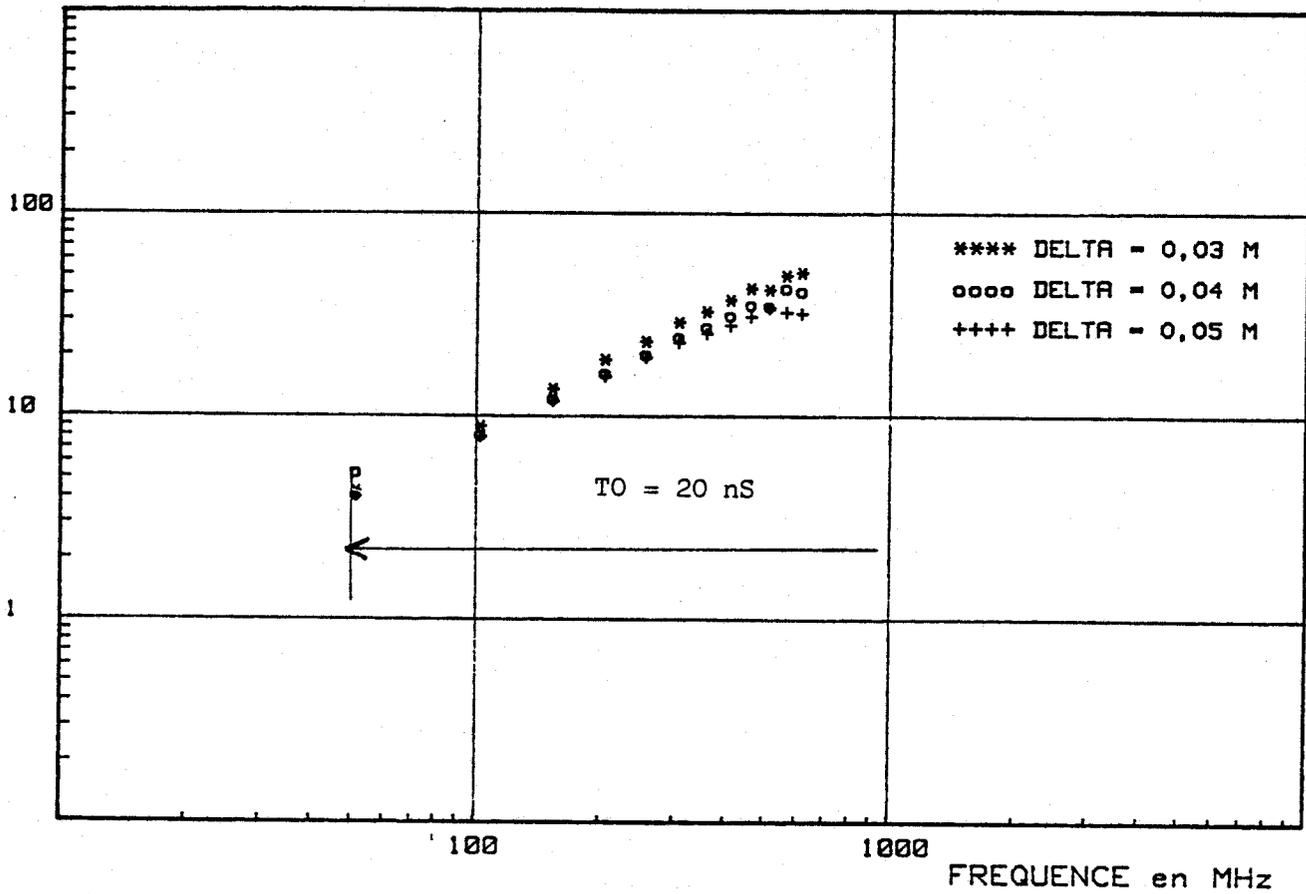
Nous constatons également que le module de Z_t est pratiquement identique pour les trois longueurs de discontinuité de blindage étudiées.

La phase est quant à elle pratiquement stabilisée vers la valeur de 90° en hautes fréquences.

L'avantage offert par la mesure de $V_1(L,t)$ n'est effectif que sur le module de Z_t . En effet, l'étude des fonctions mathématiques G_o et G_L du chapitre IV, traduisant l'influence des phénomènes de propagation, indiquait une rotation de phase identique, aussi bien pour la tension de paradiaphonie que pour celle de télédiaphonie, planche PL (A-3).

MODULE de Zt
en Ohm/m

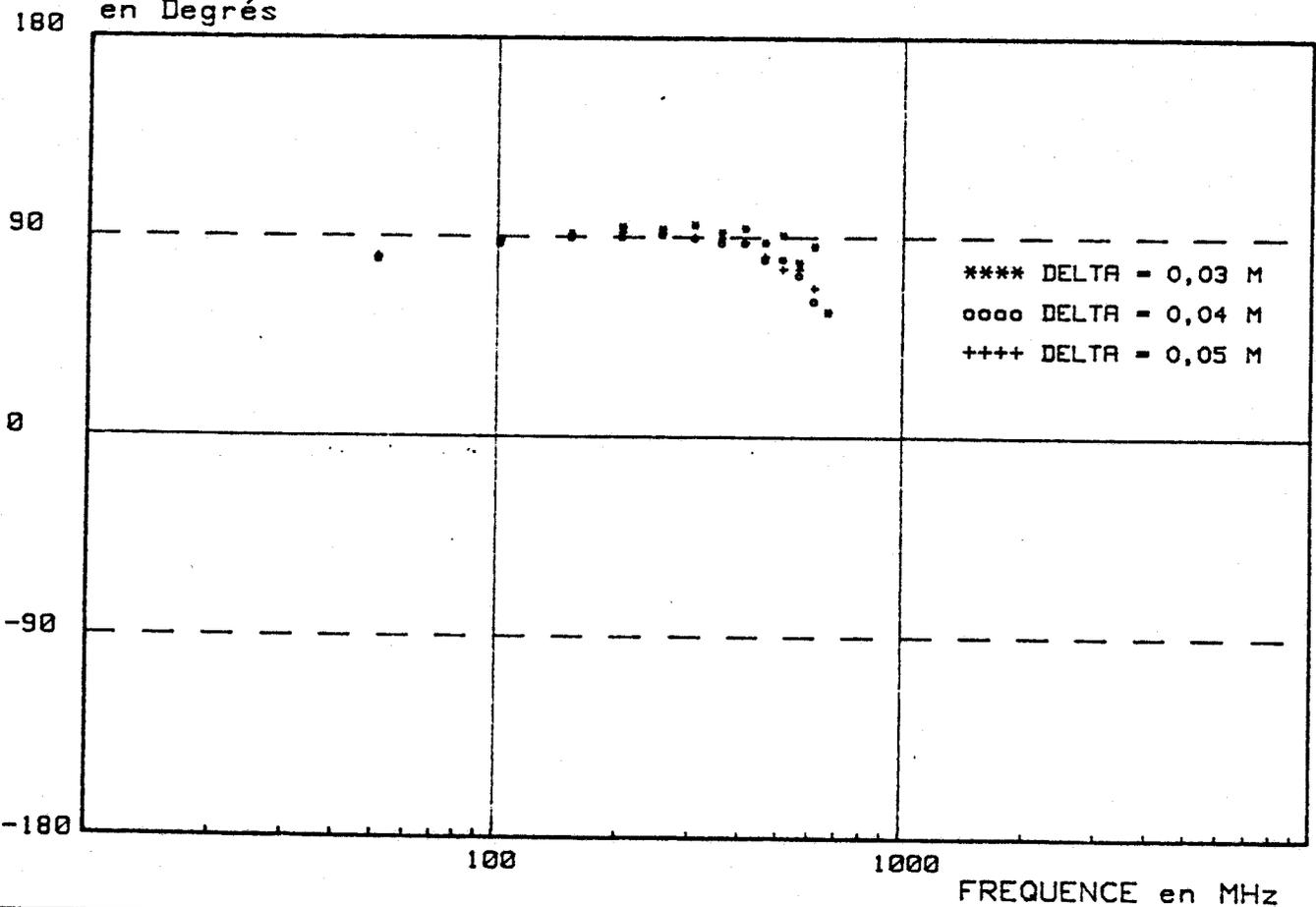
CABLE CERLIL



PL (D-7)

PL (D-7)

PHASE de Zt
en Degrés



On verra donc en conséquence apparaître l'influence de ces phénomènes de propagation aux mêmes fréquences.

Ce paramètre a par ailleurs bénéficié du traitement supplémentaire dont nous avons parlé précédemment.

En effet, pour assurer avec un maximum de vérité la synchronisation nous avons réalisé une intercorrélation des séquences utiles des signaux $I_2 (0,t)$ et $V_1 (L,t)$. Le résultat obtenu dans le cas particulier des formes auxquelles nous sommes habituées, est reproduit à la figure 32.

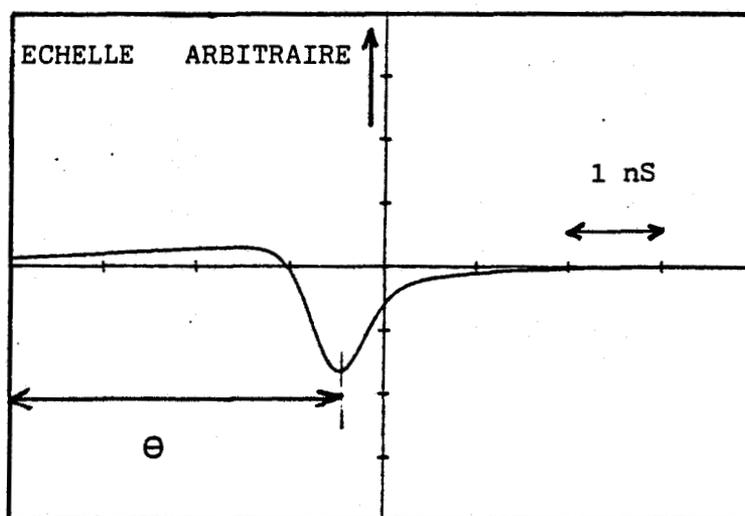


Figure 32 : résultat de l'intercorrélation des enregistrements $I_2 (0,t)$ et $V_1 (L,t)$

Il apparaît donc un maximum dont la position dépend directement du retard qui sépare les deux signaux. Le décalage du signal $V_1 (0,t)$ d'un temps égal à ce retard figure 32, assurera une synchronisation optimale des signaux et compensera donc cet erreur de déphasage apparaissant sur la phase de Z_t .

Une autre technique, consiste à synchroniser respectivement les maximums de l'impulsion de tension recueillie $V_1(L,t)$ avec la dérivée du courant perturbateur $I_2(0,t)$, qui d'après la théorie doit présenter une allure identique à $V_1(L,t)$.

Malgré cette compensation, la phase présente toutefois un écart en hautes fréquences qui a tendance à croître avec la fréquence et que les principales justifications avancées dans le cas de précédentes versions n'expliquent pas réellement.

L'exploration de la gamme de fréquences 100 - 1000 MHz nécessite donc en toute rigueur d'utiliser une fenêtre d'une durée de 500 pS, conformément au principe de la T.F.D., atteignant ainsi la limite fréquentielle supérieure de l'oscilloscope numérique.

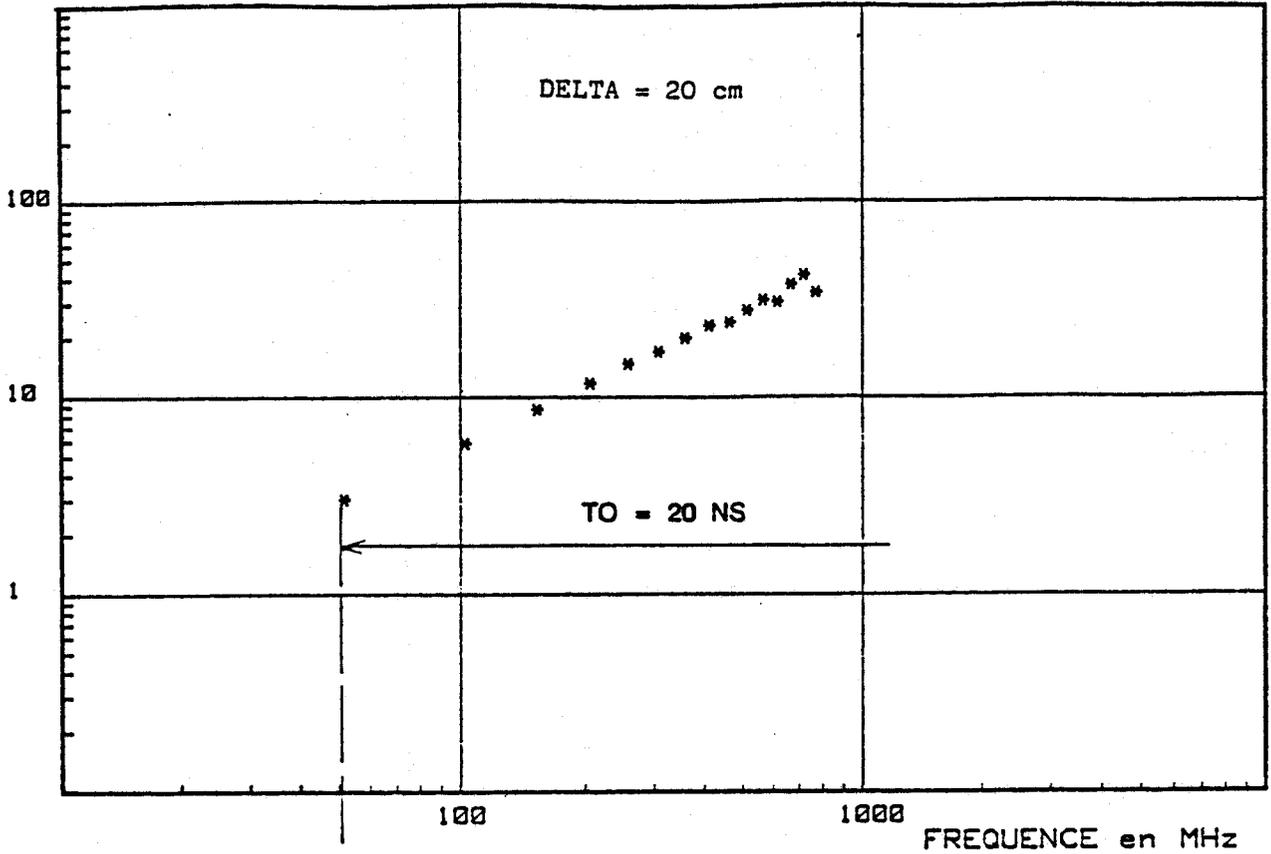
Nous exposons également à la planche PL (D-8) les modules et phases de l'impédance obtenus à partir du même blindage et au moyen d'une discontinuité de blindage d'une longueur de 20 cm. Nous constatons également un accord satisfaisant avec les résultats précédents en ce qui concerne le module. La phase par contre, présente une anomalie qui est due aux phénomènes de propagation conformément aux remarques faites précédemment.

IV-3.5. REMARQUES CONCERNANT LA MESURE DU COURANT PERTURBATEUR

Une remarque importante s'impose toutefois en ce qui concerne la détermination du perturbateur.

Nous devons noter en effet que l'impédance de transfert est évaluée à partir du courant perturbateur $I_2(0,t)$ mesurée à l'entrée du banc de mesures côté injection et non pas le courant réel circulant sur discontinuité de blindage, ceci pour des raisons d'accès technologiques.

MODULE de Zt
en Ohm/m

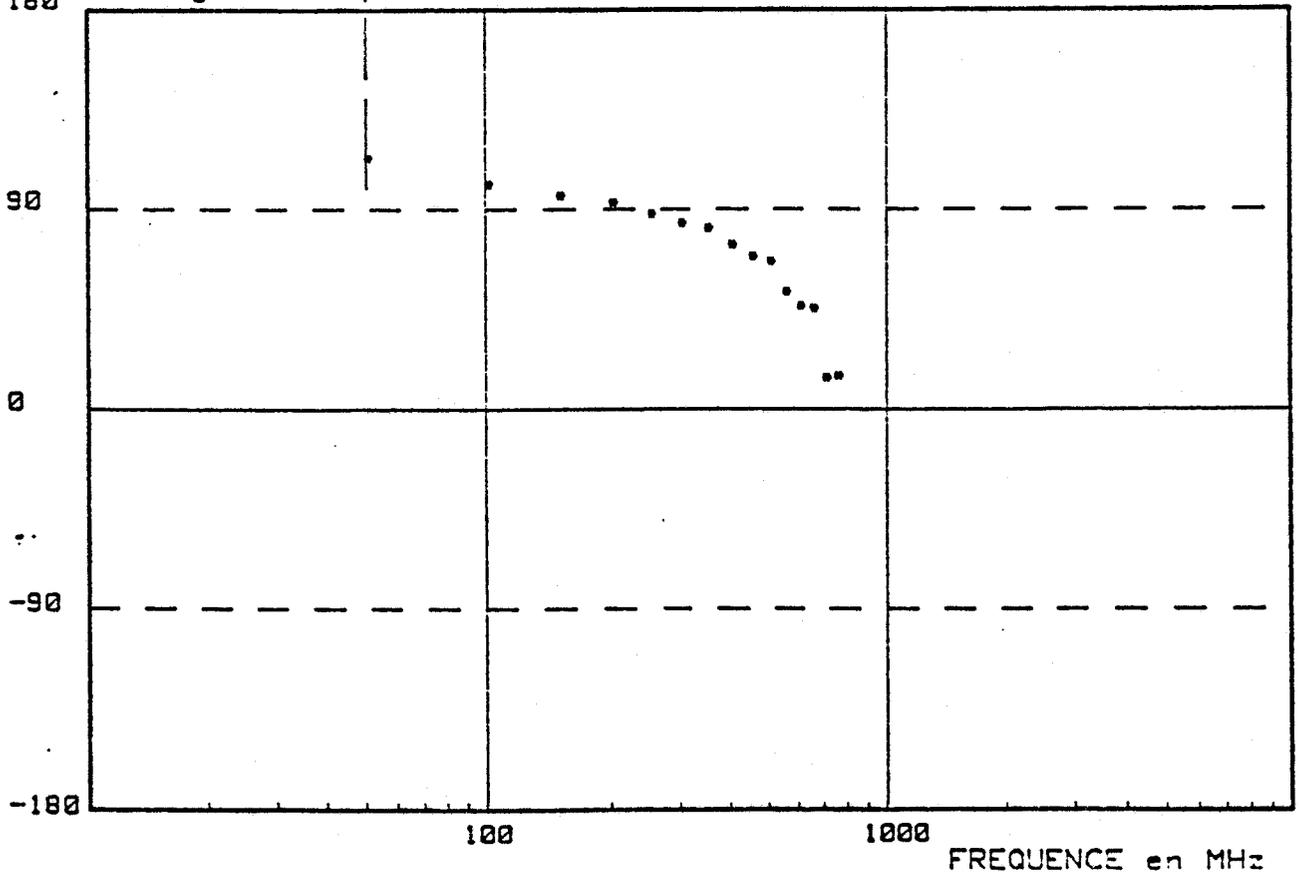


PL (D-8)

PL (D-8)

PHASE de Zt
en Degrés

CABLE CERLIL



En d'autres termes, le courant perturbateur mesuré à l'entrée du banc de mesures ne représente pas exactement le courant réel circulant sur la discontinuité de blindage.

Pour tenter d'évaluer le courant réel circulant sur la discontinuité de blindage nous avons eu recours à la simulation numérique. Le logiciel développé simule la propagation d'un échelon de courant le long de la ligne perturbatrice et permet d'accéder à sa valeur sur la discontinuité de blindage.

Le principe de la méthode sera décrit au prochain paragraphe.

IV-4 EVALUATION DU COURANT PERTURBATEUR CIRCULANT SUR LA DISCONTINUITÉ DE BLINDAGE

Dans les deux utilisations possibles de bancs de mesures, précédemment décrits, il ne nous est pas possible d'accéder à la valeur du courant perturbateur par la seule mesure pratiquée à l'une des extrémités du banc de mesures, en l'occurrence celle située côté injection.

Nous devons remarquer en effet, que la mesure de courant réalisée n'est en définitive qu'une approximation du courant réel circulant sur la discontinuité de blindage puisque dans chaque cas le générateur de transitoire est connecté sur une ligne coaxiale présentant une impédance caractéristique différente de 50Ω . La transition se fait brutalement dans le cas de la première version et d'une manière plus progressive en ce qui concerne la deuxième.

Les figures 31-a et 31-b donnent les schémas électriques équivalents de la ligne coaxiale, dans chaque cas.

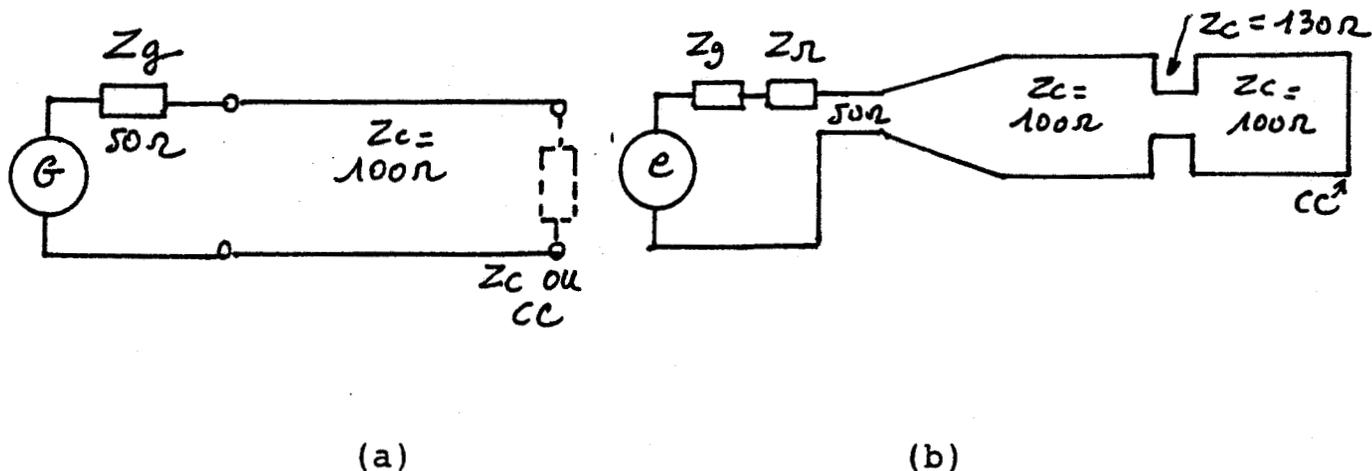


Figure 31 : Schéma électrique équivalent des deux bancs de mesures

Dans la première structure l'impédance caractéristique équivalente, sous laquelle est effectuée cette mesure, est proche de l'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice. Ceci signifie encore que le courant perturbateur mesuré est approximativement l'image du courant réel circulant sur la discontinuité de blindage.

Dans le deuxième banc, on introduit une particularité puisque la mesure du courant perturbateur est réalisée cette fois-ci sur le tronçon d'impédance caractéristique 50Ω qui précède le banc.

La présence d'une résistance de protection d'une valeur de 50Ω en série avec le générateur, contribue également à modifier l'amplitude du courant perturbateur.

Notons de plus que dans le cas de cette version, on assiste au niveau de la discontinuité de blindage à une différence sensible entre les diamètres du câble coaxial supportant la discontinuité et le conduit cylindrique métallique jouant le rôle d'écran, amenant ainsi la valeur de cette impédance caractéristique sur la longueur de la discontinuité, aux environs de 150Ω .

Toute la difficulté réside par conséquent à déterminer le courant réel circulant sur la discontinuité de blindage en fonction du courant mesuré à l'entrée du banc de mesures.

On peut évaluer ce courant numériquement, en prenant en compte les différents changements de Z_c , évoqués plus haut.

Dans un premier temps sera décrit le principe utilisé pour cette simulation. Nous effectuerons ensuite une présentation des résultats théoriques obtenus et une confrontation avec les valeurs expérimentales observées sera effectuée.

IV-4.1. MISE AU POINT D'UN LOGICIEL PERMETTANT D'AMELIORER
LA TECHNOLOGIE DU BANC DE MESURES

IV-4.1.1. Principe de la méthode

Le principe de la méthode consiste à évaluer l'impédance d'entrée de la ligne perturbatrice, vue par le générateur d'impulsion. A cet effet, la ligne perturbatrice est décomposée en tronçons de lignes élémentaires et homogènes. Chaque section peut être assimilée à un quadripôle dont la matrice chaîne s'exprime au moyen des coefficients de la matrice CHL :

$$\begin{pmatrix} \cos \phi & j Z_c \sin \phi \\ j \frac{\sin \phi}{Z_c} & \cos \phi \end{pmatrix} \quad (70)$$

dans laquelle le paramètre ϕ dépend de la fréquence et de la dimension l de l'élément de ligne et où Z_c représente l'impédance caractéristique du tronçon.

Une discontinuité d'impédance caractéristique aura une répercussion directe sur le coefficient Z_c de cette dernière relation.

Le schéma de la figure 32 indique où sont situées ces discontinuités d'impédances prises en compte le long de la ligne perturbatrice.

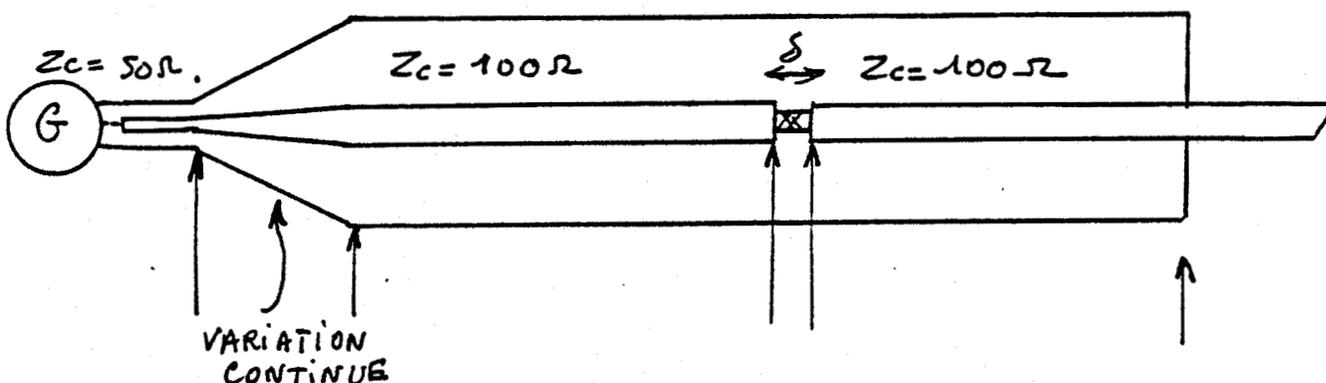


Figure 32 : Modélisation du banc de mesures

Pour simplifier la présentation nous supposons la ligne sans pertes. Celle-ci sera donc décomposée en plusieurs tronçons d'impédance caractéristique constante.

La transition tronconique subira quant à elle un traitement particulier puisqu'elle sera en effet convertie en n tronçons homogènes de longueurs identiques.

Le nombre de tronçons sera déterminé par la recherche de la convergence numérique du produit des n matrices chaînes élémentaires, composant cette transition tronconique.

L'impédance complexe ramenée dans le plan d'entrée du banc de mesures est calculée pour chaque harmonique composant le signal perturbateur. nous emploierons à ce titre un signal perturbateur de type "échelon".

Il nous est alors possible d'accéder à la tension présente à l'entrée du banc de mesures ainsi qu'au courant perturbateur injecté, figure 33.

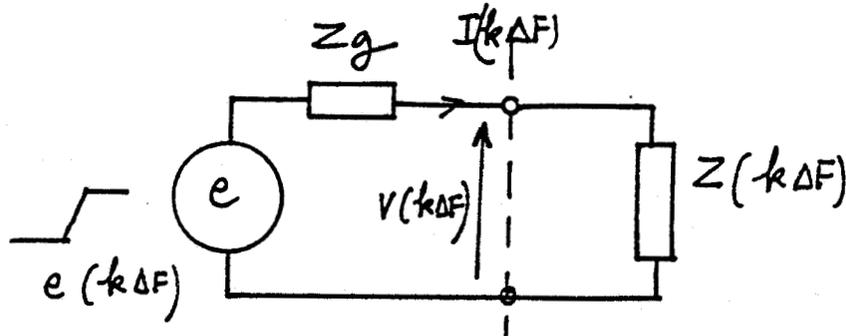


Figure 33 : Schéma électrique équivalent du banc de mesures dans le plan du générateur

Une transformée inverse permet alors d'obtenir leurs évolutions dans le domaine temporel :

$$V_1(n \Delta t) = TF^{-1} \left[E(k \Delta F) \frac{Z_1(k \Delta F)}{Z_1(k \Delta F) + Z_g} \right] \quad (71)$$

$$I_1(n \Delta t) = TF^{-1} \left[E(k \Delta F) \frac{1}{Z_1(k \Delta F) + Z_g} \right] \quad (72)$$

où conformément au schéma de la figure 33 :

E représente la f.e.m. du générateur de perturbations et Z_g son impédance interne.

$n\Delta t$ et $k\Delta F$ représentent respectivement les pas d'échantillonnages temporel et fréquentiel d'ordre n et k .

L'observation du déroulement de cette propagation sera fixée implicitement par la durée totale du signal injecté $I_2(o,t)$. La première fréquence à laquelle seront calculées les expressions précédentes est l'inverse de cette durée, compte tenue des propriétés mathématiques de la T.F.D.

La détermination du courant perturbateur circulant sur la discontinuité de blindage est obtenue à partir des grandeurs d'entrée $V_2(o,t)$ et $I_2(o,t)$ au cours d'une étape intermédiaire, consistant à calculer l'impédance équivalente présente dans le plan de la discontinuité de blindage. Elle s'effectue à partir de la matrice inverse du produit des matrices chaînes élémentaires équivalentes au tronçon de banc de mesures situé entre l'origine et le point d'évaluation.

En définitive, le courant I_d circulant sur la discontinuité sera donné par la relation (73), annexe 3.

$$I_d(n\Delta t) = TF^{-1} \left[(CH_d)^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ I_1 \end{pmatrix} \right] \quad (73)$$

A partir du courant I_d circulant sur la discontinuité de blindage il est très facile de prédire la tension qui sera induite dans le câble et de calculer sa valeur ramenée à l'une ou l'autre des extrémités du câble.

Celle-ci sera donnée par l'expression suivante :

$$V_1(n\Delta t) = TF^{-1} \left[2Z_t \delta I_d(k\Delta F) \right] e^{-j\phi_k} \quad (74)$$

dans laquelle :

- Z_t représente l'impédance de transfert du blindage
- δ la longueur de la discontinuité de blindage
- ϕ_k un terme de déphasage relatif à la propagation du signal induit jusqu'à l'extrémité de mesures.

ϕ_k peut encore s'écrire :

$$\phi_k = \frac{2\pi}{v} f_k (l_0 - 3) \quad (75)$$

Un développement plus complet des calculs relatifs à la détermination du courant I_d , a été reporté à l'annexe III.

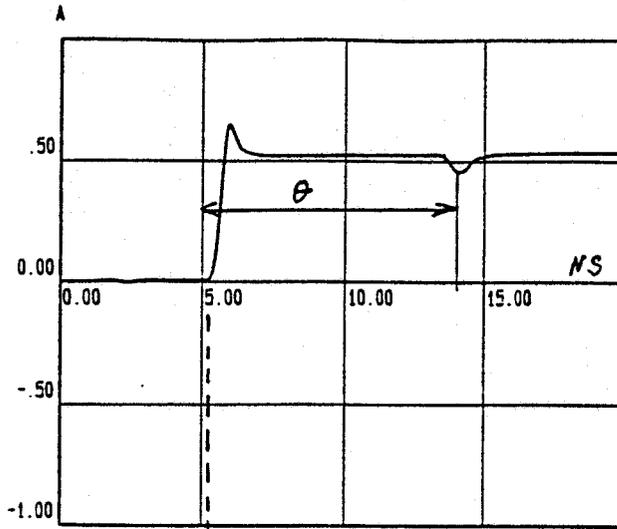
IV- 4.2. PRESENTATION DES RESULTATS ISSUS DE LA SIMULATION

La seconde version du banc de mesures a fait l'objet de la simulation théorique que nous venons de décrire. Nous nous sommes intéressés en premier lieu aux déformations subies par un échelon de courant délivré par un générateur théorique équivalent, produisant un signal d'amplitude 100 V et possédant un temps de montée de l'ordre de 1 ns. Nous avons également porté notre attention sur le signal de télédiaphonie résultant de cette excitation en supposant un couplage de type inductance de transfert par une discontinuité de blindage d'une longueur δ égale à 0,05 m.

Les signaux obtenus ont été reproduits à la planche PL (D-9) sur laquelle a été précisée le schéma électrique équivalent à la structure de la ligne perturbatrice et où ont été indiquées les impédances caractéristiques théoriques de chaque tronçon qui rencontre l'onde perturbatrice.

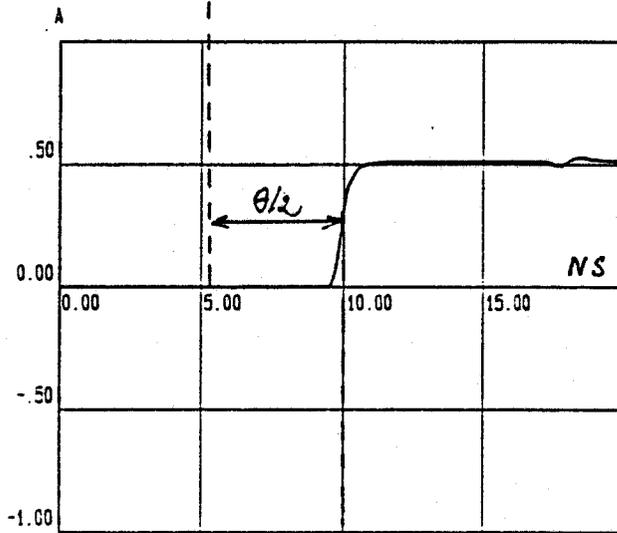
Les fluctuations observées dans l'évolution du signal $I_2(o,t)$ sont directement liées à ces changements d'impédances caractéristique.

La présence d'une longueur coaxiale de 6 cm d'impédance caractéristique 50Ω impose, avec l'impédance interne du générateur et la résistance série 50Ω , l'amplitude du courant perturbateur $I_2(o,t)$ dans les premiers instants. Cette liaison simule le tronçon d'impédance caractéristique 50Ω comprenant le connecteur placé à l'entrée du banc ainsi qu'une partie de ligne intervenant immédiatement après et précédent la transition progressive. La variation observée à l'instant $t = \theta$ est relative à la discontinuité de blindage. Entre des deux phénomènes se stabilise la valeur du courant perturbateur, lorsque celui-ci rencontre le tronçon d'impédance caractéristique 100Ω , dont la longueur avoisine 1 m et qu'il finit par retrouver après la discontinuité de blindage.



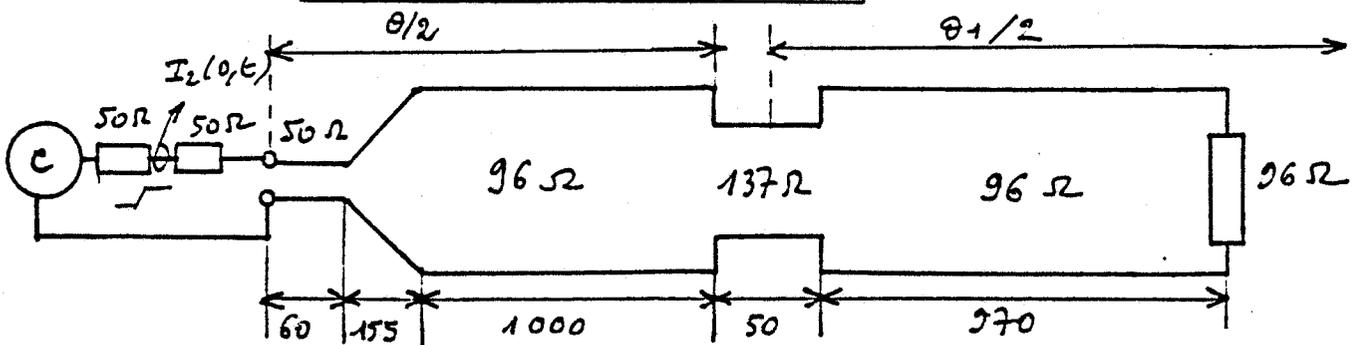
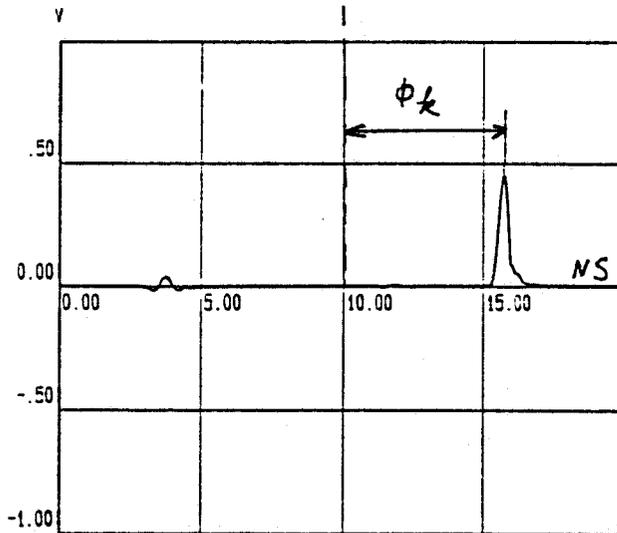
COURANT AU CENTRE DE LA DISCONTINUITÉ

PL (D-9)



TENSION DE TELEDIAPHONIE V₁(L)

ECHELLE
ARBITRAIRE



PL (D-9)

La durée d'observation choisie, ne nous permet pas dans ce cas particulier de visualiser ce qui intervient à l'extrémité $z = L$. Nous devons toutefois, noter que dans notre simulation numérique la valeur de l'impédance connectée à cette extrémité a été prise égale à l'impédance caractéristique du dernier tronçon, ceci afin de minimiser les réflexions.

La méthode impulsionnelle nous autorise en effet à procéder de cette manière sans influencer pour cela le résultat qui nous intéresse.

L'information qui sera isolée à partir du signal $I_2(o,t)$ diffère de celle existant réellement sur la discontinuité de blindage comme nous pouvons le constater à la planche PL (D-10) par leurs amplitudes et leurs formes.

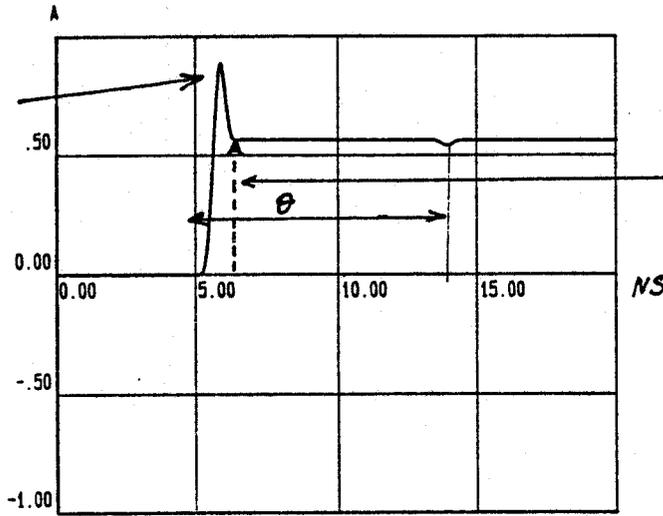
En effet, la séquence transitoire présente un temps de montée qui s'affaïsse dans sa partie supérieure. Cette destruction est due en fait aux réflexions successives que subit ce signal au niveau de la discontinuité de blindage.

Cette dernière constatation peut être beaucoup mieux visualisée à partir de la tension perturbatrice induite dans le câble. L'inductance de transfert simulée produit une impulsion dissymétrique, présentant une traînée qui décroît en fonction du temps où il est possible de déceler des fluctuations relatives aux réflexions précédentes.

L'impédance de transfert sera donc sous-estimée d'une part comme nous avons pu le déceler sur les résultats expérimentaux exposés à la PL (D-9). D'autre part son évolution fréquentielle risque de subir des modifications d'autant plus importantes que la variation d'impédance caractéristique au niveau de la discontinuité de blindage sera elle-même importante. Cette sensibilité sera par ailleurs plus marquée sur la phase que sur le module de paramètre.

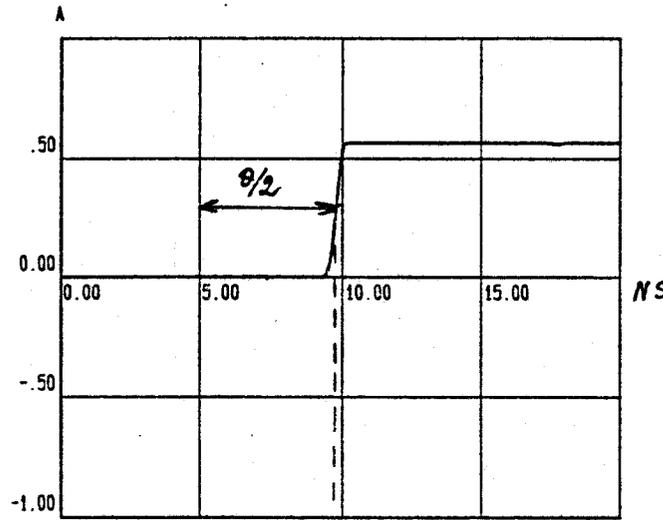
L'application d'un même signal à la première cellule de mesures étudiée, nous permet d'effectuer une comparaison intéressante à partir des évolutions des signaux obtenus dans ce cas et que nous avons reproduit à la planche PL (D-10).

Amplitude du courant à l'entrée du tronçon 50 Ω



Amplitude réelle du courant mesuré

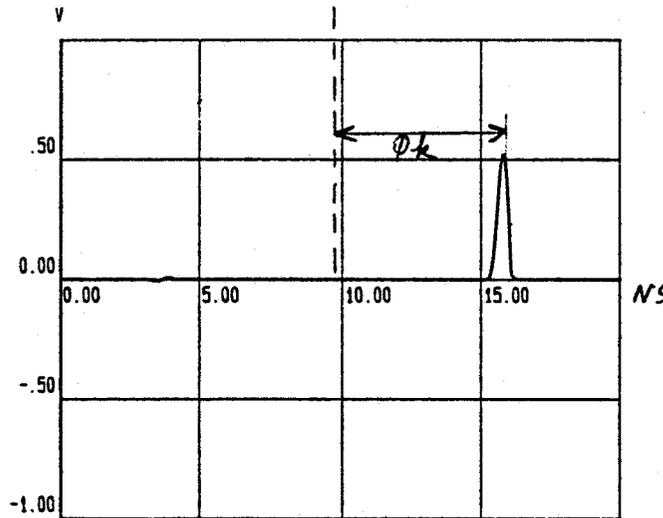
COURANT AU CENTRE DE LA DISCONTINUITÉ



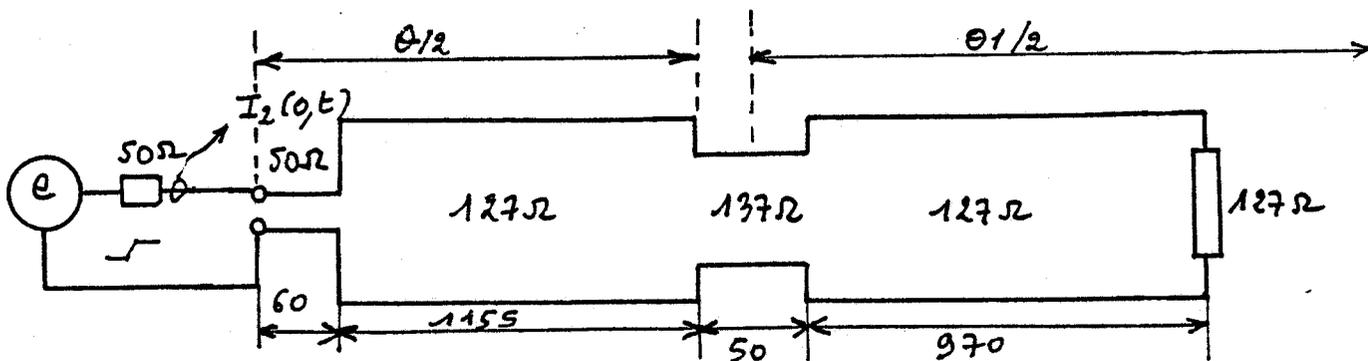
PL (D-10)

TENSION DE TELEDIAPHONIE

ECHELLE ARBITRAIRE



PL (D-10)



Rappelons que dans ce cas, la mesure du courant perturbateur est réalisée non pas comme précédemment à la sortie du générateur de perturbations mais très près de la ligne perturbatrice.

Par ailleurs la variation d'impédance caractéristique est moindre. En effet, dans cette première réalisation avait été déposé sur la périphérie du blindage du câble coaxial un écran homogène constitué par un ruban d'épaisseur relativement faible. Contrairement à l'autre cas où la technologie employée crée une variation d'impédance caractéristique plus importante.

En conséquence, le transitoire associé au courant perturbateur subit moins de fluctuations et le courant prélevé à l'origine reflète un peu mieux celui présent sur la discontinuité de blindage. La tension perturbatrice induite dans le câble présente également moins de fluctuations.

CONCLUSION

L'accès à l'amplitude exacte du courant perturbateur lorsque celui-ci est prélevée à l'entrée du banc de mesures, nécessite de prendre quelques précautions nous invitant à modifier les futures réalisations.

En particulier, il serait intéressant d'éliminer la résistance série limitant le courant à l'entrée du banc et réaliser l'ensemble de la structure sous une impédance caractéristique 50Ω . Par ailleurs, la technologie employée au niveau de la discontinuité de blindage crée une variation importante de l'impédance caractéristique qui pourrait être minimisée moyennant quelques améliorations sur ce plan notamment en réduisant le diamètre du cylindre métallique homogène qui protège le câble ainsi que celui des pinces qui assurent le contact électrique entre celui-ci et le blindage du câble.

Notons enfin que l'influence de la transition progressive de la seconde version n'a pu être mis clairement en évidence. Il faut toutefois remarquer que notre simulation ne prend pas en compte tous les phénomènes pouvant intervenir à son niveau, tel que la diffraction.

IV-5 LIMITES FREQUENTIELLES ET SENSIBILITE DE MESURES

La première version du banc de mesures réalisée nous a permis d'effectuer la mesure de l'impédance de transfert d'un câble coaxial jusqu'à 1000 MHz.

Les premiers résultats expérimentaux obtenus à partir de la seconde version donnent également satisfaction jusqu'à une fréquence voisine de 500 MHz.

La limite fréquentielle supérieure est liée aux caractéristiques des spectres des signaux traités, à la bande passante du capteur de courant perturbateur et de l'amplificateur de tension associé éventuellement à la mesure de la tension perturbatrice induite dans le câble. Elle dépend également de la bande passante de l'oscilloscope numérique à échantillonnage.

Le principe utilisé par les deux structures de banc que nous venons de décrire ne permet d'obtenir des résultats que dans la mesure où la nature du couplage électromagnétique obéit aux modèles décrits au chapitre III, favorisant l'apparition d'un signal de forme impulsionnel.

Moyennant l'adjonction d'un amplificateur de tension large bande, faible bruit, il sera possible d'améliorer la sensibilité du banc de mesures. L'utilisation de signaux perturbateurs transitoires d'amplitudes élevées agit également dans ce sens.

Des expériences pratiquées sur des éprouvettes comportant une double tresse et dont nous n'avons pas fait mention procurent des niveaux induits à l'intérieur du câble trop faibles pour être exploités.

Enfin le cas des blindages comportant un écran métallique homogène représente une difficulté pratique qui constitue la limite de mesures du banc.

L'évaluation de l'impédance de transfert des blindages comportant un écran homogène se révèle impossible, par suite des niveaux induits recueillis très faibles dus à la caractéristique d'impédance de transfert décroissante propre à ces blindages, |16 |.

Nous avons toutefois vu qu'il était possible d'accéder à l'impédance de transfert d'un câble de type kx4 qui comporte une tresse à recouvrement optique important (90 %).

Nous pouvons situer à l'heure actuelle la limite de sensibilité vers 10^{-1} à 10^{-2} Ω/m dans la gamme 10-1000 MHz.

La mesure de la tension de télédiaphonie dans la nouvelle version apporte un gain supplémentaire de 15 dB environ, puisqu'il est possible dans ce cas de travailler avec des longueurs couplées plus importantes, sans être gênés par les phénomènes de propagation.

Notons enfin qu'une méthode basée sur le principe de la synthèse d'impulsions est actuellement en cours d'étude au laboratoire. Elle consiste à faire résonner la ligne perturbatrice comme une cavité et à rechercher pour chaque harmonique sinusoïdale, un maximum de signal induit dans le câble expérimenté. L'étape finale consiste alors à calculer soit directement l'impédance de transfert en se plaçant en dehors des résonances, soit au moyen d'une transformée de Fourier inverse la forme du signal équivalente dans le temps et de procéder à l'élimination des échos. L'intérêt de cette méthode de mesures se situe bien entendu au niveau de la sensibilité puisque dans ce cas, le récepteur peut être à bande étroite.

IV-6 CONCLUSION

La première version du banc de mesures impulsionnelles de l'impédance de transfert a permis de déterminer celle-ci jusqu'à 1000 MHz dans le cadre de son application aux types de blindages très connus que sont le "CERLIL" et le "kx4". L'utilisation de signaux transitoires s'est montrée d'un grand intérêt. Les avantages et les difficultés inhérentes à la mesure ont pu être mis en évidence par ailleurs.

Nous avons vu en particulier, que c'est le temps de montée du signal perturbateur qui conditionne pour sa part l'apparition des singularités dans les spectres, dont la conséquence immédiate agit sur la limite fréquentielle supérieure d'emploi du banc.

Moyennant l'utilisation de signaux transitoires plus brefs il sera possible d'étendre vers de plus hautes fréquences, l'emploi de ce banc.

L'instrumentation adjointe à ce banc de mesures a également une influence sur les résultats. En effet, le capteur chargé de la mesure du courant, l'amplificateur de tension induite dans le câble, l'oscilloscope numérique, ont des bandes passantes limitées au GHz, et agissent différemment selon que ce soit le module ou la phase qui soit recherché.

Nous avons vu également qu'une désynchronisation des signaux peut procurer une erreur importante sur la phase et ceci d'autant plus que la fréquence augmente.

Une solution intéressante que nous préconisons par la suite est d'effectuer l'intercorrélation des séquences utiles des signaux traités en présence. Nous avons vu que ce moyen offrait une compensation efficace.

La sensibilité de mesures de ce banc peut être évaluée à $10^{-1} - 10^{-2} \Omega/m$ dans cette version.

La seconde version élaborée a bénéficié de toute l'expérience précédente.

Elle a été construite dans le but de faciliter la tâche de l'expérimentateur, en particulier lors du montage de l'éprouvette de câble.

L'exploitation de la tension de télédiaphonie offre dans ce cas un avantage intéressant. Elle nous autorise en effet, à utiliser des longueurs de discontinuité plus importante sans faire intervenir les phénomènes de propagation et ainsi d'améliorer la sensibilité de mesures de 15 dB environ. Nous avons vu qu'il était possible en effet d'étendre sa longueur jusqu'à 20 cm environ, sans porter préjudice au module. La phase est malheureusement indifférente à ce choix puisque celle-ci présente une sensibilité aux phénomènes de propagation identique aussi bien en télédiaphonie qu'en paradiaphonie.

Les premiers résultats expérimentaux obtenus à partir de cette seconde version donne satisfaction. Nous n'avons malheureusement pas pu présenter de résultats concrets de mesures jusqu'à 1000 MHz, par suite d'une difficulté de fonctionnement de l'oscilloscope numérique à échantillonnage à la fin de notre thèse.

Le recours à la simulation numérique de l'évolution des signaux en présence a permis de montrer l'influence des variations d'impédance caractéristique rencontrées lors de leurs propagations et leurs répercussions au niveau de la tension induite dans le câble coaxial.

Il conviendrait donc, de ramener l'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice à 50 Ω afin d'éviter les déformations dues aux changements d'impédances caractéristiques le long de celle-ci si une autre version venait à être réalisée et de minimiser au maximum ces changements d'impédances caractéristiques surtout au voisinage de la discontinuité de blindage.

Le principe de ces bancs de mesures ne convient pas lorsqu'il s'agit d'évaluer l'impédance de transfert de blindage faisant intervenir des conduits homogènes métalliques, le signal induit étant très faible et inexploitable.

Une difficulté analogue survient également lorsqu'il s'agit du cas des blindages renforcés à structures complexes tels que ceux que nous avons étudiés aux chapîtres II.

Pour palier ce défaut, la méthode originale de synthèses d'impulsions dont nous avons évoqué très succinctement le principe, semble être très prometteuse.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail exposé dans notre thèse a porté sur la caractérisation de l'efficacité de blindage d'un câble coaxial et nous a conduit à considérer les méthodes de mesures de l'impédance de transfert dont la notion permet d'assurer celle-ci.

C'est ainsi que nous avons été amené à considérer dans une première partie le cas des fréquences inférieures à 30 MHz.

Les performances obtenues à partir d'une méthode triaxiale ont permis l'exploration fréquentielle de ce paramètre avec une sensibilité de $10^{-7} \Omega/m$.

Cette méthode a le défaut important d'occasionner un rayonnement électromagnétique qui est néfaste à la mesure et qui nécessite l'emploi d'une cage de Faraday.

Elle présente toutefois, l'intérêt d'être facile à mettre en oeuvre. L'application à l'étude de câbles coaxiaux à haute immunité a permis de mettre en évidence l'intérêt des combinaisons utilisant un ruban homogène métallique associé à une tresse cuivre dans l'amélioration de l'efficacité du blindage d'un câble. Un gain avoisinant 20 dB a pu être relevé.

L'emploi d'une tresse acier à titre de protection du câble, s'est révélé intéressant également sur le plan de l'efficacité du blindage en réduisant en effet dans des proportions intéressantes l'impédance de transfert.

L'espacement des blindages constitue également un moyen permettant d'agir dans ce sens, en jouant sur l'impédance linéique des lignes de propagation.

Le gain escompté dépend toutefois pour ce dernier point, des conditions d'impédances existantes aux extrémités des blindages et de la longueur des câbles. Il apparaît en effet, des résonances inter-blindages que nous avons pu mettre en évidence expérimentalement et lors de la modélisation numérique. L'utilisation d'isolant semi-conducteur permet dans ce cas de minimiser ces effets.

Nous avons vu qu'à partir du formalisme simple des lignes de transmission il était possible de prédire avec une bonne précision l'évolution de ce paramètre.

Les approximations consenties dans le cas d'une ligne coaxiale comportant deux blindages a permis d'obtenir une expression simplifiée qui a pu être vérifiée largement dans son application, tant aussi bien à partir de structures à blindages homogènes que de structures plus complexes associant des rubans homogènes et des tresses.

Les phénomènes de propagation ont pu être mis en évidence expérimentalement à partir de structures de câbles longs dont l'influence a pu être prédit avec une bonne approximation par la modélisation.

La seconde partie de notre travail a été consacrée à la détermination expérimentale de l'impédance de transfert aux fréquences élevées voisines de 1000 MHz. Elle a fait l'objet de la réalisation pratique d'un banc de mesures en vue d'améliorer une première version simplifiée, étudiée au début de notre thèse.

Les premiers résultats expérimentaux ont montré qu'il était possible au moyen de la méthode de la discontinuité de blindage combinée à l'utilisation d'impulsions très brèves, d'évaluer l'impédance de transfert d'un câble coaxial vers ces fréquences élevées.

Les résultats obtenus au moyen de la dernière réalisation ont donné également satisfaction.

Quelques avantages ont pu être dégagés. La mesure de la tension de télédiaphonie offre la possibilité d'améliorer la sensibilité de cette méthode par l'utilisation de longueur de discontinuité de blindage plus importante, sans faire intervenir les phénomènes de propagation. Cet avantage ne peut être attribué qu'au module, la phase ne pouvant pas quant à elle en bénéficier.

La facilité de montage de l'éprouvette de câble coaxial constitue un argument important dans le déroulement des expériences.

Enfin, l'utilisation d'une structure possédant une ligne perturbatrice blindée électromagnétiquement permet de s'affranchir de l'emploi d'une cage de Faraday indispensable auparavant.

Il est apparu toutefois, quelques anomalies provenant de variations brutales de l'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice.

Le recours à la simulation numérique au moyen d'un modèle très simple, a permis de mettre en évidence l'erreur qui pouvait être commise sur la mesure du perturbateur et l'importance d'avoir de faibles variations d'impédances caractéristiques.

Il serait intéressant comme nous l'avons préconisé de réaliser un banc offrant une impédance caractéristique voisine de 50Ω et avant tout de réduire au maximum les variations de cette impédance caractéristique, en particulier au niveau de la discontinuité de blindage.

L'extension de la mesure pourra être obtenue moyennant l'utilisation de signaux transitoires offrant des temps de montée encore plus brefs associés à une instrumentation de mesure adéquate.

La sensibilité de mesure est quant à elle difficile à améliorer de par le principe de cette méthode mais, comme nous l'avons toutefois souligné, une nouvelle méthode utilisant un fonctionnement en harmonique du banc est à l'étude actuellement au laboratoire. Son principe utilise une méthode harmonique dont on peut tirer avantage par la sensibilité des instruments de mesures employés. Elle devrait permettre de compléter efficacement la méthode que nous avons utilisée.



BIBLIOGRAPHIE

B I B L I O G R A P H I E

- [1] SCHELKUNOFF (S.A.). "The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields". Bell Syst. Tech., J., USA (1934), pp. 533-579.
- [2] VANCE (E.F.). "Coupling to shielded cable". Ed. John Willey, NEW YORK (1978).
- [3] DEMOULIN (B.). "Etude de la pénétration des ondes électromagnétiques à travers des blindages homogènes ou des tresses à structures coaxiales. Thèse de Doctorat d'Etat", LILLE (1981).
- [4] DEMOULIN (B.). "Introduction à la mesure de l'impédance de transfert et de l'admittance de transfert des câbles et des connecteurs". Journée d'étude sur la mesure de l'impédance de transfert des câbles et des connecteurs, LILLE, Octobre 1985.
- [5] DEMOULIN (B.), DUVINAGE (P.), DEGAUQUE (P.), "Paramètres de transfert des câbles coaxiaux tressés et des discontinuités de blindage". Annales des Télécommunication F.R.A. (1984), n° 39, n° 9 - 10, p. 433 - 445.
- [6] DEMOULIN (B.), FICHEUX (S.) et DEGAUQUE (P.). "Renforcement de l'efficacité de blindage des câbles coaxiaux par l'action combinée de tresses aciers, de tresses cuivres et d'écrans homogènes". 5^{ème} rapport d'avancement, contrat USTL/CEA - CESTA - MARS 1985.
- [7] DEMOULIN (B.), HEDDEBAUT (H.) et DEGAUQUE (P.). "Etude des niveaux parasites et aide à la décision pour le choix des solutions de blindages". Caractérisation des paramètres de transfert des câbles coaxiaux surblindés et bifilaires blindés, 1^{er} rapport d'avancement du contrat USTL/CEA - CESTA - Juin 1982.
- [8] DEMOULIN (B.) et DEGAUQUE (P.). "Modèle théorique de l'efficacité des câbles coaxiaux à blindages multiples". Descriptif des logiciels TR2H et TR2T, 2^{ème} rapport d'avancement, contrat USTL/CEA - CESTA - MAI 1983.

- [9] EICHER (B.), STAGER (C.) and SZENKKUTI (B.). "Test method for cables and connectors, used at the Swiss PTT - Tri coaxial set up (1KHz - 10 GHz) - Absorbing clamp (30 MHz - 1000 MHz)".
Journées d'études sur la mesure de l'impédance de transfert des câbles et connecteurs - Lille - Octobre 1985 -
Actes des journées au LRPE - Université de Lille - pp. 41-46.
- [10] SZENKKUTI (B.) and PEURALA (A.). "New views on the absorbing clamp in the testing of cable screening effectiveness".
5th Symposium on EMC - Zurich - 1983 - Symp. record - pp. 391-396.
- [11] DRAFT Amendment of IEC Publication 96-1 CLAUSE 5.
Screening effectiveness IEC-SC 46 A - Sept. 1984.
- [12] DEMOULIN (B.), FICHEUX (S.), EL ASSAD et DEGAUQUE (P.). "Mesure de l'impédance de transfert sur de longs câbles coaxiaux à blindage renforcé",
6^{ème} rapport d'avancement, contrat USTLF/CEA - CESTA - Février 1986.
- [13] DEMOULIN (B.), KONE (L.) et DEGAUQUE (P.), 9^{ème} rapport d'avancement sur
"l'optimisation des câbles blindés", contrat USTLF/CEA - CESTA - Décembre 1987.
- [14] BALUT (J.), GIVORD (M.), COQUENET (G.) "amélioration des performances hautes fréquences d'un banc quadriauxial par le dispositif coaxial des charges d'adaptation", journée d'études sur la mesure des impédances de transfert des câbles et des connecteurs, Lille, Octobre 1985.
- [15] BLECH (Ph.) et IANOVICI (M.), "mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux en régimes d'impulsions", journée d'études sur la mesure des impédances de transfert des câbles et des connecteurs, Lille, Octobre 1985.
- [16] DEMOULIN (B.). "Introduction à la mesure de l'impédance de transfert et de l'admittance de transfert des câbles et des connecteurs". Journée d'étude sur la mesure de l'impédance de transfert des câbles et des connecteurs, LILLE, Octobre 1985.

- [17] LECOMPTE, (J.C.), BUISSON (J.), "mesure de l'impédance de transfert en module et argument des câbles coaxiaux et connecteurs à hautes performances au moyen d'une ligne triaxiale", journée d'études sur les mesures des impédances de transfert, Lille, Octobre 1985.

- [18] ELLENA (G.) et MANET (Ph.), "système d'isolation des masses sur un câble de synchronisation", rapport d'avant projet 2^{ème} année, 1986.

- [19] OPPENHEIM (A;V.), SCHAFER (R.W.), "Digital signal processing", prentice-hall, INC, Englewood cliffs, New Jersey.

- [20] GRABISCH (M.) et BALLUET (J.C.) "identification en présence d'échos par le CEPSTRE", traitement du signal Volume 2, n° 1, 1985, p. 11-27.

- [21] SMET (J.E.) "adaptation d'un microcontrôleur au calcul de la transformée de Fourier rapide", mémoire CNAM, Lille, 1985.

- [22] LOUAGE (F.), DEMOULIN (B.) et BAUDET (J.), "mesure de l'impédance de transfert des câbles en régime impulsionnel utilisant un microcontrôleur intel 8031 comme processeur de TRF", traitement du signal Volume n° 3, n° 1, 1986, p. 45-57.

- [23] ELASSAD (S.), DEMOULIN (B.) et DEGAUQUE (P.) "Etude des discontinuités de blindage intervenant sur les câbles de télécommunications", 2^{ème} rapport d'avancement, contrat USTL/CEA-CESTA- Octobre 1985.

- [24] DEMOULIN (B.) EL ASSAD (S.) et DEGAUQUE (P.), "Méthode de calcul des tensions perturbatrices pour les câbles blindés soumis à une distribution quelconque de courant perturbateur, 7^{ème} rapport d'avancement, première partie, contrat USTL/CEA-CESTA - Novembre 1986.

- [25] ROCHDI (M.), "détermination de la caractéristique de l'impédance de transfert du blindage d'un câble coaxial par la recherche de la réponse impulsionnelle, DEA, Lille 1987

- [26] DUVINAGE (P.), "Etude et caractérisation électromagnétique des discontinuités de blindage - Application à la mesure des paramètres de transfert des câbles coaxiaux aux fréquences élevées". Thèse de doctorat de 3ème cycle - Lille 1984.

- [27] EL ASSAD (S.). "Etude théorique et expérimentale de l'immunité aux perturbations électromagnétiques de câble coaxiaux et bifilaires blindés". Thèse de doctorat 3ème cycle, université de Lille, 1987.

- [28] RIFI (M.), "Etude théorique de la propagation des ondes électromagnétiques sur les lignes de transport d'énergie aériennes pour une application à un système de transmission de données". Thèse de doctorat de 3ème cycle, Lille 1981.

- [29] KUNT (M.), "Traitement numérique des signaux". Dunod, 3ème édition 1981, traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique.

- [30] COULOMB (F. de), "Théorie et traitement des signaux", DUNOD ed 1984, traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique.

- [31] MAX (J.), "Traitement du signal et application aux mesures physiques", 3ème ed. Masson, 1979.

ANNEXES

ANNEXE I

RESOLUTION DES EQUATIONS DIFFERENTIELLES DES LIGNES COUPLEES :

Le système général à résoudre est le suivant :

$$\left(\frac{dV}{dz} \right) + (Z)(I) = E(z) \quad (A-1)$$

$$\left(\frac{dI}{dz} \right) + (Y)(V) = J(z) \quad (A-2)$$

où (Z) et (Y) sont les matrices impédances et admittance et E(z) et J(z), les termes sources d'origine magnétique et électrique.

Il s'agit d'un système d'ordre 3 dans le cas d'un câble coaxial comportant deux blindages.

Plaçons nous dans le cas particulier où le couplage électrostatique est tel que la capacité de transfert est nulle. Cette hypothèse se traduit par l'annulation du terme source électrique dans la seconde équation du précédent système.

Considérons maintenant les réactions des courants circulant sur les blindages du câble, négligeable sur la ligne perturbatrice et supposons une excitation de la ligne perturbatrice de type onde progressive.

Le système se réduit alors à un système d'ordre 2 que l'on peut écrire sous la forme suivante dans le cas d'un câble à deux blindages :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_1}{dz} \\ \frac{dV_2}{dz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & -Z_{12} \\ -Z_{12} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ Z_{13} I_3 Y_{22} \end{pmatrix} \quad (A-3)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_1}{dz} \\ \frac{dI_2}{dz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & 0 \\ 0 & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (A-4)$$

Conformément aux notations du paragraphe III-2 du chapitre III.

A) Résolution générale

La dérivation du second système (A-4) et le remplacement de V_i dans le premier système par sa valeur conduit au nouveau système suivant :

$$\begin{pmatrix} \frac{d^2 I_1}{dz^2} \\ \frac{d^2 I_2}{dz^2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_1^2 & Z_{t2} \gamma_{11} \\ -Z_{t2} \gamma_{22} & \gamma_2^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -Z_{t3} \gamma_{22} I_3 \end{pmatrix} \quad (A-5)$$

dans lequel γ_1 et γ_2 représentent les exposants linéiques des propagations des ondes se propageant respectivement dans le câble coaxial et entre les deux blindages du câble.

$$\gamma_1 = (Z_{11} \gamma_{11})^{1/2} \quad \gamma_2 = (Z_{22} \gamma_{22})^{1/2} \quad (A-6)$$

La résolution du système (A-5) s'effectue en exprimant le système matriciel dans la base diagonale :

$$\begin{pmatrix} \frac{d^2 I_1}{dz^2} \\ \frac{d^2 I_2}{dz^2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + (T)^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ -Z_{t3} I_3 \end{pmatrix} \quad (A-7)$$

Les courants circulant sur chacune des lignes constituant les deux blindages seront obtenus à partir de l'expression suivante :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (T) \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (A-8)$$

Les solutions de l'équation (A-7) seront du type :

$$i_1(z) = A_1 e^{-\Gamma_1 z} + B_1 e^{\Gamma_1 z} + i_3^{(1)}(z) \quad (A-9)$$

$$i_2(z) = A_2 e^{-\Gamma_2 z} + B_2 e^{\Gamma_2 z} + i_3^{(2)}(z) \quad (A-10)$$

où A_2, B_2, A_1, B_1 sont des constantes inconnues à déterminer et $i_3^{(1)}(z)$ et $i_3^{(2)}(z)$ des solutions particulières du système (A-7).

Les tensions $V_1(z)$ et $V_2(z)$ seront obtenues au moyen des expressions suivantes :

$$V_1 = - \frac{1}{Y_{11}} \frac{dI_1}{dz} \quad (A-11)$$

$$V_2 = - \frac{1}{Y_{22}} \frac{dI_2}{dz} \quad (A-12)$$

Les constantes précédentes seront déterminées par la résolution du système linéaire obtenue après application des conditions suivantes :

$$\begin{aligned} V_2(0) &= -Z_{02} I_2(0) & V_2(L) &= Z_{L2} I_2(L) \\ V_1(0) &= -Z_{01} I_1(0) & V_1(L) &= Z_{L1} I_1(L) \end{aligned} \quad (A-13)$$

où Z_{01} et Z_{L1} sont des impédances quelconques pouvant être connectées à chaque extrémité des blindages du câble coaxial. La résolution doit être bien entendu menée numériquement dans ce cas.

Résolution simplifiée

Le résolution simplifiée consiste à négliger en plus la réaction de la ligne coaxiale intérieure sur la seconde.

Cette approximation se traduit en pratique par l'annulation du terme $-Z_{t1} I_1$ du système (A-5).

La résolution peut être maintenant menée directement cette fois-ci.

Exprimons en premier lieu le courant et la tension relative au second blindage :

$$\frac{d^2 I_2}{dz^2} - \gamma_2^2 I_2 = -Y_{22} Z_{t3} I_3 \quad (A-14)$$

$$V_2 = - \frac{1}{Y_{22}} \frac{dI_2}{dz} \quad (A-15)$$

dont les solutions après recherche d'une solution particulière relative au second membre, seront :

$$I_2(z) = A_2 e^{-\gamma_{23} z} + B_2 e^{\gamma_{23} z} - \frac{\gamma_{22} Z_{t3} e^{-\gamma_{33} z}}{\gamma_{32}^2 - \gamma_{22}^2} I_{03} \quad (\text{A-16})$$

$$V_2(z) = Z_{c2} (A_2 e^{-\gamma_{23} z} - B_2 e^{\gamma_{23} z}) - \frac{Z_{t3} \gamma_{33}}{\gamma_{32}^2 - \gamma_{22}^2} e^{-\gamma_{33} z} I_{03} \quad (\text{A-17})$$

Les constantes A2 et B2 sont obtenues après application des conditions aux limites, soit :

$$V_2(0) = -Z_{02} I_2(0) \quad (\text{A-18})$$

$$V_2(L) = Z_{L2} I_2(L) \quad (\text{A-19})$$

On obtient en définitive les expressions suivantes :

$$A_2 = \frac{(1-m_{02})(\gamma_3 - mL_2\gamma_2)e^{-\gamma_3 L} - (1+mL_2)(\gamma_3 + m_{02})e^{\gamma_2 L}}{(1-m_{02})(1-mL_2)e^{-\gamma_2 L} - (1+m_{02})(1+mL_2)e^{\gamma_1 L}} k \quad (A-20)$$

$$B_2 = \frac{(1+m_{02})(\gamma_2 - mL_2\gamma_3)e^{-\gamma_3 L} - (1-mL_2)(\gamma_3 + m_{02}\gamma_2)e^{-\gamma_2 L}}{(1-m_{02})(1-mL_2)e^{-\gamma_2 L} - (1+m_{02})(1+mL_2)e^{\gamma_2 L}} k \quad (A-21)$$

avec
$$k = \frac{Z_{T3}}{Z_{c2}(\gamma_3^2 - \gamma_2^2)} I_{03} \quad (A-22)$$

où
$$m_{02} = Z_{02} / Z_{c2} \quad (A-23)$$

et
$$mL_2 = Z_{L2} / Z_{c2} \quad (A-24)$$

représentent sur les impédance réduites des impédances Z_{02} et Z_{L2} .

Les tensions perturbatrices pourront être calculées très simplement au moyen des intégrales suivantes si l'on suppose la ligne coaxiale intérieure adaptée.

$$V_1(0) = \frac{1}{2} Z_{T2} \int_0^L I_2(z) e^{-\gamma_1 z} dz \quad (A-25)$$

$$V_1(L) = \frac{1}{2} Z_{T2} e^{-\gamma_1 L} \int_0^L I_2(z) e^{\gamma_1 z} dz \quad (A-26)$$

On obtient en définitive pour $V_1(0)$ et $V_1(L)$ les expressions suivantes :

$$V_1(0) = \frac{Z_{T2}}{2} \left[A_2 \frac{e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)L}}{\gamma_1 + \gamma_2} + B_2 \frac{e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)L}}{\gamma_1 - \gamma_2} - \gamma_2 \frac{e^{(-\gamma_1 + \gamma_3)L}}{\gamma_1 + \gamma_3} k \right] \quad (A-27)$$

$$V_1(L) = \frac{Z_{T2}}{2} e^{-\gamma_1 L} \left[A_2 \frac{(1-e^{-(\gamma_2-\gamma_1)L})}{\gamma_2-\gamma_1} - B_2 \frac{(1-e^{-(\gamma_1+\gamma_2)L})}{\gamma_1+\gamma_2} - \gamma_2 \frac{(1-e^{-(\gamma_3-\gamma_1)L})}{\gamma_3-\gamma_1} k \right] e^{-\gamma_1 L} \quad (A-28)$$

Exprimons maintenant quelles sont les tensions induites aux extrémités du câble coaxial dans les différentes conditions de charges d'extrémité qui existent entre les deux blindages.

1) Cas du court-circuit

Celui-ci se traduit en pratique par :

$$Z_{o2} = Z_{L2} = 0$$

Si l'on néglige l'affaiblissement linéique de propagation, on obtient pour A2 et B2, les expressions suivantes :

$$A_2 \approx j\beta_3 \frac{e^{-j\beta_3 L} - e^{-j\beta_2 L}}{e^{+j\beta_2 L} - e^{+j\beta_2 L}} \cdot k \quad (A-29)$$

$$B_2 \approx j\beta_2 \frac{e^{-j\beta_3 L} - e^{-j\beta_2 L}}{e^{+j\beta_3 L} - e^{+j\beta_2 L}} \cdot k \quad (A-30)$$

Dans les hypothèses des grandes longueurs d'ondes $|\gamma L| \ll 1$, celles-ci se réduisent à :

$$A_2 = \frac{\beta_2 + \beta_3}{2\beta_2} j k \beta_3 \quad (A-31)$$

$$B_2 = \frac{\beta_3 - \beta_2}{2\beta_2} j k \beta_3 \quad (A-32)$$

Un développement limité au premier ordre conduit aux expressions de $V_1(0)$ et $V_1(L)$ suivantes :

$$V_1(0) = V_1(L) = \frac{Z_{t2} Z_{t3}}{2 Z_2} I_{03} L \quad (\text{A-33})$$

où Z_2 représente l'admittance linéique de la ligne coaxiale constituée par les deux blindages.

En définitive l'impédance de transfert équivalente sera donnée par l'expression suivante :

$$Z_{tp} = Z_{tt} = \frac{Z_{t2} Z_{t3}}{Z_2} \quad (\text{A-34})$$

2) Cas des impédances adaptées - $Z_{02} = Z_{L2} = Z_{c2}$

Les coefficients A_2 et B_2 auront pour expression dans ce cas :

$$A_2 = \frac{1}{2} j (\beta_2 + \beta_3) k \quad B_2 = -\frac{1}{2} j (\beta_3 - \beta_2) e^{-j(\beta_2 + \beta_3)L} \quad (\text{A-36})$$

L'impédance de transfert équivalente sera donnée par :

$$Z_{tt} = Z_{tp} = \frac{Z_{t2} Z_{t3}}{2 Z_{c2}} L \quad (\text{A-37})$$

si $Z_{s2} L \ll 2 Z_{c2}$

$$Z_{tt} = Z_{tp} = \frac{Z_{t2} Z_{t3}}{2 Z_{c2} + Z_{s2} L} \quad (\text{A-38})$$

où Z_{s2} représente l'impédance de surface de la ligne L_2 .

On remarque que dans ce cas l'impédance de transfert est proportionnelle à la longueur du câble.

3) Cas des grandes impédances - $Z_{02} = Z_{L2} \rightarrow \infty$

Nous aurons pour A_2 et B_2 les expressions suivantes :

$$A_2 = j\beta_2 \frac{e^{-j\beta_2 L} - e^{j\beta_2 L}}{e^{j\beta_2 L} - e^{-j\beta_2 L}} \cdot k \quad B_2 = j\beta_2 \frac{e^{-j\beta_2 L} - e^{j\beta_2 L}}{e^{j\beta_2 L} - e^{-j\beta_2 L}} \cdot k \quad (\text{A-40})$$

On obtient finalement :

$$Z_{tp} = Z_{tt} = \frac{1}{6} Z_{t2} Z_{t3} Y_{22} L^2 \quad (\text{A-41})$$

La longueur du câble intervient au carré cette fois-ci.

ANNEXE II

A - METHODE DE NICOLSON

Le module et la phase de l'impédance de transfert vont s'exprimer au moyen du rapport des signaux suivants explicités dans leur forme symbolique

$$Z_t(p) = \frac{V_c(p)}{I_p(p)} \quad (\text{A - 42})$$

dans lesquels la variable p peut encore s'écrire :

$$p = \varepsilon + 2\pi j f \quad (\text{A - 43})$$

Afin de satisfaire les conditions de convergence des intégrales de Laplace, ε sera une variable réelle positive alors que f sera assimilé à la fréquence comme nous le verrons par la suite.

Nous obtenons pour les signaux précédents les expressions suivantes :

$$V_c(p) = \int_0^{\infty} V_c(t) e^{-\varepsilon t} e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A - 44})$$

$$I_c(p) = \int_0^{\infty} I_p(t) e^{-\varepsilon t} e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A - 45})$$

La dernière intégrale pose le problème de la convergence compte tenu de la forme du signal $I_p(t)$.

(A - 46)

La fonction de transfert $Z_t(f)$ peut être considérée comme la limite de la fonction transformée de la Laplace $Z_t(p)$ qui sera calculée lorsque la variable $\epsilon \rightarrow 0$, soit :

$$Z_t(f) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} |Z_t(p)| = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} |Z_t(\epsilon + 2\pi j f)| \quad (\text{A} - 47)$$

Le signal $V_c(t)$ n'enregistre aucun retour à zéro et il est donc possible de calculer son spectre directement par application de la transformée de Fourier. Le signal $I_p(t)$ offre par contre un brusque retour à zéro au temps $t = T$ et l'intégrale de Laplace appliquée dans ces conditions conduit alors à l'expression suivante de $I_p(p)$:

$$I_p(p) = \int_0^T I_p(t) e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A} - 48)$$

L'erreur existant entre cette intégrale et celle donnant le résultat exact peut être déterminée analytiquement, car l'amplitude du courant reste constante au delà de l'instant $t = T$.

Celle-ci sera donnée par :

$$\epsilon = \int_T^{\infty} I_p(t) e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A} - 49)$$

qui peut encore s'écrire :

$$\epsilon = \frac{I_p(T) e^{-\epsilon T} e^{-2\pi j f T}}{\epsilon + 2\pi j f} \quad (\text{A} - 50)$$

L'élimination de cette erreur est réalisée au moyen d'un artifice mathématique qui consiste à ajouter au signal $I_p(t)$ une fonction de type dite de "NICOLSON" dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$N(t) = -I_p(T) t / T \quad (\text{A} - 51)$$

avec $N(t) = 0 \quad t < 0$ et $N(t) = -I_p(t) t > T$

Le spectre obtenu dans ce cas sera donné par :

$$I_N(t) = I_p(t) + N(t) \quad (\text{A} - 52)$$

dont la transformée de Laplace s'exprimera par :

$$\mathcal{E} = \int_0^T \int_0^{\infty} [I_p(t) + N(t)] e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f t} dt \quad (\text{A} - 53)$$

L'erreur introduite peut être déterminée à partir de l'expression précédente

$$\mathcal{E} = I_p(T) \frac{1 - e^{-\epsilon T} e^{-2\pi j f T}}{T(\epsilon + 2\pi j f)} \quad (\text{A} - 54)$$

C'est au moyen d'une transformée de Fourier discrète que sera réalisé ce calcul en pratique.

Les harmoniques fréquentielles de calcul seront reliées à la largeur de la fenêtre de l'enregistrement des signaux :

$$f_k = \frac{k}{T} \quad (\text{A} - 55)$$

ou k représente l'ordre fréquentiel des raies spectrales

et T cette durée

Le calcul de l'intégrale (A - 54) pour toutes les fréquences f_k montre en faisant tendre $\epsilon \rightarrow 0$ que cette erreur s'annule, permettant ainsi d'évaluer la fonction de transfert Z_t .

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_0^{\infty} N(t) e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f_k t} dt \quad (\text{A} - 56)$$

$$Z_t(f_k) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\int_0^T V_c(t) e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f_k t} dt}{\int_0^T I_N(t) e^{-\epsilon t} e^{-2\pi j f_k t} dt} \quad (\text{A} - 57)$$

Cette dernière expression peut encore s'écrire

$$Z_t(f_k) = \frac{V_c(f_k)}{I_c(f_k)} \quad (\text{A} - 58)$$

B - METHODE DE LA DERIVEE

Une autre méthode permettant d'éliminer l'effet de troncature indésirable présente dans l'enregistrement du signal perturbateur au temps $t = T$, peut être d'utiliser la dérivée de ce signal.

La dérivée sera dans ce cas donnée par l'expression suivante :

$$I_p'(t) = \frac{d I_p(t)}{dt} \quad (\text{A} - 59)$$

Les propriétés mathématiques de la transformée de Fourier permettent d'écrire :

$$I_p(f) = \text{TF}[I_p'(t)] = (2\pi j f) \lim_{\epsilon \rightarrow 0} [I_p(p)] \quad (\text{A} - 60)$$

La fonction de transfert Z_t pourra donc s'exprimer aisément par :

$$Z_t(f) = 2\pi j f \frac{V_c(f)}{I_p(f)} \quad (\text{A} - 61)$$

Ce traitement peut être directement appliqué dans le cas où le calcul de la transformée de Fourier s'effectue d'une manière discrète.

$$Z_t(f_k) = j 2\pi f_k \frac{V_c(f_k)}{I_p(f_k)} \quad (\text{A} - 62)$$

La dérivée sera dans ce cas calculée numériquement.

ANNEXE III

Cette annexe est relative à la modélisation développée au paragraphe IV.4.1.1. du chapitre IV et concerne la méthode de calcul employée pour déterminer les évolutions du courant perturbateur et de la tension induite dans le câble.

Le procédé utilisé consiste à rechercher l'impédance d'entrée présentée par la ligne perturbatrice du banc de mesures à l'endroit où l'on désire évaluer les signaux précédents.

La ligne perturbatrice est rendue équivalente à un certain nombre de sections homogènes où l'impédance caractéristique reste constante.

Chaque tronçon est équivalent à une longueur de ligne qui sera considérée sans pertes. Les tensions et courants à l'entrée de la section pourront être reliés à ceux existants à son extrémité au moyen d'une matrice chaîne.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi & jZ_c \sin \phi \\ j \sin \phi / Z_c & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} \quad (\text{A-63})$$

dans laquelle ϕ dépend de la fréquence et de la dimension dl de l'élément de ligne et où Z_c est relatif à l'impédance caractéristique de ce dernier.

L'ensemble de la ligne perturbatrice sera équivalent à une matrice chaîne résultant du produit des matrices élémentaires (A-63) la constituant.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} \quad (\text{A-64})$$

L'impédance ramenée dans le plan d'entrée sera obtenue au moyen de la relation suivante :

$$Z_c = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (\text{A-65})$$

où Z_1 est l'impédance connectée à l'extrémité de la ligne perturbatrice.

Pour une fréquence particulière f_k , la tension à l'entrée du banc sera donnée par :

$$V_1(f_k) = E(f_k) \cdot \frac{Z_c(f_k)}{Z_c(f_k) + Z_g} \quad (\text{A-66})$$

L'excitation sera réalisée au moyen d'un échelon de tension similaire à celui délivré en pratique. La tension représentée à l'entrée du banc de mesures sera évaluée pour chaque harmonique calculée à partir d'une T.F.D. de ce signal échantillonné.

$$E(k\Delta F) = TF [E(n\Delta t)] \quad (\text{A-67})$$

Son évolution temporelle est obtenue à partir d'une transformée inverse de l'expression (A-66).

$$V_1(n\Delta t) = TF^{-1} [V_1(k\Delta F)] \quad (\text{A-68})$$

Le courant perturbateur injecté est directement obtenu à partir de l'expression de la tension (A-68).

$$I_1(n\Delta t) = TF^{-1} [V_1(k\Delta F) / Z_1(k\Delta F)] \quad (\text{A-69})$$

L'évolution des signaux en un endroit particulier est réalisée en calculant d'une manière similaire l'impédance ramenée au point considéré. Celle-ci est obtenue au cours d'un calcul intermédiaire de l'expression (A-64).

La tension et le courant à l'abscisse z seront reliés à ceux existants à l'entrée par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_z \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (\text{A-70})$$

L'expression du courant circulant en un endroit particulier tel que la discontinuité de blindage sera calculée directement à partir de la relation précédente :

$$I_z(k\Delta F) = C' V_1 + D' I_1 \quad (\text{A-71})$$

$$I_z(n\Delta t) = T\bar{F}^{-1} [I_z(k\Delta F)] \quad (\text{A-72})$$

Enfin, la tension perturbatrice présente à l'extrémité $z = L$ du banc de mesures sera donnée par :

$$V_z [(n\Delta t)] = T\bar{F}^{-1} \left[Z_t \delta I(k\Delta F) \right] e^{-j\phi_k} \quad (\text{A-73})$$

dans laquelle Z_t représente une impédance de transfert.

Z_t sera assimilé à une inductance pure :

$$Z_t = jL_t 2\pi f k \quad (\text{A-74})$$

ϕ_k est relatif au déphasage existant entre l'abscisse z et l'extrémité où l'on a effectué la mesure. ϕ_k peut s'écrire encore :

$$\phi_k = \frac{2\pi f k}{v} (l_0 - z) \quad (\text{A-75})$$

où v représente la vitesse de propagation dans le câble.

Résumé

La mise en service de matériels électroniques utilisant des circuits "faibles niveaux" et devant fonctionner dans des ambiances parasitées, pose le problème de la compatibilité électromagnétique de ces systèmes. Les liaisons électriques coaxiales qui assurent les échanges d'informations entre ces dispositifs, constituent les récepteurs privilégiés par lesquels peuvent apparaître des tensions parasites aux entrées des équipements. Leur immunité électromagnétique peut toutefois être assurée moyennant le recours aux blindages électromagnétiques par des écrans métalliques.

L'étude de l'efficacité du blindage se fait alors avantageusement au moyen de la notion d'impédance de transfert. La solution très simple du banc de mesures à structure triaxiale permet d'accéder à de très faibles valeurs de ce paramètre moyennant quelques précautions de mesures et rend possible l'étude de câbles à hautes immunités jusqu'à des fréquences voisines de 30 MHz. Les solutions offrant la meilleure protection sont celles combinant les propriétés de rubans homogènes associés à des tresses de cuivre ou bien encore de composites ferromagnétiques. L'espacement des blindages apporte une amélioration intéressante également. La modélisation au moyen de la théorie des lignes couplées constitue un moyen efficace de prédiction de l'évolution de ce paramètre. L'étude paramétrique menée suivant la nature des impédances terminales connectées aux extrémités des blindages, montre que l'impédance de transfert peut varier dans de grandes proportions. Son application aux structures complexes précédentes permet d'optimiser les solutions de blindages.

La dernière partie de notre thèse concerne la mesure de l'impédance de transfert aux fréquences proches de 1 GHz. L'utilisation des propriétés des discontinuités de blindage permet d'éliminer les effets indésirables procurés par les phénomènes de propagation apparaissant en plus basses fréquences sur les structures classiques de bancs de mesures.