

N° d'ordre : 521

50376
1990
194

50376
1990
194

THÈSE

présentée à

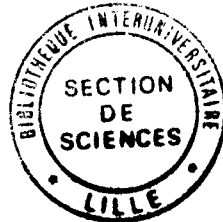
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

Par

ROCHDI Mohamed



ETUDE COMPARATIVE DES METHODES DE MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT DE CABLES ET APPLICATION AU DEVELOPPEMENT D'UN TESTEUR DE CORDONS BLINDES UTILISABLE SUR UNE CHAINE DE FABRICATION

Soutenue le 4 Mai 1990 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :	MM.	R.	GABILLARD	Président Rapporteur
		J.	FONTAINE	Rapporteur
		B.	DEMOULIN	Directeur de Thèse
		P.	DEGAUQUE	Examineur
		J.C.	LACOSTE	Invité
		D.	ROUBERTOU	Invité

A ma mère, à ma sœur, à mon frère
en témoignage de ma profonde affection

A mes amis

A tous ceux qui me sont chers...

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de Radiopropagation et Electronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois, dirigé par le Professeur R. GABILLARD. Qu'il me soit permis d'exprimer ma reconnaissance à Monsieur le Professeur GABILLARD qui me fait l'honneur de juger ce travail et de présider ce jury.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur B. DEMOULIN, Maître de Conférences, qui a dirigé ce travail. Les longs entretiens qu'il m'a accordés, les encouragements et conseils précieux qu'il m'a prodigués ont été déterminants pour mener à bien cette étude.

Je remercie le Professeur P. DEGAUQUE qui me fait l'honneur d'examiner ce travail et de participer au jury.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur J. FONTAINE de l'Université de Clermont II qui a assuré la tâche de rapporteur de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur J.C. LACOSTE, Ingénieur qualité à BULL Systèmes, et à Monsieur D. ROUBERTOU, Chef du Laboratoire Réception au CERIM de Télédiffusion de France (T.D.F.), qui ont accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier Madame M. DEMOULIN pour sa collaboration et son aide dans le domaine informatique.

Enfin, mes remerciements vont au personnel administratif et technique qui ont assuré la réalisation matérielle de ma thèse, et, en particulier à Madame N. MEESMAECKER qui en a exécuté la dactylographie et Monsieur J.P. DEHORTER pour la reproduction de ce mémoire.

Enfin je ne saurais oublier les membres et le personnel du Laboratoire pour l'aide qu'ils ont pu m'apporter dans l'exécution de ce travail. Qu'ils reçoivent mes sincères remerciements.

SOMMAIRE

C H A P I T R E I

I - <u>BUT ATTENDU PAR LE TEST AUTOMATIQUE D'EFFICACITE DE BLINDAGE</u>	p. 5
I.1 - Position du problème dans le contexte de la Compatibilité Electromagnétique	
I.2 - Résultats expérimentaux obtenus dans un simulateur d'ondes planes	
II - <u>APPROCHE QUANTITATIVE DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE</u>	p. 13
II.1 - Schéma de base	
II.2 - Cas particulier des câbles utilisés dans l'industrie informatique	
a) formulation analytique du bifilaire blindé	
b) les différents modèles d'impédances de transfert des blindages de câbles utilisés en informatique	
. câbles coaxiaux à blindage homogène	
. câbles coaxiaux à blindage tressé	
III - <u>MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT</u>	p. 28
IV - <u>EVALUATION DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE A L'AIDE D'UNE SIGNATURE TEMPORELLE</u>	p. 32

V - ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR LES CORDONS "AMP"

p. 37

V.1 - Influence du front de montée

V.2 - Influence des connecteurs

VI - ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR LES CORDONS "ARES"

p. 45

VI.1 - Influence des connecteurs de masse internes au blindage

VI.2 - Influence de la qualité du contact blindage - connecteur

VI.3 - Influence d'une coupure de blindage

VI.4 - Comportement de l'impédance de transfert sur un lot de cordons.

C H A P I T R E I I

I - SYSTEME PERTURBATEUR FAISANT INTERVENIR UN PLAN DE REFERENCE CONDUCTEUR

p. 61

I.1 - Principe

I.2 - Influence de la dimension longitudinale du cordon

II - COMPARAISON DE L'INDUCTANCE DES CABLES CONDITIONNES EN BOBINE

p. 67

II.1 - Opposition des inductances de couplage

II.2 - Géométrie du courant perturbateur par induction magnétique

II.3 - Injection sur une grande impédance de charge

II.3.1 - Principe

II.3.2 - Influence d'une coupure de blindage

II.3.3 - Conclusion

III - GESTION AUTOMATIQUE DU TEST D'EFFICACITE DE BLINDAGE

p. 81

III.1 - Critère d'aide à la décision

III.2 - Résultats obtenus sur câble ARES

III.3 - Définition des seuils de référence et de tolérance

III.4 - Description complète du testeur

III.4.1 - Présentation de la chaîne de mesure

III.4.2 - Description de la chaîne de mesure

III.5 - Contrôle automatique du banc de mesure

III.6 - Déroulement du protocole préparatoire du test

CHAPITRE III

I - <u>INFLUENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION</u>	p. 124
II - <u>ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR UN CABLE DE 10 m</u>	p. 128
III - <u>EXPERIMENTATION ET INTERPRETATION</u>	p. 129
III.1 - Expérimentation	
III.2 - Interprétation	
IV - <u>METHODE DE LA TENSION DE TELEDIAPHONIE</u>	p. 145
IV.1 - Choix technologique	
IV.2 - Connexion de l'éprouvette au générateur	
IV.3 - Descriptif du dispositif de connexion éprouvette - générateur	
V - <u>METHODE DE LA DISCONTINUITÉ</u>	p. 150
VI - <u>METHODE DE LA PINCE ABSORBANTE</u>	p. 153
VI - Principe de la mesure	
VI - Mise en oeuvre de la mesure	
VI - Relation entre l'atténuation d'écran et l'impédance de transfert	
VIII - <u>PRINCIPE DE LA METHODE DU FIL D'INJECTION</u>	p. 162

CHAPITRE IV

- I - ESSAIS PRELIMINAIRES CONCERNANT LA METHODE DE LA TENSION DE TELEDIAPHONIE p. 166
- II - CARACTERISTIQUES DE LA TENSION DE TELEDIAPHONIE p. 171
- III - COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS SUR UN KX⁴ PAR LES DIFFERENTES METHODES DE MESURE p. 176
- IV - ESSAIS DE SENSIBILITE ET DE REPRODUCTIBILITE p. 180
- IV.1 - essais de sensibilité
 - IV.2 - essais de reproductibilité
 - IV.3 - Conclusion
- V - RESULTATS OBTENUS SUR LE CABLE COAXIAL A DOUBLE BLINDAGE p. 191

I N T R O D U C T I O N

G E N E R A L E

Les lignes de télécommunications constituent des récepteurs privilégiés du rayonnement électromagnétique produit par des perturbations d'origine naturelle (foudre...) ou artificielle (explosion nucléaire, décharges électrostatiques, émetteurs de radiodiffusion etc...).

Ces signaux perturbateurs peuvent être, ainsi, véhiculés par les câbles jusqu'aux extrémités des lignes où ils peuvent altérer le bon fonctionnement des équipements qui leur sont connectés.

Le développement prodigieux des réseaux informatiques implantés dans les entreprises conduit à une augmentation des liaisons inter système par des lignes transmettant et recueillant des informations. La multiplication de ces liaisons entraîne par conséquent un risque beaucoup plus élevé d'être soumis à une agression par des perturbations électromagnétiques.

Ceci amène, lors de la fabrication des cordons utilisés en informatique, à chercher des solutions technologiques permettant de réduire l'influence de ces perturbations. Un moyen efficace pour réduire l'amplitude des parasites est de protéger les cordons au moyen de blindages électromagnétiques.

L'efficacité des blindages vis-à-vis des perturbations électromagnétiques peut être estimée à partir de l'impédance de transfert Z_t qui traduit la relation liant la tension parasite induite à l'extrémité d'un câble au courant circulant dans son blindage. Ainsi plus l'impédance de transfert du blindage est faible, plus sa protection est efficace.

Lors de la fabrication de cordons multifilaires ou de câbles coaxiaux, la valeur de l'impédance de transfert doit évidemment être conforme au cahier des charges fixé lors de la spécification.

Il est donc impératif de pouvoir évaluer à l'extrémité de la chaîne de fabrication la qualité du blindage afin d'évaluer l'impédance de transfert par un moyen rapide et fiable.

La 1^{ère} partie du travail exposé dans notre thèse concerne plus particulièrement cet aspect dont l'objectif est l'étude d'un testeur automatique d'efficacité de blindage de cordons multifilaires blindés. La vocation de cet équipement de tests automatiques est de contrôler l'homogénéité de la production des cordons mais il pourra être aussi utilisé par les bureaux d'étude pour aider à la mise au point de nouvelles techniques de blindage.

Dans un premier chapitre, nous rappelons quelques principes de compatibilité électromagnétique appliquée aux câbles afin d'apprécier les risques encourus lors d'un défaut de blindage.

Nous savons que plusieurs éléments peuvent concourir à créer des tensions parasites d'amplitude excessive entre les conducteurs intérieurs et la masse des équipements. C'est, par exemple, le cas des défauts de contact reliant le blindage d'un câble à la référence de masse d'un équipement. Le conducteur de continuité de blindage d'un usage quasi universel joue ici un rôle de tout premier plan ; nous verrons à partir d'exemples significatifs les incidences que la contribution ou la coupure de ce conducteur peuvent avoir sur le niveau des parasites recueillis aux extrémités du câble.

Les notions d'impédance et d'admittance de transfert nous seront donc utiles pour caractériser les cordons, et notamment l'impédance de transfert vis à vis du mode commun, dont la définition s'apparente bien à l'impédance de transfert usuelle utilisée pour caractériser les coaxiaux, et qui représente d'une certaine façon la contrainte électromagnétique maximale à laquelle un équipement peut être soumis.

Pour répondre aux impératifs de rapidité et de simplicité du test nous ferons appel à des courants perturbateurs de nature impulsionnelle, puisqu'il suffira de faire une analyse de la signature de la réponse du câble pour obtenir la décision sur ses critères d'efficacité de blindage.

Des essais ont été pratiqués sur des lots de deux types de cordons utilisés en informatique nous permettant dans un premier temps de juger la dispersion de l'efficacité de blindage mais aussi de chiffrer l'effet d'un défaut de contact électrique entre le connecteur et le blindage.

Une attention particulière sera également accordée à l'incidence de la dimension longitudinale ainsi qu'à l'influence conjuguée des connecteurs et des conducteurs de masse internes au blindage.

Le 2^{ème} chapitre de notre thèse sera consacré à la conception proprement dite du testeur et à son ergonomie. Le choix du circuit perturbateur est important, c'est pour cette raison que nous avons préféré remplacer l'habituelle ligne perturbatrice concentrique au blindage par un système perturbateur faisant intervenir un plan de référence conducteur. Le cordon conditionné en bobine lors de la fabrication est ainsi posé directement contre le plan de référence conducteur. Le transfert du courant perturbateur se fait par conséquent entre le plan et la bobine. Des essais ont montré que ce dispositif très simple convient tout à fait pour générer les courants perturbateurs indispensables à l'exécution du test couvrant un spectre allant du continu à une dizaine de MHz.

L'inductance du bobinage a cependant pour effet d'allonger les fronts de transition du courant perturbateur, nous expliquons le moyen utilisé pour compenser ce phénomène physique.

Enfin dans la dernière partie de ce chapitre, nous nous sommes attachés à l'aspect ergonomique du logiciel qui devra gérer le test et en particulier les critères de décision évoqués plus haut.

Il est apparu que la surface du signal tirée de la soustraction d'un signal référence à la tension prélevée lors du test offre suffisamment d'objectivité pour apprécier l'impact de la qualité blindage-connecteur sur l'impédance de transfert d'un cordon. A ce critère on peut ajouter l'amplitude crête qui permet de déceler les défauts de blindage provenant d'anomalies franches comme la discontinuité électrique blindage-connecteur. Ces critères n'auront toutefois un intérêt pratique qu'à condition qu'ils soient exploités avec une tolérance que des tests en usine s'efforceront d'évaluer. Pour cerner cette tolérance, nous avons tenté une approche statistique établie sur un échantillonnage limité de cordons extraits de la production. Cette étude sera commentée et complétée par une description complète du testeur et de ses organigrammes.

La seconde partie de la thèse concerne la mesure de l'impédance de transfert pratiquée en laboratoire sur des câbles coaxiaux afin d'estimer les efficacités de blindage sur une large gamme de fréquences.

Les sources de perturbations électromagnétiques sont telles que leur fréquence ne fait que croître, il est ainsi devenu pratiquement indispensable de pouvoir évaluer l'impédance de transfert des coaxiaux jusqu'à des fréquences de quelques GHz.

Plusieurs méthodes de mesures offrent à ce jour des possibilités complémentaires pour atteindre l'impédance de transfert avec une précision acceptable jusqu'au GHz et même au-dessus. Notre travail a donc consisté à décrire ces méthodes de mesures, à en tester les possibilités et à en justifier le comportement à partir d'interprétations physiques. On sait par exemple qu'au-dessus de 30 MHz les phénomènes de propagation perturbent considérablement la mesure de l'impédance de transfert. Quelques exemples nous permettront d'apprécier l'impact de ces phénomènes et de justifier certaines solutions technologiques développées dans les quatre méthodes de mesures expérimentées dans le cadre de notre thèse. C'est ainsi que seront présentées puis testées les méthodes couramment appelées : - la technique de la discontinuité de blindage, - la technique de la ligne d'injection, - la technique de la pince absorbante, et la technique de la tension de télédiaphonie.

A partir des résultats de mesures obtenus sur une variété d'échantillons de câble suffisamment large, nous pourrions évaluer les critères de reproductibilité des mesures et les critères de sensibilité.

CHAPITRE I

I - BUT ATTENDU PAR LE TEST AUTOMATIQUE D'EFFICACITE DE BLINDAGE

I.1 - Position du problème dans le contexte de la compatibilité électromagnétique

Les gros équipements informatiques mettent en jeu des réseaux de câbles souvent étendus, ces câbles sont parfois le siège de perturbations électromagnétiques qui mettent en cause le bon fonctionnement des ordinateurs. Les câbles les plus vulnérables sont certainement ceux qui ont le plus grand développement longitudinal comme les bus multifilaires qui relient l'unité centrale aux périphériques.

La figure (I-1) illustre assez bien le scénario que l'on rencontre en pratique.

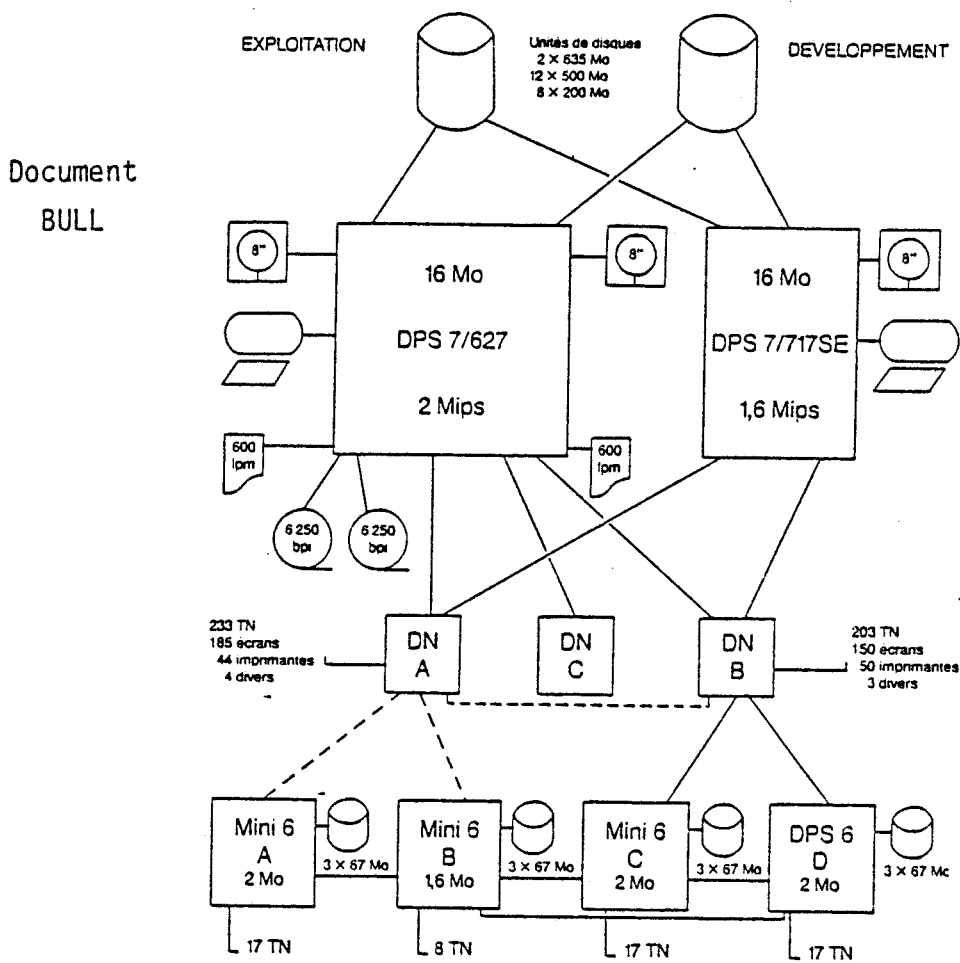


Figure (I-1)

Ces câbles peuvent atteindre une dimension allant de un mètre à plusieurs dizaines de mètres.

Les perturbations électromagnétiques peuvent avoir des origines très diverses. Les plus fréquentes sont cependant les décharges électrostatiques et les transitoires dûs aux conséquences indirectes de décharges orageuses. [1]

Nous allons illustrer très qualitativement l'action d'une décharge électrostatique sur un câble non blindé qu'on réduira pour plus de simplicité à un système trifilaire comprenant deux conducteurs actifs et un conducteur de masse. Figure (I-2)

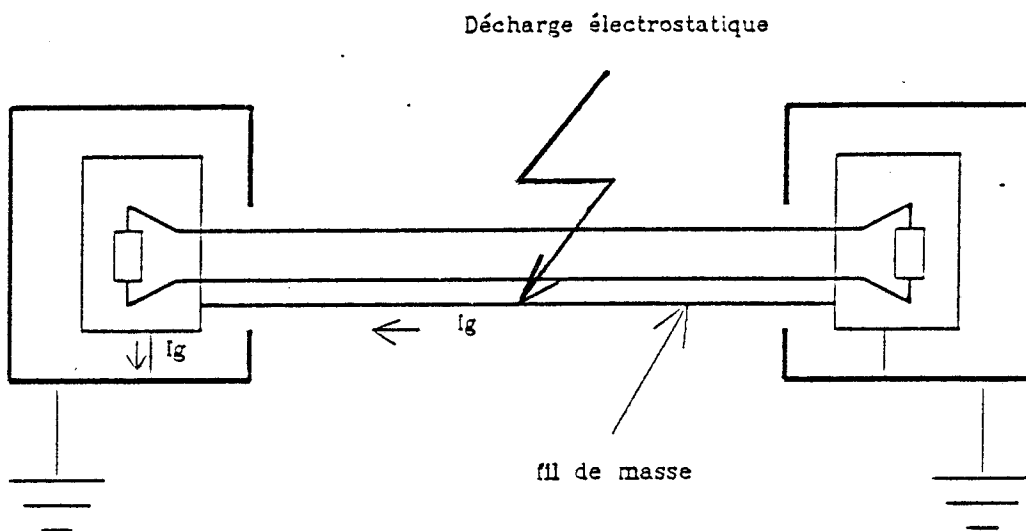


Figure (I-2)

Si la décharge se produit sur un fil actif le phénomène est irrémédiable puisqu'il se traduit par la destruction des composants qui y sont connectés. Si la décharge se produit sur le fil de masse, il va en résulter un courant d'écoulement I_g vers la terre. Ce courant ne peut en général détruire les composants mais il va produire un couplage suffisant pour engendrer des défauts de transmission. Ce couplage intrinsèque du système trifilaire est d'autant plus important que la dimension longitudinale du câble est grande. Il peut provenir aussi de l'écoulement de I_g sur les pistes de masse des circuits composants.

Le seul moyen de réduire fortement l'influence de I_g est de blinder les câbles. Figure (I-3)

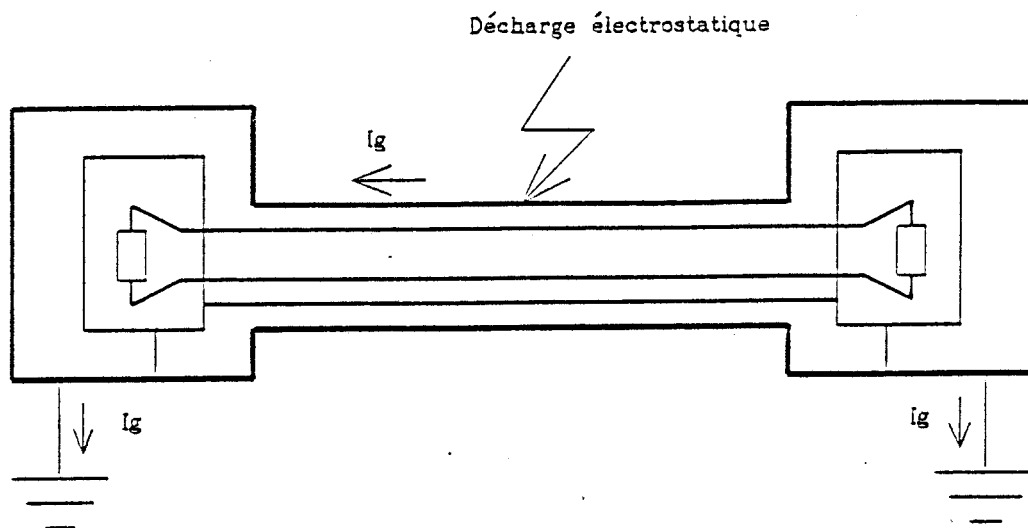
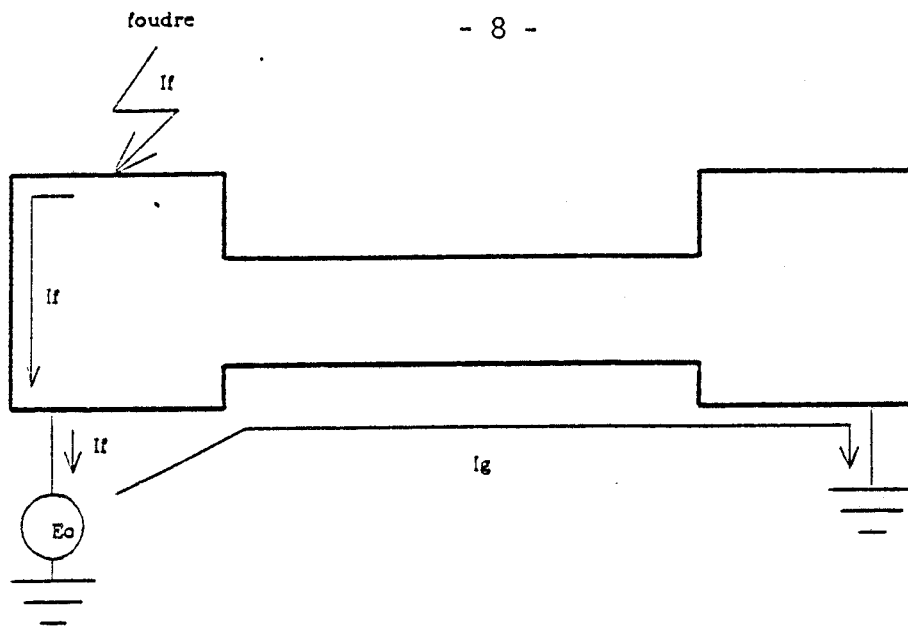


Figure (I-3)

Le fil de masse intérieur au blindage joue essentiellement le rôle de référence de masse. Le courant I_g s'écoule alors uniquement par le blindage. Les connecteurs reliant le trifilaire à l'équipement vont jouer un rôle fondamental puisqu'ils vont permettre la continuité entre le blindage du câble et le réseau de terre de l'équipement qui est en principe différent du réseau de masse du circuit. Le blindage a donc pour but de protéger le câble et d'assurer la continuité des réseaux de masse des équipements.

Cette double condition joue aussi un rôle important lors des effets produits par la foudre. Lorsque celle-ci atteint l'équipement, elle véhicule des courants intenses d'une amplitude crête de plusieurs milliers d'ampères et une énergie suffisante pour détruire les composants. L'écoulement du courant de foudre met en défaut l'équipotentielle des réseaux de terre, il y a alors couplage par conduction, ce qui va permettre la création d'une f.e.m E_0 entre un équipement et la terre. Cette f.e.m va provoquer un courant de fuite par le réseau de continuité de masse. Figure (I-4)



I_F courant d'écoulement de la foudre
 I_G courant résultant dans le réseau de masse liant les deux équipements (couplage par induction).

Figure (I-4)

Si cette continuité est sans défaut, le courant s'écoulera normalement et les perturbations ne dépendront que de la qualité des blindages et de la bonne continuité des connecteurs. S'il y a une coupure de la continuité de blindage, la f.e.m E_0 intervient comme un perturbateur rapporté à l'intérieur de l'équipement. Figure (I-5)

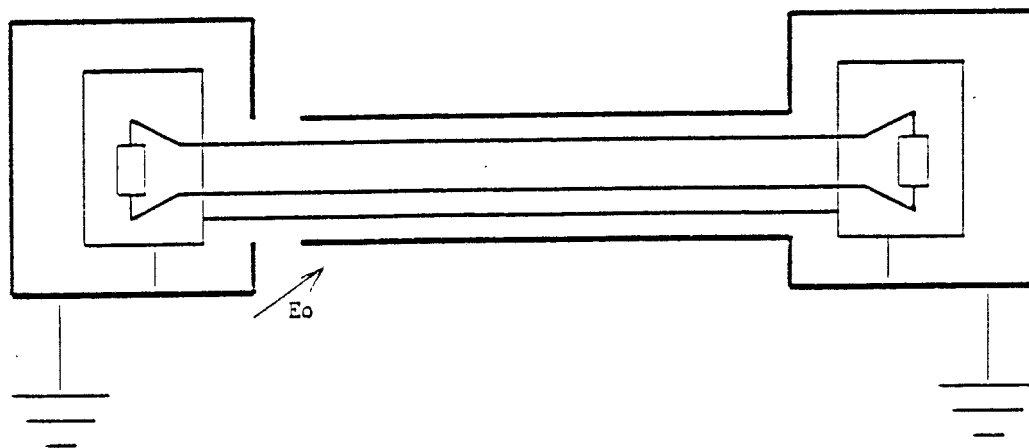


Figure (I-5)

I.2 - Résultats expérimentaux obtenus dans un simulateur d'ondes planes
[2]

Pour mettre en évidence l'effet de la rupture de blindage sur le niveau des tensions recueillies, des expériences ont été effectuées sur un simulateur d'ondes planes. Ce simulateur se compose d'une nappe de fils parallèles au sol située à une hauteur de 1,5 m. La longueur de cette ligne de transmission ainsi constituée est de cinquante mètres. La charge de puissance branchée à une extrémité est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. A l'autre extrémité, nous disposons d'un générateur sinusoïdal. Figure (I-6)

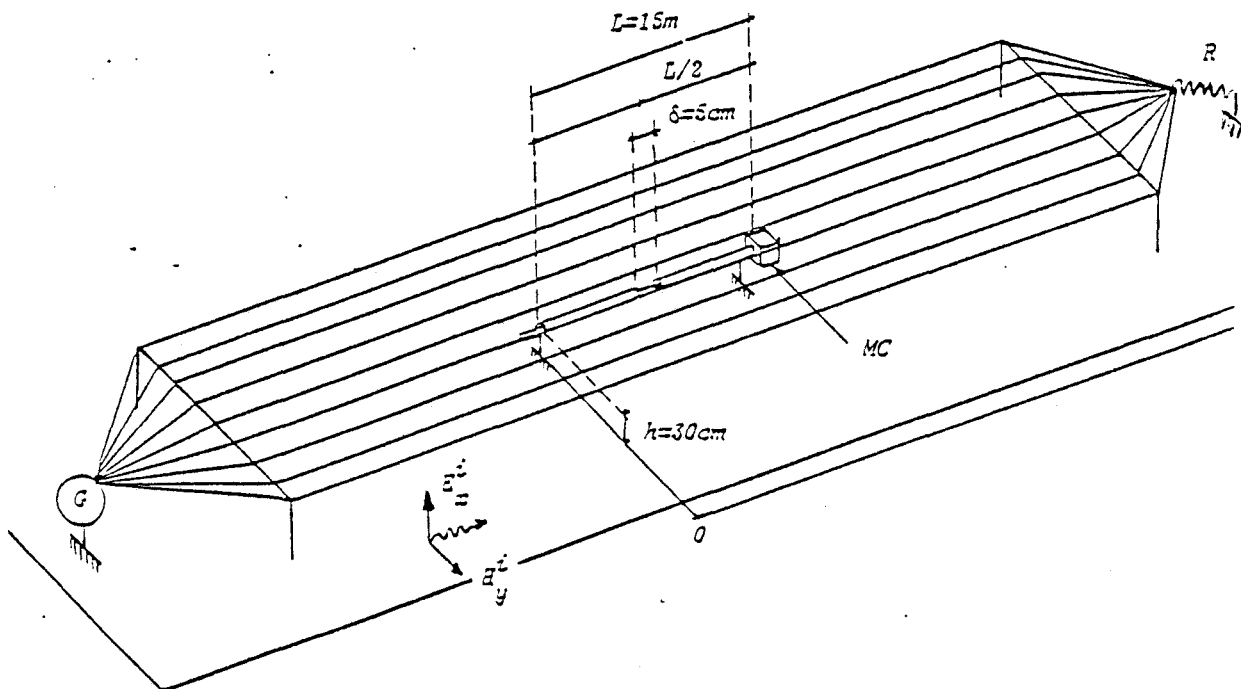


Figure (I-6)

L'onde incidente est une onde plane progressive qui se propage parallèlement au câble testé. Le champ électrique est perpendiculaire au plan de masse. La ligne coaxiale est située à trente centimètres du sol (h). Nous admettons que la distance h est petite par rapport à la longueur d'onde.

Sur le schéma de la Figure (I-7) nous avons fait apparaître la discontinuité de largeur δ positionnée au point d'abscisse $z = L/2$.

Soit Z_{O1} et Z_{L1} , les impédances connectées aux extrémités de la ligne coaxiale et E_i , H_i les composantes électrique et magnétique de l'onde plane incidente qui crée la perturbation.

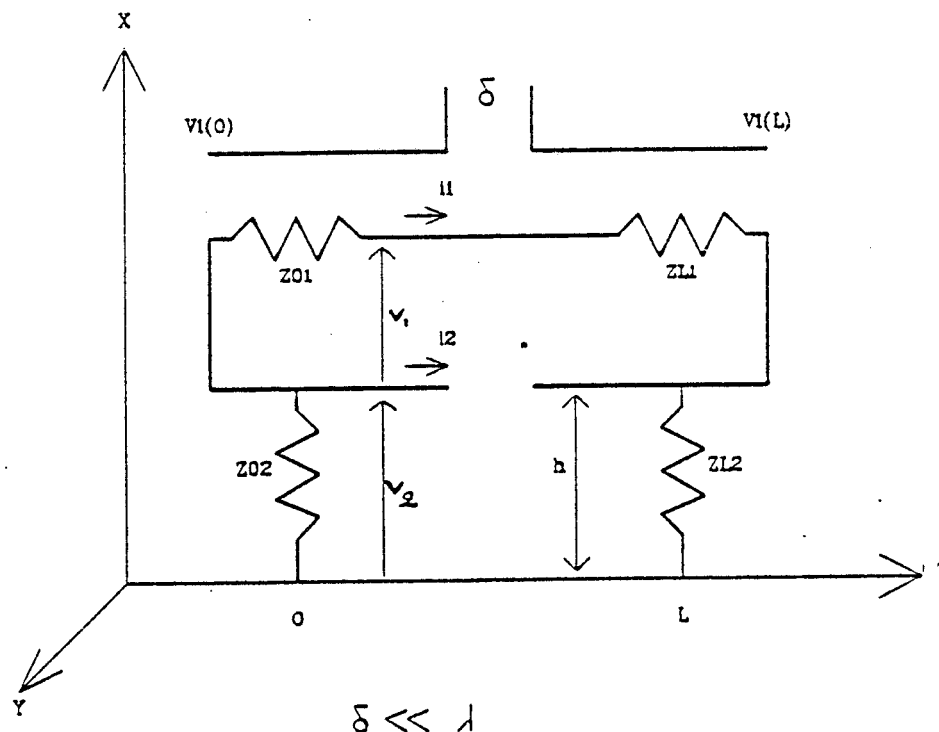


Figure (I-7)

Les deux extrémités du blindage sont connectées au plan de masse au moyen des impédances Z_{O2} et Z_{L2} .

Les expériences ont été pratiquées sur un câble coaxial de type RG 214 (deux tresses) d'une longueur de quinze mètres. Il a pour caractéristiques essentielles :

- impédance caractéristique $Z_{O1} = 50$ ohms
- le diélectrique est du polyéthylène plein ayant une permittivité relative de 2,3
- diamètre extérieur = 8 mm.

Les paramètres de la discontinuité correspondent à une longueur de cinq centimètres. Les deux extrémités de la ligne sont connectées au plan de masse. Les expériences ont pour but de caractériser l'efficacité de blindage du câble en présence de la discontinuité.

Nous définissons comme suit l'efficacité de blindage :

$$S_{dB} = 20 \log \frac{V}{E} \quad (I-1)$$

où V représente la tension parasite mesurée à l'extrémité du câble opposée au générateur de perturbations connecté au simulateur, et E la composante du champ électrique incident normalisée à un volt/m.

Les résultats que nous allons présenter sont très significatifs.

Les courbes de la Figure (I-8) ont été obtenues avec le câble coaxial adapté aux deux extrémités. L'écart entre les deux courbes montre la dégradation importante de l'efficacité de blindage, provoquée par son interruption totale. Cet écart croît avec la fréquence et atteint une valeur considérable de quatre vingt dix dB.

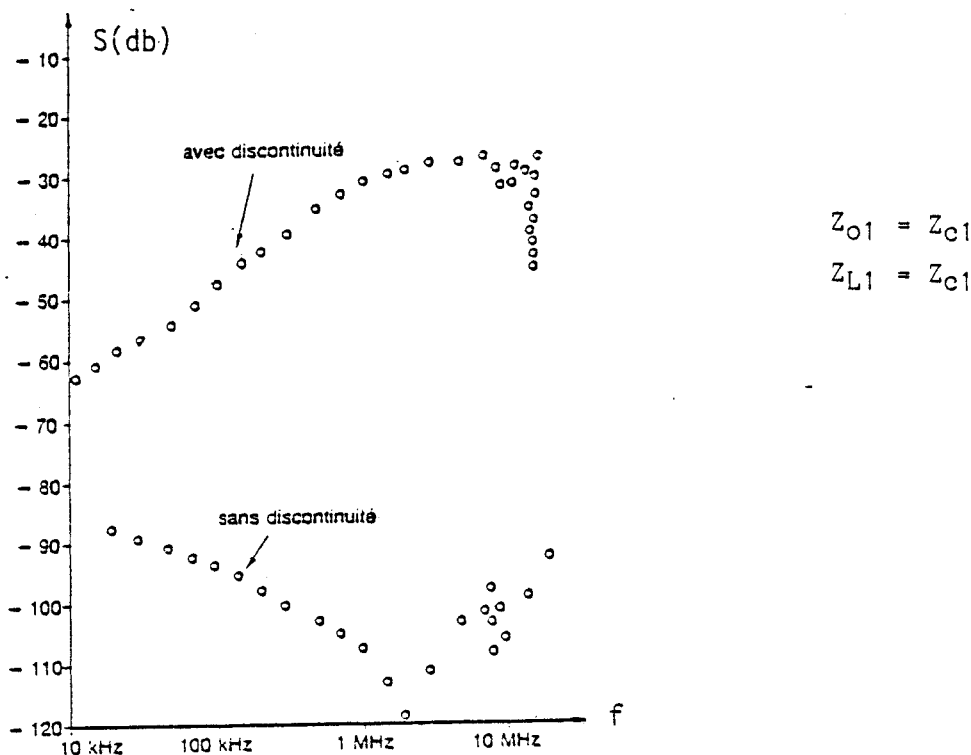


Figure (I-8)

L'exemple que nous venons de proposer montre que des discontinuités sans contact électrique qui peuvent prendre naissance au niveau des connecteurs situés à l'entrée de l'équipement à la suite de sollicitations mécaniques peuvent avoir une influence très néfaste sur les niveaux des tensions parasites et par conséquent s'avérer très préjudiciables pour l'efficacité électromagnétique.

L'analyse qualitative que nous venons de faire nous aide aussi à comprendre le rôle important du blindage des cordons multifilaires reliés aux équipements électriques.

Les enceintes métalliques qui protègent l'électronique devront être aussi hermétiques que possible. Le blindage des câbles est aussi très important de même que les connecteurs blindés qui devront assurer une continuité électrique efficace entre le blindage du câble et le blindage des équipements. Pour éviter toute montée de potentiel de référence par circulation de courants perturbateurs (foudre, ...) dans les réseaux de terre, il est nécessaire que le blindage des équipements soit relié à un réseau de terre unique, maillé pour assurer l'équipotentialité et présentant une impédance minimale puisque dans le cas de la foudre il s'agit de courants à haute fréquence. [3] [4]

On comprendra donc à travers cette analyse l'intérêt économique pour les industries qui fabriquent et qui utilisent les cordons blindés pour la transmission d'informations entre les gros ordinateurs qu'il y a à contrôler, la qualité de l'efficacité de blindage des cordons, en caractérisant le blindage du câble et la continuité électrique des connecteurs.

Nous avons donc étudié un équipement de tests automatiques qui aura deux buts essentiels :

1) Contrôle d'homogénéité de la production

Ce test effectué en série par un opérateur permettra de classer le cordon (bon, mauvais ou douteux) afin d'éviter le transfert sur le circuit de vente de produits impropres à l'utilisation.

- 2) Aide à la mise au point de cordons plus performants par les bureaux d'études.

Cet équipement sera d'une conception simple, rapide et facile à mettre en oeuvre. Il pourra être utilisé pour une gamme de cordons la plus large possible et sera d'une grande souplesse vis à vis de l'évolution possible de la technologie des cordons.

II - APPROCHE QUANTITATIVE DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE

Considérons tout d'abord le cas d'un câble multifilaire blindé et soumis à un champ électromagnétique, on peut diviser l'action du champ en deux étapes. Il s'agit dans un premier temps de connaître la loi de répartition du courant induit dans le blindage et d'utiliser ensuite ce résultat pour évaluer les tensions apparaissant aux extrémités du câble.

II.1 - Schéma de base

Considérons un câble multifilaire blindé comportant n conducteurs intérieurs. Figure (I-9)

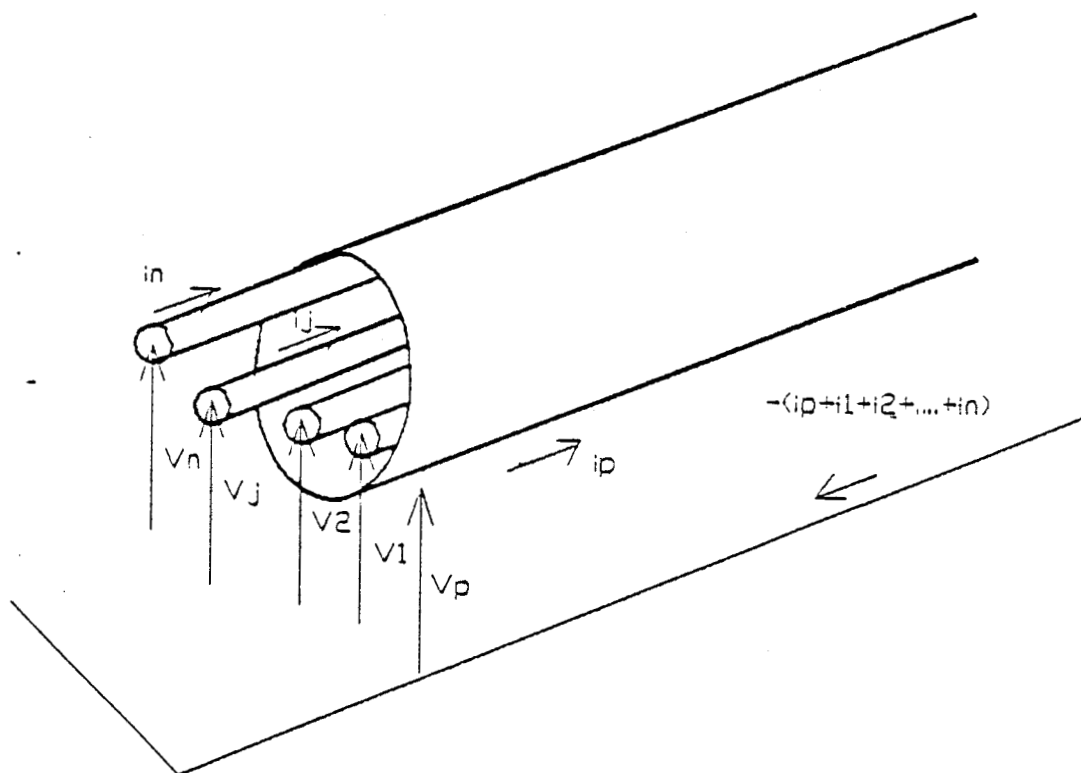


Figure (I-9)

Lorsqu'une perturbation électromagnétique se développe sur la ligne de transmission formée par le blindage et un plan de référence supposé parfaitement conducteur, chaque conducteur (J) est parcouru par un courant I_j et il apparaît une différence de potentiel " V_j " entre le conducteur (J) et le plan de masse.

La perturbation électromagnétique sera caractérisée par le courant " I_p " qui circule à l'extérieur du blindage et la tension " V_p " entre le blindage et le plan de référence.

Le blindage du câble étant généralement pris comme référence des tensions des conducteurs intérieurs qui prennent naissance entre les conducteurs et le blindage lorsqu'un courant perturbateur I_p circule dans celui-ci.

On obtient ainsi un câble multifilaire blindé composé de n coaxiaux référencés à la masse, superposés, perturbés par le courant I_p et la tension V_p attachés à la ligne perturbatrice (L_p) constituée par le blindage et le plan de référence. Figure (I-10)

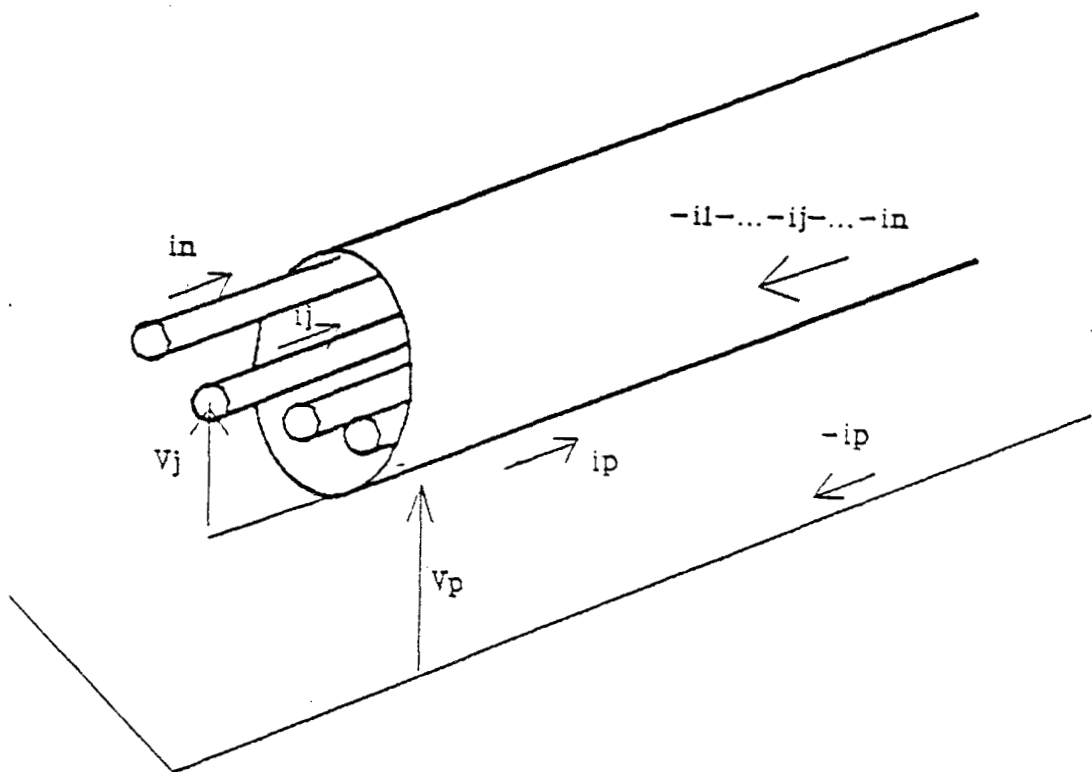


Figure (I-10)

Le couplage électromagnétique qui s'exerce entre cette ligne perturbatrice et les n conducteurs intérieurs a été formalisé par de nombreux auteurs [5], [6] [7] [8] en introduisant dans les équations aux lignes couplées les notions d'impédance et d'admittance de transfert.

$$\left[- \frac{dV}{dZ} \right] = [Z] [I] - [Z_t] I_p \quad (I-2)$$

$$\left[- \frac{dI}{dZ} \right] = [Y] [V] + [Y_t] V_p \quad (I-3)$$

Z_t : matrice impédance de transfert.

Y_t : matrice admittance de transfert.

Z : représente la matrice impédance qui a pour coefficients les éléments Z_{ij} .

Z_{ij} : traduit l'impédance de couplage de nature magnétique qui s'exerce entre le conducteur (i) et le conducteur (j) lorsque les tensions ont pour référence le blindage.

Y : représente la matrice admittance qui a pour coefficients des combinaisons des éléments Y_{ij}

Y_{ij} : traduit l'admittance de couplage du conducteur (j) sur le conducteur (i).

La résolution des systèmes (I-2) et (I-3) permettra d'évaluer les amplitudes des tensions perturbatrices qui apparaissent entre la borne d'entrée des équipements, et la référence de masse que l'on suppose connectée au blindage.

II.2 - Cas particulier des câbles utilisés dans l'industrie informatique

Les câbles informatiques se présentent généralement sous la forme de conducteurs multifilaires recouverts d'une enveloppe métallique, généralement composée d'aluminium. Figure (I-11)

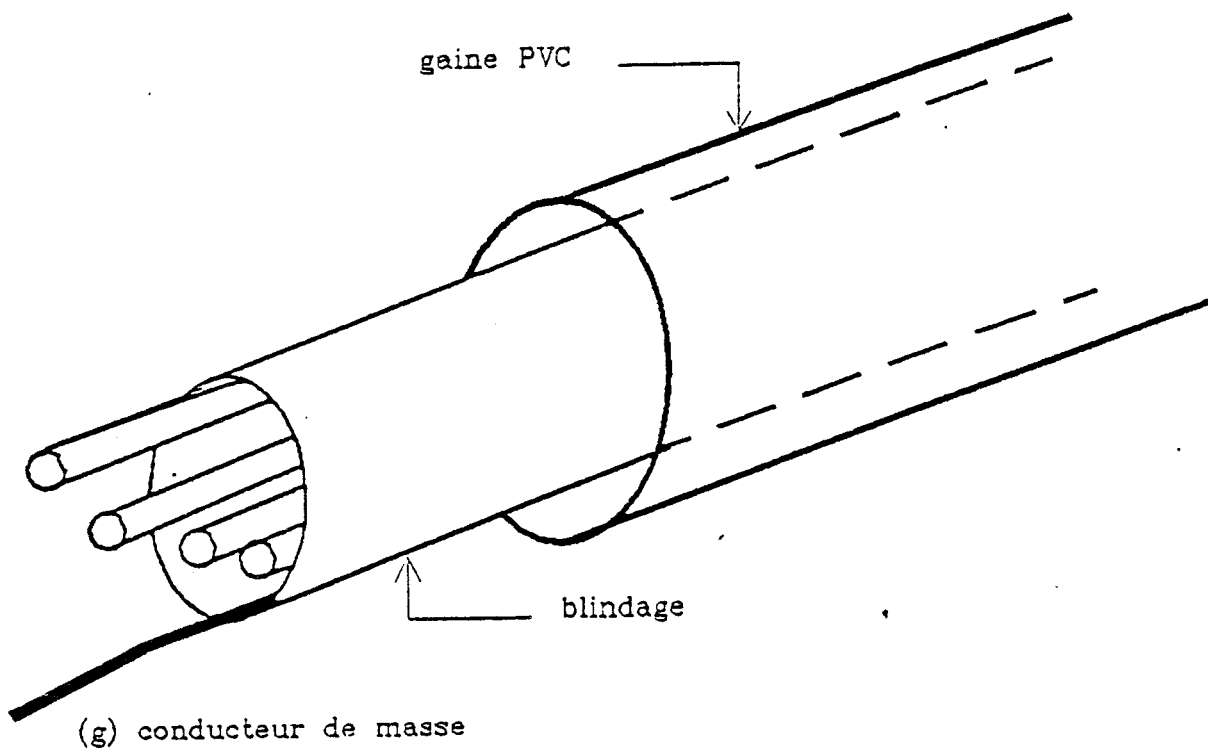


Figure (I-11)

L'enveloppe métallique est recouverte d'une gaine PVC, ayant pour fonction essentielle la protection mécanique du câble. Elle maintient les conducteurs lors de la pose de la gaine isolante et assure surtout leur protection électromagnétique.

Le conducteur de masse est bien sûr présent et il jouera le double rôle de conducteur de référence et de conducteur chargé de garantir la continuité électrique du blindage.

Il est intéressant d'analyser l'impact que peut avoir ce conducteur sur le plan de la compatibilité électromagnétique. [9] [15] [8]

Considérons les deux cas illustrés sur la Figure (I-12)

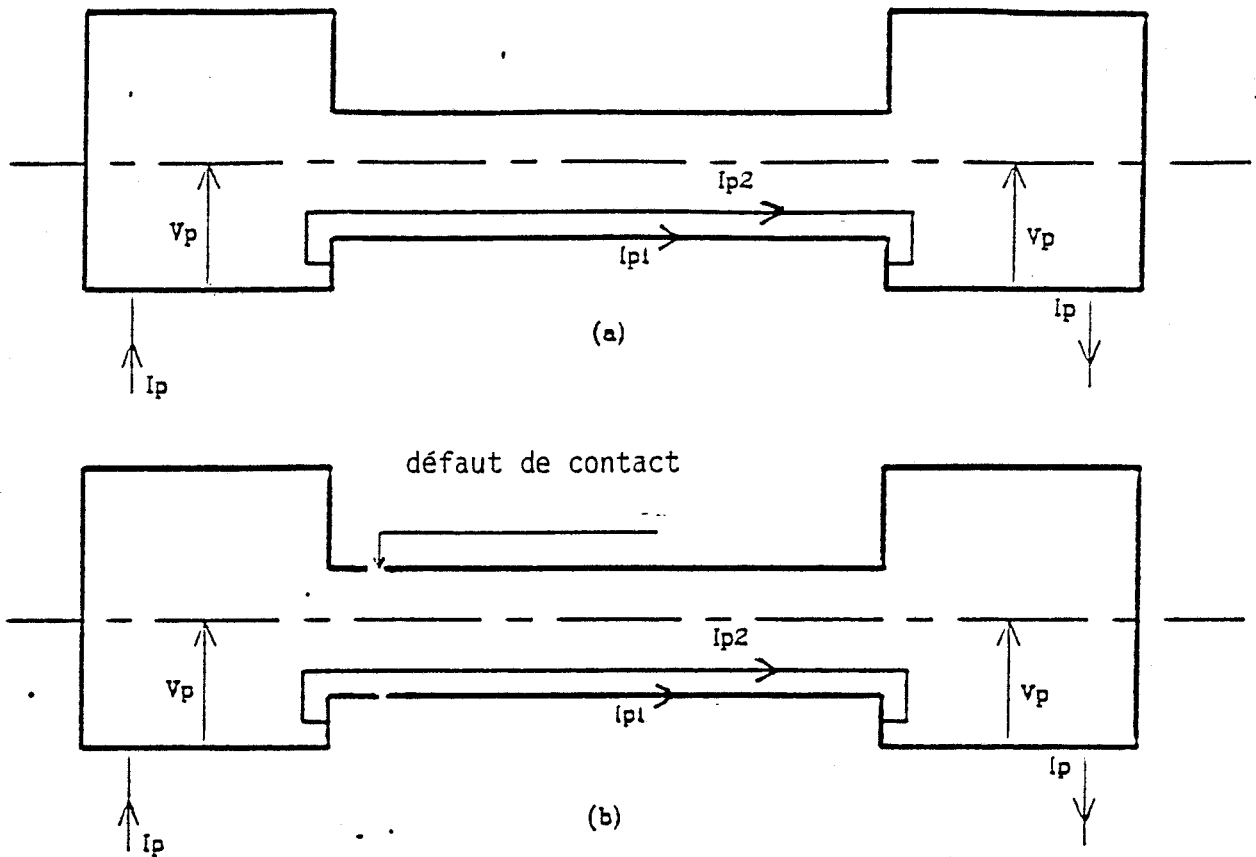


Figure (I-12)

Dans le cas (a) le blindage du câble est correctement connecté aux enceintes métalliques qui protègent les équipements d'extrémités.

Le blindage et le conducteur de masse vont se comporter comme deux impédances de transfert en parallèle. Le courant perturbateur I_p va donc se diviser en un courant principal I_{p1} et un courant secondaire I_{p2} .

Le courant principal emprunte le blindage alors que le courant secondaire circule dans le conducteur de masse soit :

$$I_p = I_{p1} + I_{p2} \quad (I-4)$$

Comme l'impédance de surface est bien plus faible que l'impédance du conducteur de masse, le courant perturbateur est surtout concentré dans le blindage. On a alors

$$I_{p2} \ll I_{p1} \quad (I-5)$$

Par conséquent le conducteur de masse n'aura pratiquement aucune influence sur l'amplitude des tensions parasites V_p .

C'est donc essentiellement la qualité du blindage qui imposera le niveau parasite à l'entrée des équipements.

Si on suppose maintenant le cas (b) c'est à dire que le contact entre le blindage du câble et l'enceinte métallique est défectueuse, le conducteur de masse va cette fois-ci intervenir. Son premier rôle sera tout d'abord de garantir l'équipotentielle statique des deux enceintes métalliques mais, contrairement au système précédent, en cas de perturbations le courant I_{p2} sera cette fois-ci prépondérant.

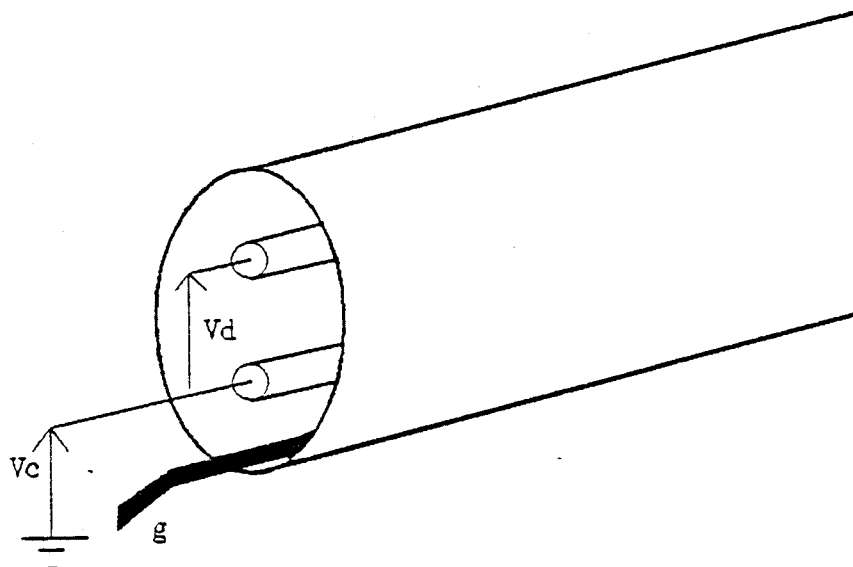
$$I_{p2} \gg I_{p1}$$

(I-6)

L'impédance de transfert du blindage n'interviendra pratiquement plus.

Le passage du courant dans le conducteur de masse crée un fort couplage magnétique sur les autres conducteurs, ce qui va générer des tensions parasites de grandes amplitudes et proportionnelles à la fréquence. La dégradation de l'efficacité de blindage sera d'autant plus importante que le conducteur de masse est isolé du blindage, par contre si le conducteur est en contact continu avec le blindage, le déséquilibre des courants I_{p1} et I_{p2} est moins grand. Une partie du courant circulant sur le conducteur de masse va diffuser vers le blindage d'où une réduction sensible du couplage magnétique.

Un second mode de transmission consiste à transférer les signaux en "flottant" sur une paire de conducteurs. Figure (I-13)



V_c : tension de mode commun

V_d : tension de mode différentiel

Figure (I-13)

Si le câble est perturbé, deux types de signaux parasites vont être engendrés, les tensions de mode commun V_c et les tensions de mode différentiel V_d .

Si le blindage est parcouru par le courant perturbateur I_p , la tension de mode commun apparaîtra entre chaque conducteur et le conducteur de masse tandis que la tension de mode différentiel apparaîtra entre deux conducteurs.

Pour mener à bien l'étude des tensions de mode différentiel et commun, nous considérons que le câble est uniquement composé d'une paire blindée. Nous nous limiterons donc au cas d'un câble bifilaire qui va nous aider à mieux comprendre les différents mécanismes qui donnent naissance à ces tensions que nous concrétisons par les notions d'impédance de transfert pour le mode commun et d'impédance de transfert pour le mode différentiel.

a) Formulation analytique du bifilaire blindé [10] [8] [5]

Considérons un câble bifilaire représenté par la figure (I-14)

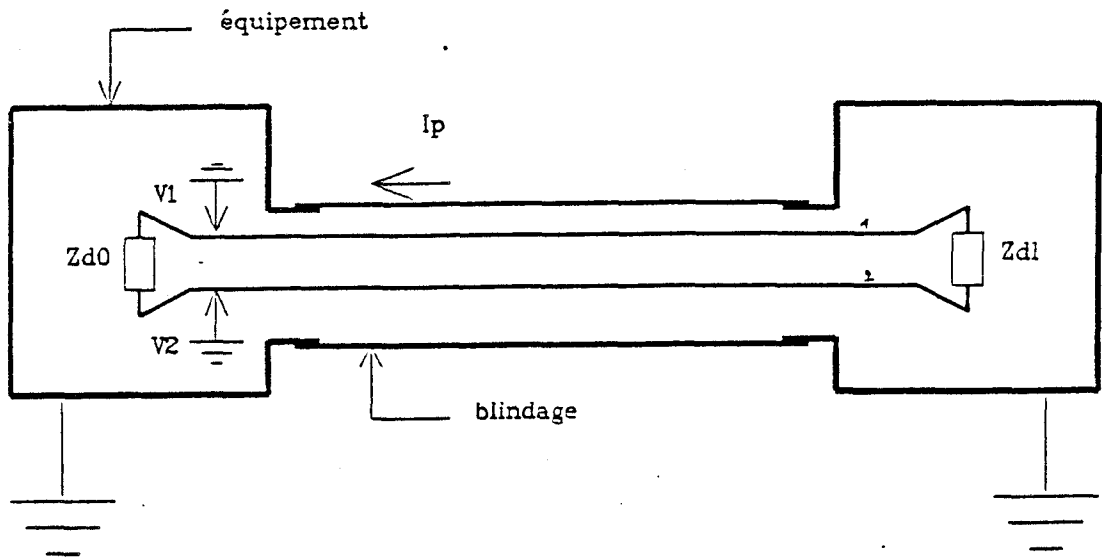


Figure (I-14)

Les impédances Z_{d0} et Z_{dL} connectées entre les conducteurs du bifilaire vont correspondre à l'impédance interne du générateur et à l'impédance d'entrée du récepteur des signaux véhiculés par le câble. En utilisant la théorie des lignes et en tenant compte de la source de tension (ϵ) provoquée par le connecteur, on obtient :

. le système reliant les impédances

$$-\frac{dV_1}{dz} = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 - Z_{t1}I_p - \epsilon \quad (I-7)$$

$$-\frac{dV_2}{dz} = Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2 - Z_{t2}I_p - \epsilon$$

Z_{t1} et Z_{t2} étant les impédances de transfert du blindage vis à vis des conducteurs (1) et (2).

. le système reliant les admittances

$$-\frac{dI_1}{dz} = Y_{11}V_1 + Y_{12}(V_2 - V_1) + Y_{t1}V_p \quad (I-8)$$

$$-\frac{dI_2}{dz} = Y_{21}(V_1 - V_2) + Y_{22}V_2 + Y_{t2}V_p$$

Nous avons considéré que les connecteurs possèdent une bonne étanchéité, de ce fait l'admittance de transfert des connecteurs sera prise égale à zéro.

En prenant :

$$Y_{11e} = Y_{11} - Y_{12} \quad (\text{I-9})$$

$$Y_{22e} = Y_{22} - Y_{21} \quad (\text{I-10})$$

$$Y_{12e} = Y_{21e} = Y_{12} = Y_{21} \quad ; \quad Z_{12} = Z_{21} \quad (\text{I-11})$$

On obtient :

$$-\frac{dI_1}{dz} = Y_{11e} V_1 + Y_{12e} V_2 + Y_{t1} V_p \quad (\text{I-12})$$

$$-\frac{dI_2}{dz} = Y_{21e} V_1 + Y_{22e} V_2 + Y_{t2} V_p \quad (\text{I-13})$$

Pour s'approcher davantage de la réalité physique, transcrivons les tensions et courants de mode différentiel et de mode commun évoqués plus haut.

$$V_c = \frac{1}{2} (V_1 + V_2) \quad (\text{I-14})$$

$$V_d = V_1 - V_2 \quad (\text{I-15})$$

$$I_c = I_1 + I_2 \quad (\text{I-16})$$

$$I_d = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (\text{I-17})$$

V_c , I_c : tension et courant de mode commun

V_d , I_d : tension et courant de mode différentiel.

Les systèmes (I-7) et (I-8) s'écrivent en fonction de ces grandeurs par

$$-\frac{d[V]}{dz} = [z] [i] - [z_t] I_p - \epsilon \quad (\text{I-18})$$

$$-\frac{d[i]}{dz} = [y] [V] + [Y_e] V_p \quad (\text{I-19})$$

avec

$$[V] = \begin{bmatrix} V_c \\ V_d \end{bmatrix} ; [i] = \begin{bmatrix} i_c \\ i_d \end{bmatrix} ; z_t = \begin{bmatrix} z_{tc} \\ z_{td} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

Equations dans lesquelles

$$\epsilon = [R_0 I_p + \frac{L_t dI_p}{dL}] \times \delta \quad (I-21)$$

R_0 : résistance de contact du connecteur

L_t : inductance de fuite

δ : longueur de la discontinuité qui accompagne la connexion

$$z_{tc} = \frac{Z_{t1} + Z_{t2}}{2} \quad (I-22)$$

$$Y_{tc} = Y_{t1} + Y_{t2} \quad (I-23)$$

$$z_{td} = Z_{t1} - Z_{t2} \quad (I-24)$$

$$Y_{td} = \frac{Y_{t1} - Y_{t2}}{2} \quad (I-25)$$

Z_{tc} , Y_{tc} sont les impédance et admittance de transfert de mode commun
 Z_{td} , Y_{td} sont les impédance et admittance de transfert de mode différentiel.

Si nous supposons que l'action du blindage est symétrique, cela implique que les impédances de transfert Z_{t1} et Z_{t2} sont rigoureusement égales et se confondent avec l'impédance de transfert de mode commun z_{tc} .

Ce qui nous donne :

$$Z_d = 0 \quad (I-26)$$

$$z_t = Z_{tc}$$

De plus si on considère que le recouvrement optique du blindage est idéal, on pourra négliger l'admittance de transfert Y_t .

La caractérisation des câbles et de leurs connecteurs au point de vue protection électromagnétique passe donc par l'évaluation de Z_t dit impédance de transfert qui traduit le couplage électromagnétique entre la perturbation extérieure et le cordon (connecteurs compris) avec :

$$Z_t = z_t + z \text{ connecteur} \quad (\text{I-27})$$

$$\text{avec } z \text{ connecteur} = R_0 + j L_t \omega = \frac{\varepsilon}{I_p} \quad (\text{I-28})$$

Il est intéressant de constater que l'impédance de transfert s'apparente assez bien à l'impédance de transfert que l'on obtient avec un câble coaxial soumis aux mêmes conditions de perturbation. A ce titre il est avantageux de mener l'étude de l'efficacité de blindage sur un câble coaxial qui représente un modèle suffisamment simple permettant de bien comprendre le principe de mesure de l'impédance de transfert. La suite sera par conséquent consacrée à exposer les étapes de mesure conduisant à l'impédance de transfert d'un câble coaxial.

b) Les différents modèles d'impédance de transfert des blindages de câbles utilisés en informatique

La caractéristique fréquentielle de l'impédance de transfert d'un blindage est étroitement lié à la nature physique du blindage. Les blindages les plus utilisés par les câbles informatiques se regroupent en deux catégories :

- les écrans homogènes
- les blindages tressés.

Deux types de câbles sont utilisés dans notre étude :

- les câbles plats multifilaires protégés généralement par un blindage composé d'un film polyamide aluminisé posé parallèlement à l'axe du câble. Figure (I-15)

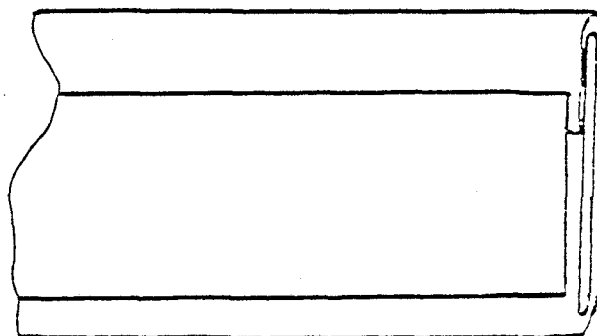


Figure (I-15)

- les câbles cylindriques multifilaires protégés par un blindage homogène ou tressé.

Le blindage homogène comprend une enveloppe en aluminium dont le recouvrement est assuré par chevauchement. Figure (I-16)

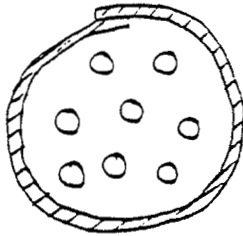


Figure (I-16)

La tresse est constituée de brins de 0,125 mm de diamètre en cuivre étamé avec une couverture de 90 % minimum. Figure (I-17)

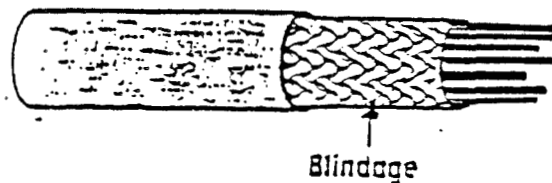


Figure (I-17)

Afin de mieux comprendre les différents phénomènes physiques qui participent au couplage électromagnétique d'une perturbation extérieure vers les conducteurs intérieurs aux différents blindages, nous nous limiterons à une étude d'un cas simple : le câble coaxial.

Câbles coaxiaux à blindage homogène

Le câble coaxial à blindage homogène est, sur le plan physique, la structure la plus simple. De par sa structure géométrique très régulière on peut admettre que la tension qui apparaît aux extrémités d'un câble muni d'un blindage homogène est le résultat de l'intégration sur toute la longueur du câble de la composante de champ électrique "E_z" qui apparaîtra sur la surface intérieure du blindage. Figure (I-18)

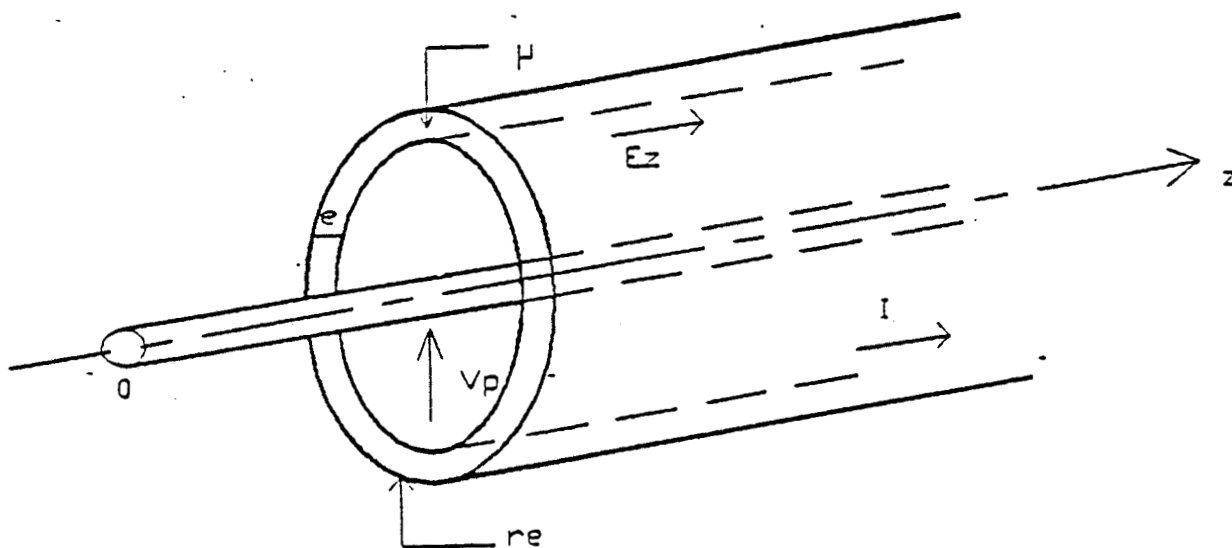


Figure (I-18)

L'impédance de transfert du blindage homogène s'exprimera donc comme le rapport de cette composante et du courant "I" parcourant le blindage.

$$Z_t = \frac{E_z}{I} \quad (I-29)$$

Le calcul exact de l'impédance de transfert du blindage homogène a été mené par S.A. SCHELKUNOFF [11], l'expression générale est assez compliquée, aussi nous nous limiterons à la formule approchée applicable dans tous les cas d'intérêt pratique.

$$Z_t = \frac{R_0(1+j) \frac{e/\delta}{\text{Sh} \left[(1+j) \frac{e/\delta}{\delta} \right]}}{\quad} \quad (I-30)$$

R_0 : résistance linéique du blindage

δ : profondeur de pénétration

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (\text{I-31})$$

Il nous faut parler maintenant des limites de validité de l'expression simplifiée de l'impédance de transfert qui supposent que le diamètre du blindage soit bien supérieur à son épaisseur et à la profondeur de pénétration

$$D \gg \delta \quad \text{et} \quad D \gg e \quad (\text{I-32})$$

La courbe de la Figure (I-19) représente l'allure théorique de l'impédance de transfert pour un câble à blindage homogène. L'épaisseur du blindage est de 0,3 mm et il a un diamètre de 9 mm.

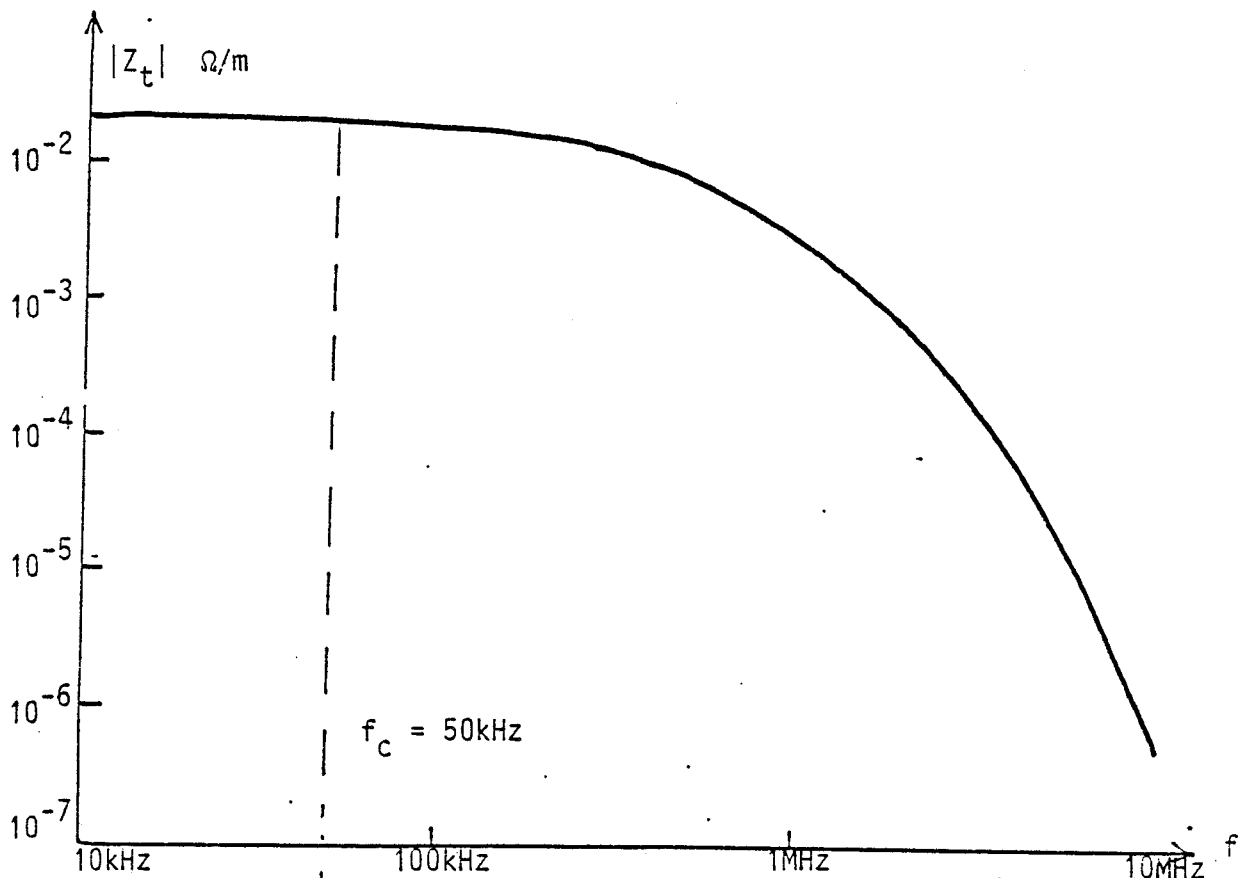


Figure (I-19)

On peut partager l'intervalle de variations du module de l'impédance de transfert par la fréquence caractéristique du blindage "f_c".

Aux fréquences inférieures à "f_c" l'impédance de transfert s'identifie pratiquement à la résistance linéique du blindage R₀, alors qu'aux fréquences supérieures à "f_c" l'effet de diffusion se manifeste de façon évidente. L'impédance de transfert devient alors une fonction décroissante avec la fréquence.

La fréquence caractéristique sera atteinte lorsque l'épaisseur du blindage s'identifie à la profondeur de pénétration. La fréquence caractéristique peut alors s'exprimer par la relation :

$$f_c = \frac{1}{\pi e^2 \mu_0 \mu_r \sigma} \quad (I-33)$$

Câbles coaxiaux à blindages tressés [12] [6] [13]

La composition extrêmement hétérogène d'un blindage tressé complique toute tentative de modélisation exacte de l'impédance de transfert. Par contre si on admet quelques approximations, on peut résumer l'impédance de transfert d'un câble à blindage tressé par la relation :

$$Z_t = R_0 + j L_t \omega \quad (I-34)$$

R₀ étant la résistance linéique de la tresse et L_t l'inductance de transfert qui traduit la fuite des composantes azimuthales de champ magnétique à l'intérieur du câble. L_t est fonction des dimensions de la forme et de la densité des petites ouvertures occasionnées par l'entrecroisement des fuseaux qui couvrent la surface du blindage. L'expression analytique de L_t peut être donnée par la relation

$$L_t = \frac{v \alpha_m \mu_0}{\pi^2 D^2} \quad (I-35)$$

D : diamètre du blindage

v : nombre d'ouvertures par unité de longueur

α_m : polarisabilité magnétique des ouvertures.

L'évolution de Z_t avec la fréquence est généralement conforme à la courbe de la Figure (I-20). C'est pratiquement le comportement d'un filtre passe haut.

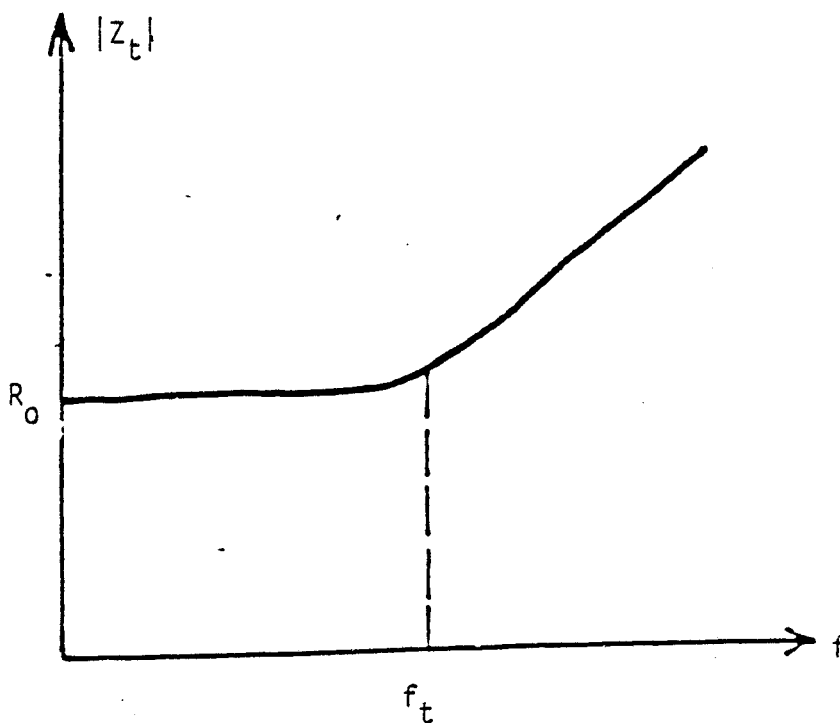


Figure (I-20)

III - MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT [14]

Le montage que nous allons décrire s'appelle communément "banc de mesure triaxial adapté".

Il se compose de la ligne perturbatrice à structure coaxiale et du câble à tester que nous appelons aussi éprouvette. Figure (I-21)

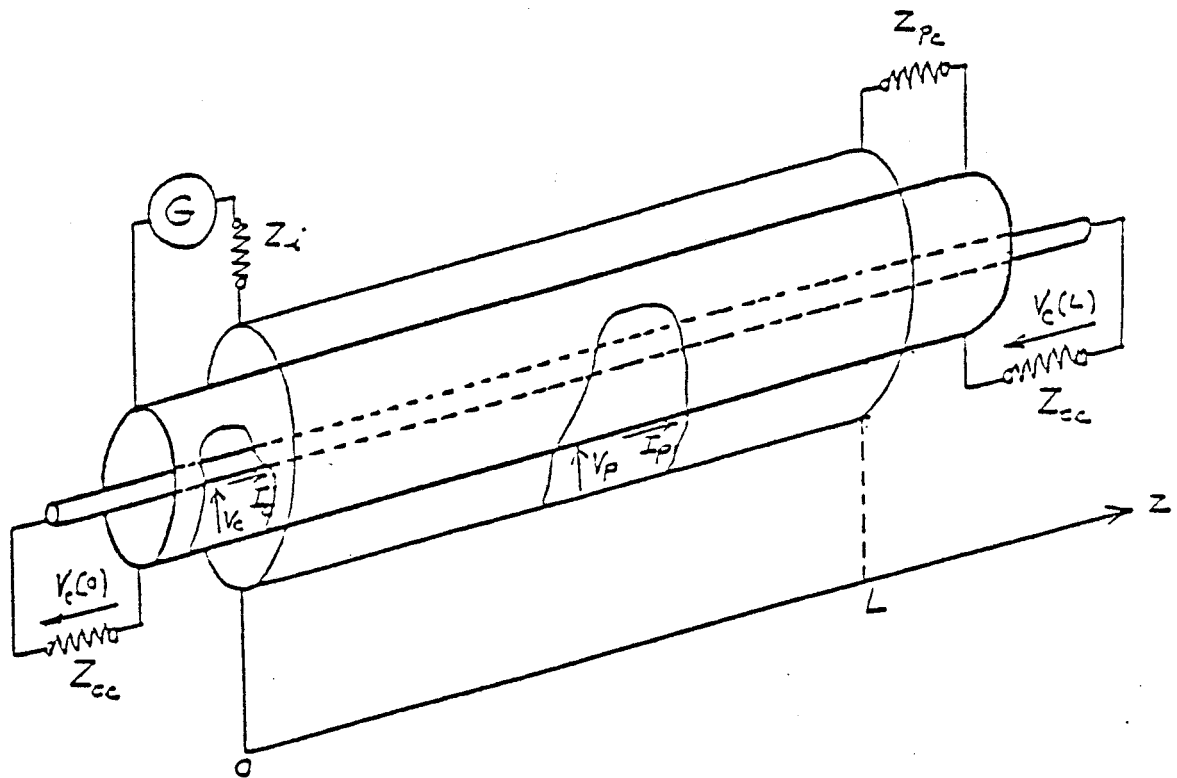


Figure (I-21)

Le générateur de perturbation est connecté à une extrémité de la ligne perturbatrice ($z=0$) alors que l'autre extrémité de cette ligne ($z=L$) est connectée sur sa propre impédance caractéristique Z_{pc} .

Le courant perturbateur propagé dans la ligne perturbatrice s'apparente par conséquent à une onde progressive que nous exprimons

$$I_p(z) = I_{p0} e^{-\gamma_p z} \quad (I-36)$$

I_{p0} est le courant à l'origine de la ligne et γ_p l'exposant linéique de propagation de cette ligne.

L'éprouvette est connectée aux deux extrémités sur sa propre impédance caractéristique Z_{cc} .

D'une manière générale on peut attribuer au blindage d'un câble coaxial une impédance de transfert Z_t et une admittance de transfert Y_t . Tant que la longueur d'onde des modes TEM propagés dans la ligne perturbatrice ou dans le câble coaxial est bien supérieure à la dimension longitudinale du banc L , on peut relier Z_t et Y_t de façon simple aux tensions parasites mesurées aux extrémités de l'éprouvette.

En effet on montre que

$$V_C(o, \omega) = -\frac{1}{2} (Z_t + Z_{CC} Z_{PC} Y_t) I_{po} L \quad (I-37)$$

$$V_C(L, \omega) = \pm \frac{1}{2} (Z_t - Z_{CC} Z_{PC} Y_t) I_{po} L \quad (I-38)$$

Relations qui sont subordonnées à la condition énoncée plus haut que nous exprimons

$$|\gamma_p L| \ll 1 \quad \text{et} \quad |\gamma_C L| \ll 1 \quad (I-39)$$

où γ_C représente l'exposant de propagation du câble coaxial.

S'il s'agit de blindages à bon recouvrement optique l'admittance de transfert Y_t est souvent négligeable et les relations (I-37) et (I-38) s'exprimeront

$$\begin{aligned} V_C(o, \omega) &= -\frac{1}{2} Z_t I_{po} L \\ V_C(L, \omega) &= -\frac{1}{2} Z_t I_{po} L \end{aligned} \quad (I-40)$$

Ces tensions que l'on appelle encore tension de paradiaphonie $V_C(o, \omega)$ et tension de télédiaphonie $V_C(L, \omega)$ sont alors identiques.

L'impédance de transfert peut alors s'exprimer par les expressions suivantes :

$$Z_t = -\frac{2 V_C(o, \omega)}{L I_{po}} = -\frac{2 V_C(L, \omega)}{L I_{po}} \quad (I-41)$$

L'évaluation du paramètre de transfert Z_t nécessite par conséquent la mesure :

de $V_C(o,\omega)$ ou de $V_C(L,\omega)$
de I_{po}

Comme on cherche à contrôler simultanément la qualité du cordon et des connecteurs, la continuité de blindage entre le cordon et les connecteurs se fera au moyen d'enceintes étanches qui interdisent toute induction parasite sur les éléments de raccordement à la chaîne de réception. Figure (I-22)

L'enceinte démontable reçoit sur une face le connecteur du cordon et sur l'autre face une fiche coaxiale "N" qui est raccordée à un amplificateur de tension large bande qui mesure la tension parasite $V_C(o,\omega)$ qui apparaît entre un des conducteurs intérieurs et la masse rapportée au blindage. Comme il s'agit de cordons symétriques nous trouvons à l'autre extrémité une enceinte identique qui sera raccordée à une charge 50 ohms. [16]

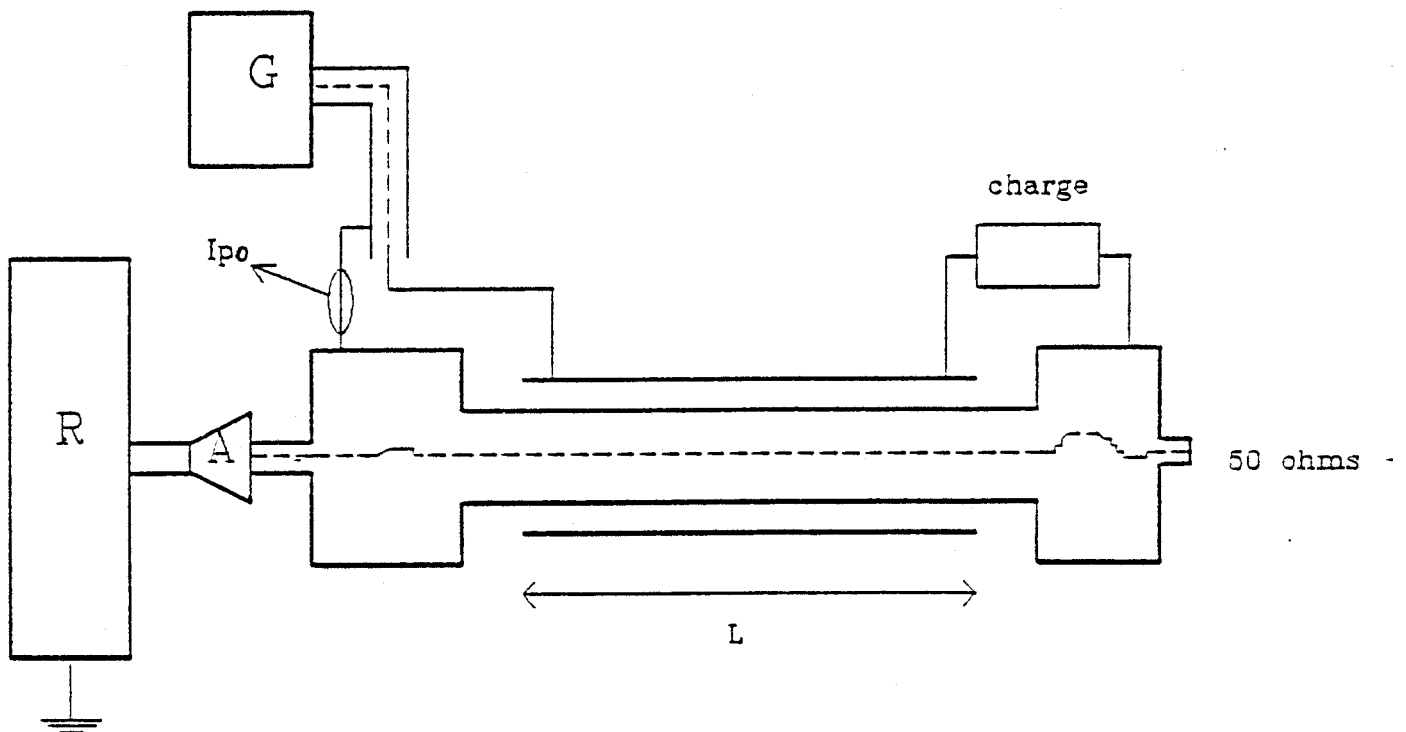


Figure (I-22)

IV - EVALUATION DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE A L'AIDE D'UNE SIGNATURE
TEMPORELLE [17] [16]

Bien souvent l'évaluation de l'efficacité de blindage se fait en déterminant le rapport de l'amplitude de la tension parasite et du courant perturbateur. Cette efficacité évolue en fonction de la fréquence du perturbateur, le test sera donc mené sur une large gamme de fréquence généralement de quelques kHz à une dizaine de MHz.

Cependant l'exploration du spectre, même aidée par un pilotage automatique, demande du temps, ce qui ne convient pas aux conditions de rapidité exigées par l'industrie. De plus cette mesure dans le domaine fréquentiel, bien que précise, ne permet pas de juger rapidement la qualité du cordon.

Les mesures pratiquées sur les premiers échantillons de cordon blindé ont montré que l'impédance de transfert en fonction de la fréquence obéit à un modèle simple que nous résumons à l'expression

$$Z_t = R_0 + j L_t \omega \quad (I-42)$$

Cette relation fait intervenir la résistance linéique du blindage "R₀" qui caractérise le couplage par conduction provenant aussi bien de la résistance électrique du blindage que des effets de contact au niveau des connecteurs. Le paramètre "L_t" représente l'inductance de transfert qui traduit l'effet de couplage magnétique dû à la nature du blindage ou provoqué par leurs imperfections.

L'impédance de transfert sera exprimée par unité de longueur.

A partir des relations (I-41) et (I-42), la tension parasite peut s'exprimer par

$$V_c(o, \omega) = \frac{1}{2} (R_0 + j L_t \omega) I_p(o, \omega) L \quad (I-43)$$

On peut montrer que la relation (43) traduite dans le domaine temporel correspond à la signature de la Figure (I-23).

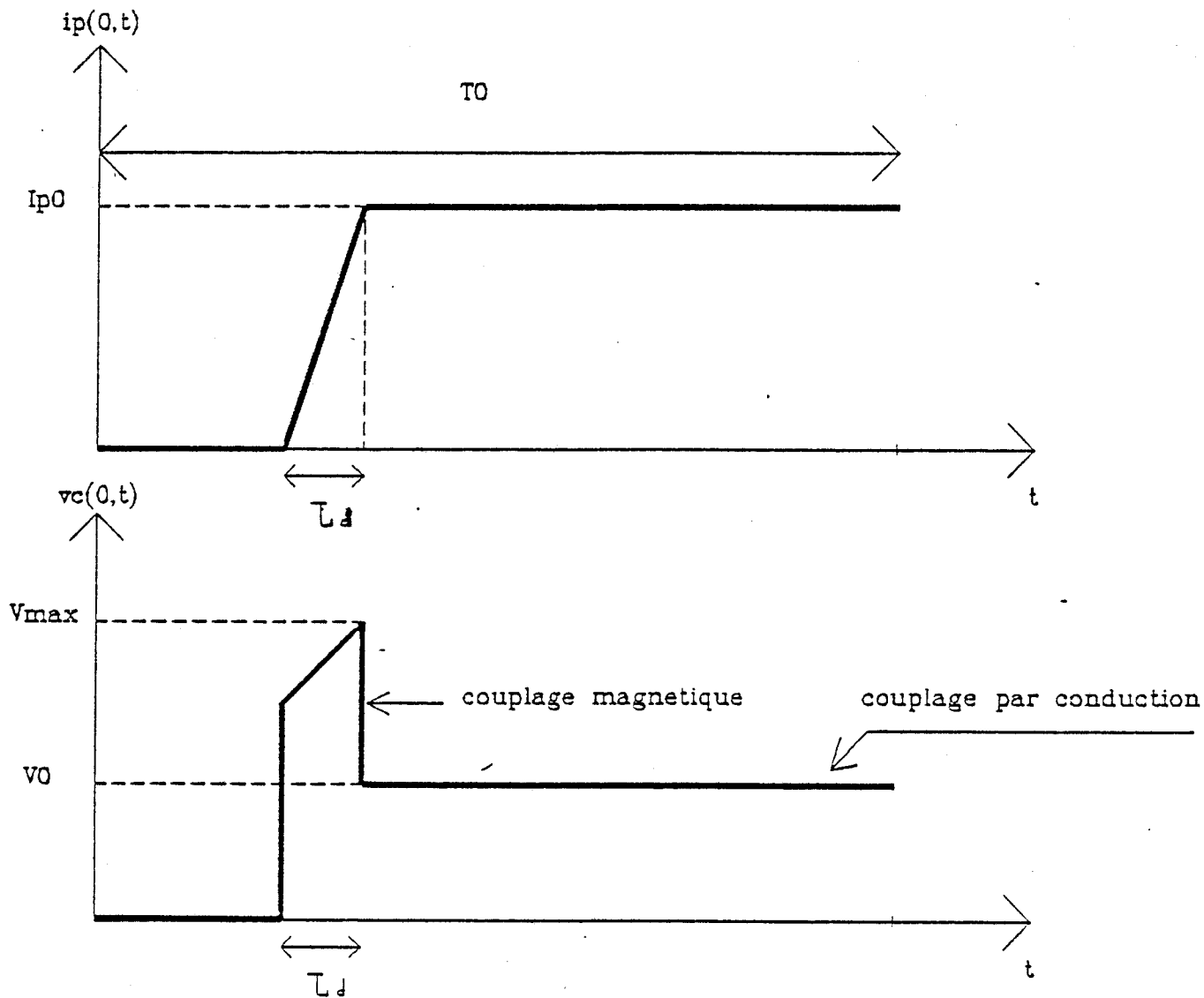


Figure (I-23)

Cette signature, représentée sur la séquence de largeur T_0 , fait apparaître deux éléments qui seront largement exploités pour mettre en oeuvre le test rapide.

Un maximum de tension-parasite noté V_{max} qui apparait lors de la transition du courant et un palier d'amplitude V_0 lorsque le courant atteint la valeur I_{p0} . On montre que V_{max} et V_0 ont respectivement pour valeurs :

$$V_0 = \frac{1}{2} R_0 I_{p0} L \quad (I-44)$$

$$V_{\max} = \frac{1}{2} \left(\frac{L_t}{\tau_d} + R_0 \right) I_{p0} L \quad (I-45)$$

à condition que l'impédance de transfert soit conforme à la relation (I-42).

Les relations (I-44) et (I-45) contiennent donc toutes les informations traduisant le couplage électromagnétique à travers le cordon et consécutivement des paramètres intéressants pour qualifier le blindage.

Un essai sur cordon de référence permettra d'apprécier V_{\max} et V_0 . Il s'agira tout d'abord de régler τ_d à une valeur suffisamment grande pour que :

$$\frac{L_t}{\tau_d} < R_0 \quad (I-46)$$

La signature de la réponse parasite conforme sera par conséquent homothétique de la signature du courant. Figure (I-24)

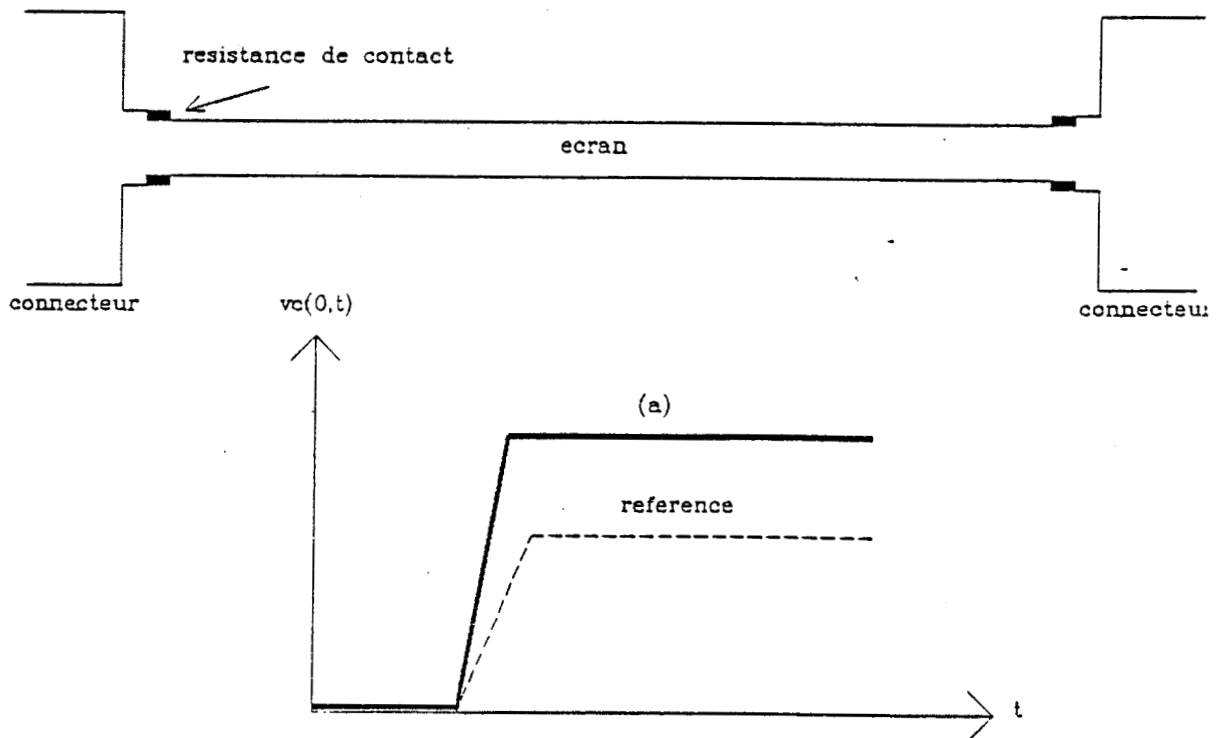


Figure (I-24)

Si nous considérons le cas dans lequel intervient un défaut de contact entre le blindage connecteur et le blindage du câble.

La résistance de contact connecteur-écran va provoquer une augmentation du paramètre R_0 . La signature sera donc celle de (a).

Si maintenant le défaut de contact est franc, la résistance de contact est infinie ; deux hypothèses sont alors envisageables suivant que les fils de masse intérieurs sont ou ne sont pas connectés au blindage des connecteurs.

Dans le premier cas le courant perturbateur sera dérivé par le fil de masse. Figure (I-25)

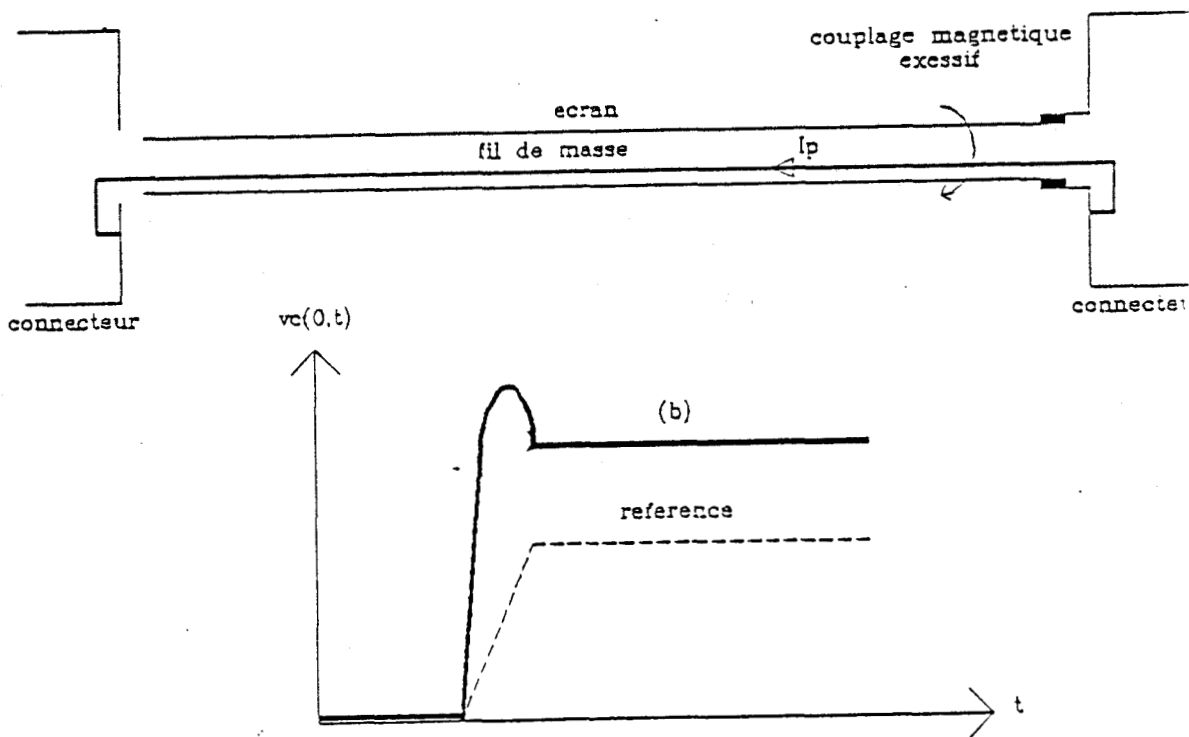


Figure (I-25)

Il en résultera la conjugaison de deux effets. Il y aura tout d'abord modification du couplage résistif puisque R_0 correspond maintenant à la résistance du fil de masse. Cette résistance sera donc supérieure à l'ensemble écran - fil de masse. D'autre part le passage du courant dans le fil de masse crée un fort couplage magnétique sur les autres fils d'où un accroissement important de L_T . Il y a donc augmentation de l'amplitude du palier et présence d'un pic significatif du couplage magnétique, c'est la signature (b).

Lorsque le fil de masse n'est pas relié à la masse, le courant généré par la perturbation s'écoule directement sur les charges d'extrémité et la tension parasite n'est autre que la tension donnée par le générateur. Figure (I-26)

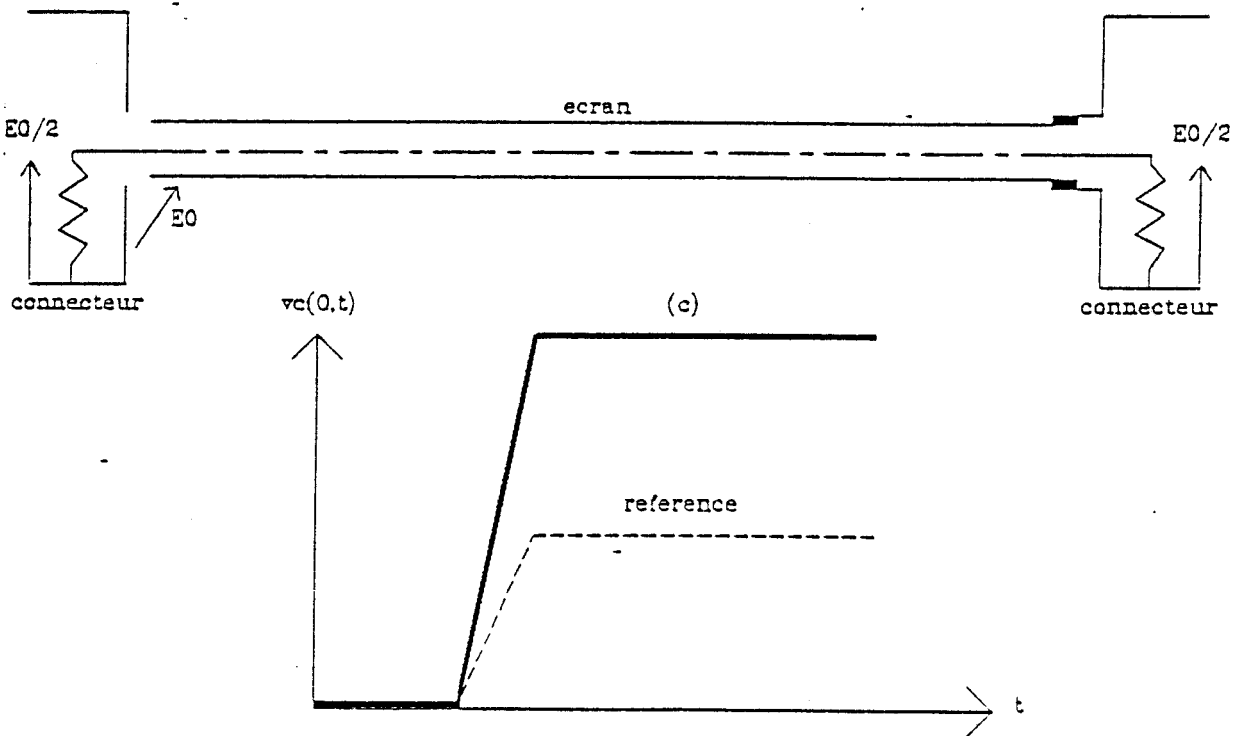


Figure (I-26)

Si nous appelons E_0 cette tension, $v_c(t)$ sera par conséquent

$$V_c(t) = \frac{E_0}{2} \quad (I-47)$$

C'est la signature (c) l'amplitude de $v_c(t)$ sera très grande puisque

$$\frac{E_0}{2} \gg (R_0 + \frac{L_t}{\tau_d}) I_{p0} \quad (I-48)$$

La calibration du front de montée du courant ainsi que la comparaison de la signature $v_c(t)$ à une référence permet par conséquent d'apprécier la qualité de blindage du cordon et de classer ses performances en mauvais, douteux ou bon.

La méthode utilisant directement la visualisation des signaux de la figure (I-23) peut donc tout à fait convenir dans le cadre de la présente application. Elles dispose d'atouts remarquables sur le plan pratique puisque la réponse du cordon soumis à un échelon de courant perturbateur est instantanée, une caractérisation qualitative du cordon est donc immédiate.

V - ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR LES CORDONS "AMP"

Nous avons entrepris des mesures qualitatives de l'impédance de transfert offertes par des cordons multifilaires soumis à un échelon de courant.

deux objectifs sont visés dans ces expériences :

- comprendre l'influence du temps de montée τ_d
- discerner l'effet cordon de l'effet connecteur

Ces essais ont été pratiqués sur des cordons multifilaires blindés de type "AMP" portant la référence BM 58081603. Planche (I-1) [16]

V.1 - Influence du front de montée

Les expériences ont été effectuées sur un cordon de type "AMP" d'une longueur de 1 m équipé de ses connecteurs usuels. La tension parasite est prélevée sur un conducteur quelconque du faisceau.

En effet des essais préliminaires ont montré que le choix du conducteur intérieur ne modifiait en rien l'allure de la tension parasite.

La mesure est pratiquée pour deux valeurs de front de montée

- $\tau_d = 90$ ns

- $\tau_d = 20$ ns

Le courant perturbateur $I_p(t)$ et la tension parasite $V_c(t)$ sont représentés sur la Planche (I-2).

On observe sur le signal du courant perturbateur un effet de dérivation provoqué par la mesure même de $i_p(t)$. En effet le transformateur de courant est installé sur le conducteur reliant la masse du générateur à l'enceinte métallique. Figure (I-27)

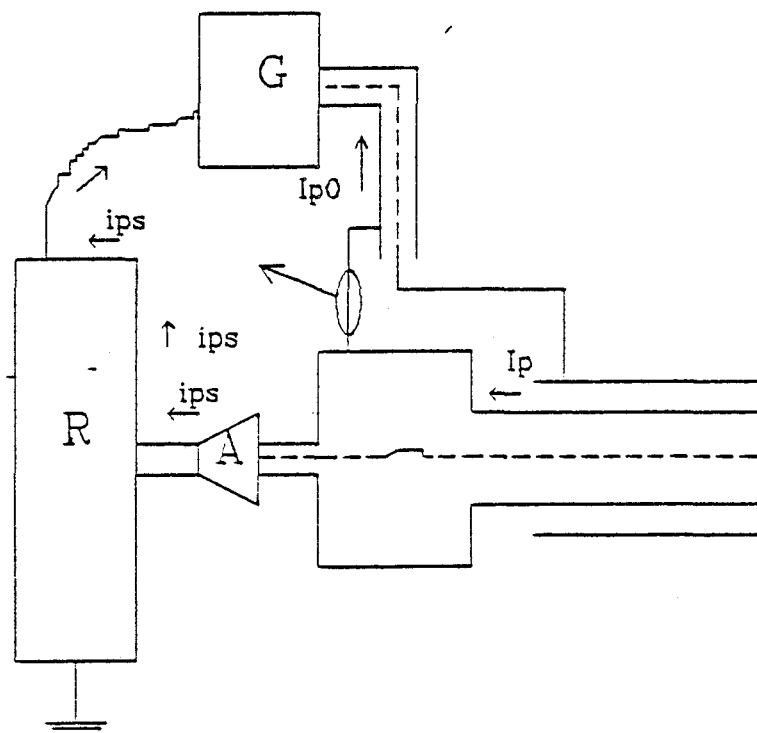
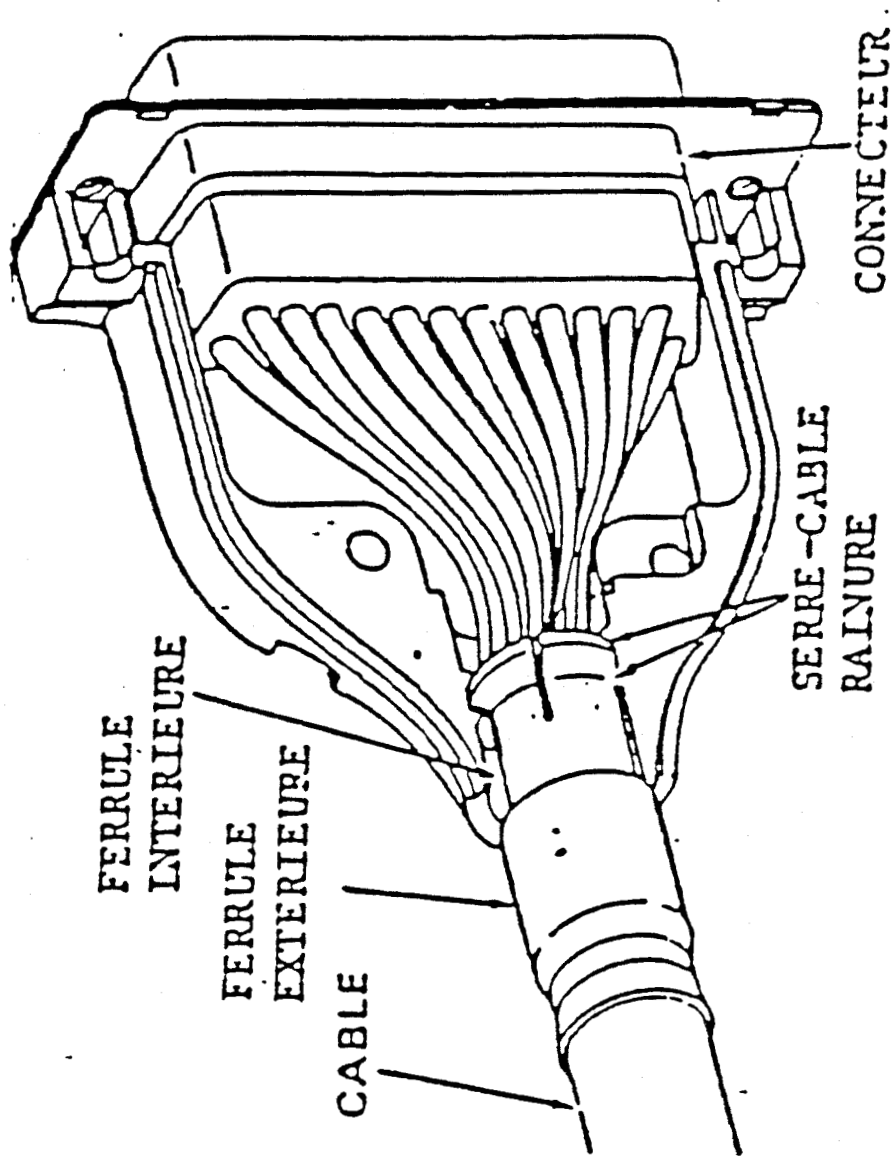


Figure (I-27)



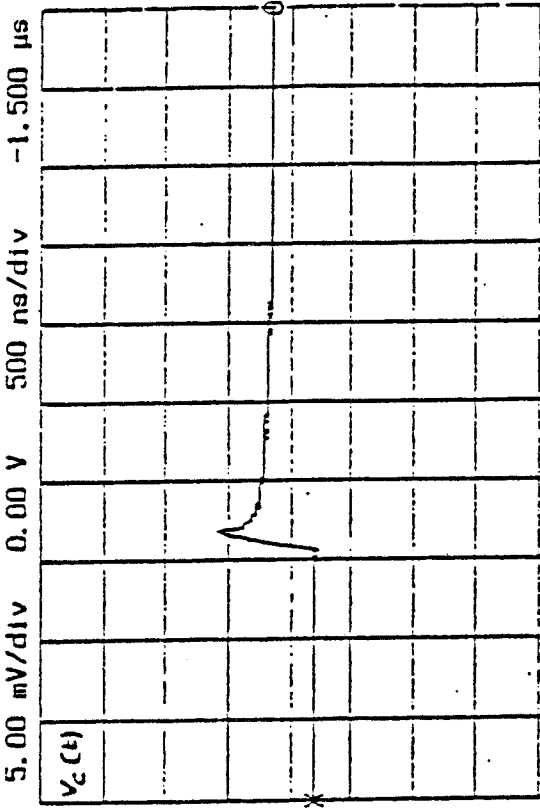
Cordon "AMP" réf. BM 58 081 603

PL(I-1)

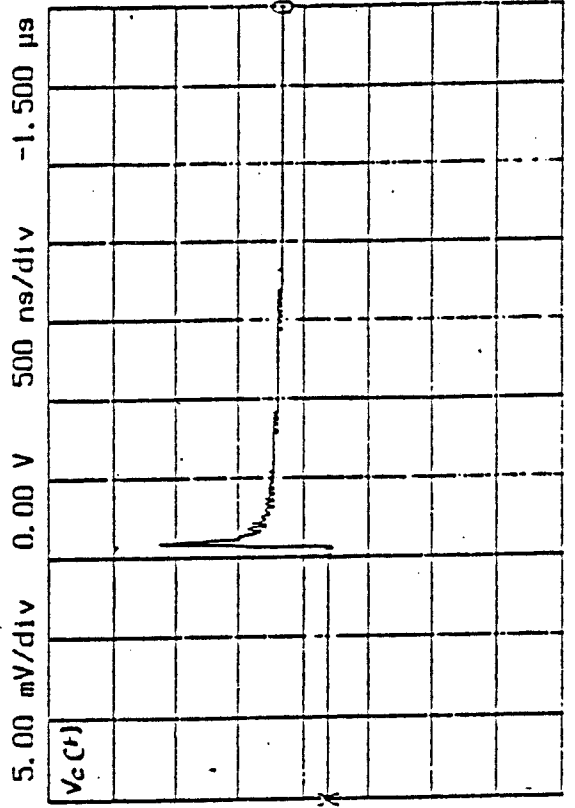
DOCUMENT



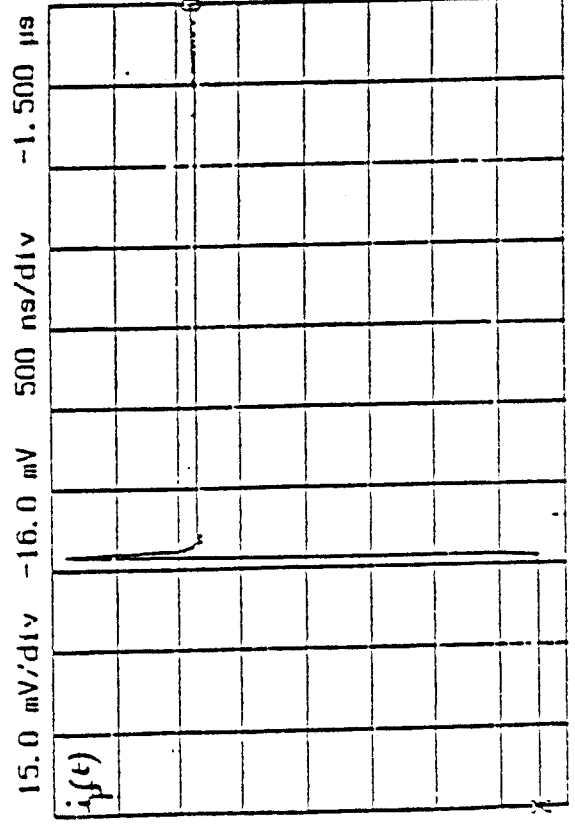
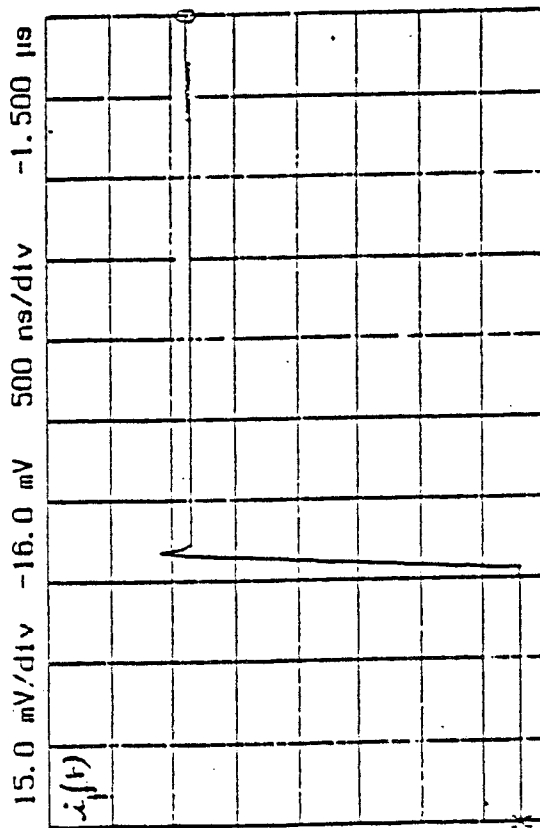
Influence du temps de montée τ_D



$\tau_D = 90$ ns



$\tau_D = 20$ ns



Le courant perturbateur " I_p " qui parcourt le blindage se divise en un courant principal " I_{p0} " qui sera mesuré par le transformateur de courant et un courant secondaire qui s'écoule entre la masse du récepteur et la masse du générateur via l'alimentation secteur. L'impédance de ce circuit étant grande en haute fréquence le courant secondaire est pratiquement nul et le transformateur de courant mesure effectivement I_p , par contre en basse fréquence c'est la résistance des conducteurs qui intervient, i_{ps} est certes plus petit que I_{p0} mais non négligeable, il y a donc erreur dans l'appréciation de I_p et effet de dérivation visible sur le courant mesuré par le transformateur de courant.

En résumé

BF

$$I_{p0} = I_p - i_{ps}$$
$$i_{ps} \ll I_{p0}$$

HF

$$I_{p0} \approx I_p$$
$$i_{ps} \approx 0$$

Pour remédier à ce problème il suffit de mesurer le courant perturbateur sur l'âme du conducteur reliant le générateur à la ligne perturbatrice. Le schéma de montage est représenté sur la figure (I-28).

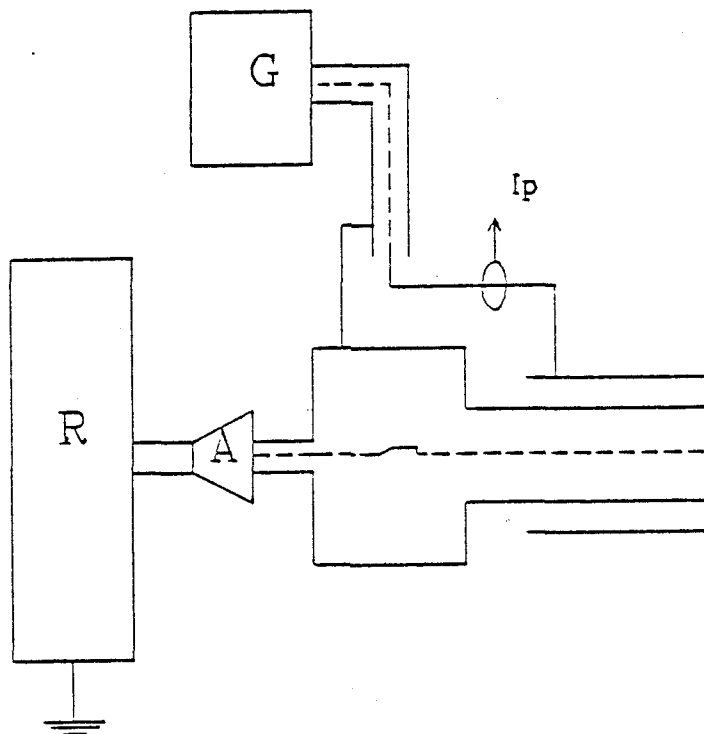


Figure (I-28)

Cependant, dans un premier temps les expressions seront menées avec le transformateur de courant installé sur le conducteur reliant la masse du générateur à l'enceinte métallique.

En ce qui concerne l'allure de la tension parasite, il est à observer qu'elle est conforme à la configuration des signaux déduits théoriquement et représentés sur la Figure (I-28).

La tension V_{\max} dépend bien du front de montée. Plus τ_d est petite et plus les effets du couplage magnétique sont importants.

V.2 - Influence des connecteurs

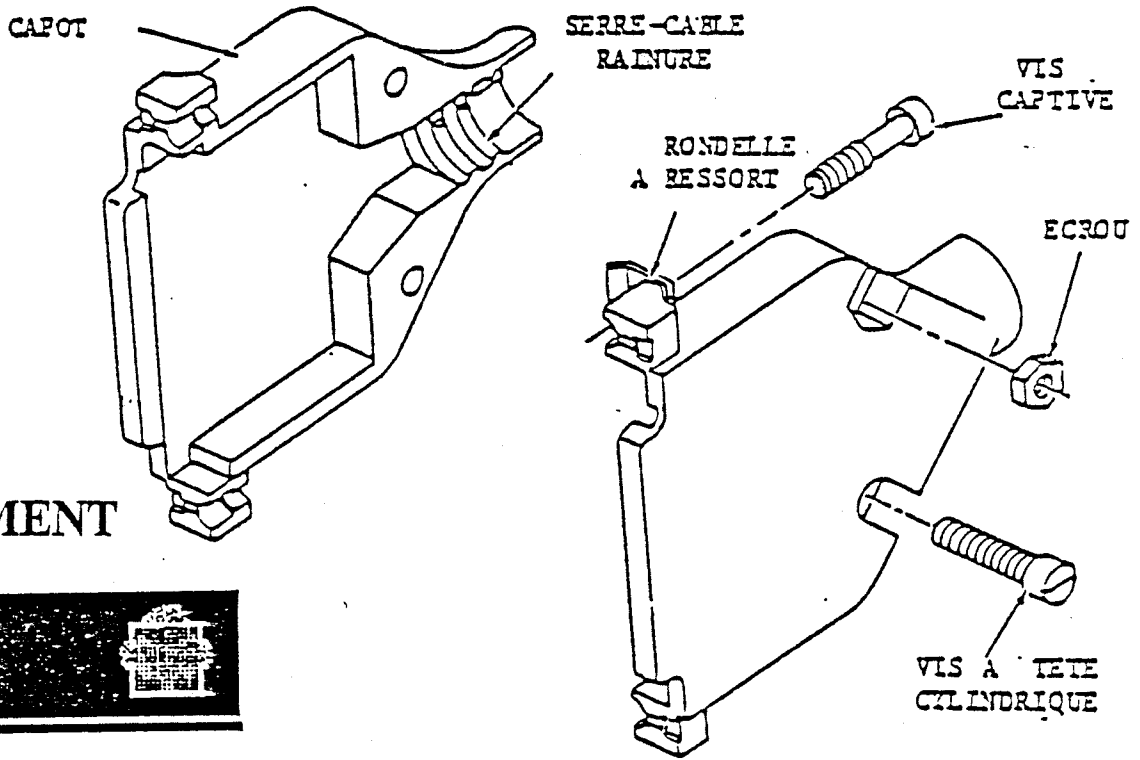
Un point très important concerne le problème des fuites engendrées par les connecteurs. Pour apprécier leurs rôles dans les résultats, nous avons réalisé l'expérience précédente sous deux conditions :

- 1) le cordon "AMP" d'une longueur d'un mètre est équipé de ses propres connecteurs ;
- 2) le cordon "AMP" est équipé de connecteurs coaxiaux de type "N" qui sont reconnus pour leur excellente immunité électromagnétique. Planche (I-3)

Les signaux obtenus dans les deux cas de figure sont représentés sur la planche (I-4).

Le courant perturbateur $i_p(t)$ est identique pour les deux types de connecteur tandis que les tensions parasites diffèrent uniquement par la valeur de V_{\max} . En effet celle-ci voit son amplitude se réduire dans la seconde expérience. Une étude plus approfondie du connecteur usuel révèle que le couplage provient du fil de continuité qui assure l'essentiel de la continuité électrique avec le connecteur alors que le blindage en aluminium n'offre qu'une qualité de contact insuffisante.

L'étanchéité électromagnétique de la connexion est par conséquent conditionnée par la qualité du contact électrique entre la "masse" du cordon et la "masse" de l'équipement. Pratiquement cette connexion va

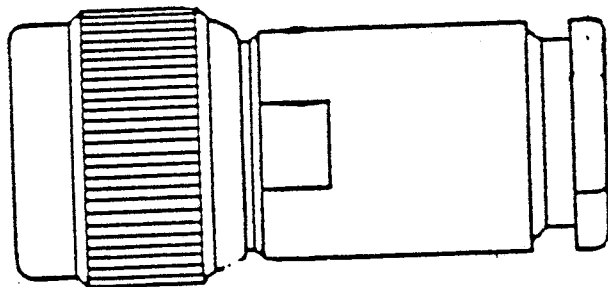


DOCUMENT



Connecteur "AMP"

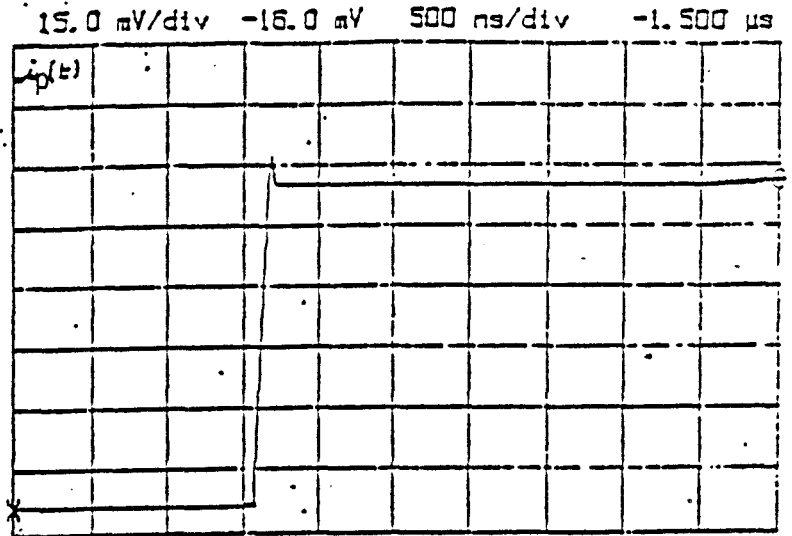
DOCUMENT



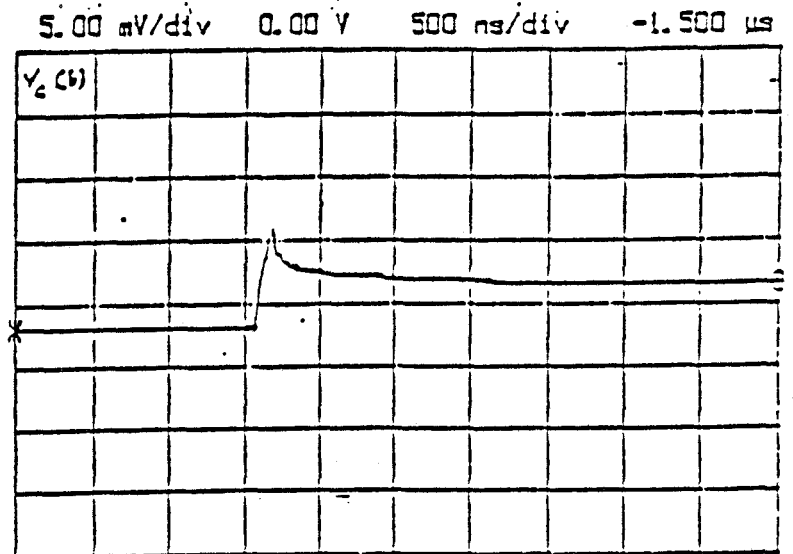
Connecteur "N"

INFLUENCE DES CONNECTEURS

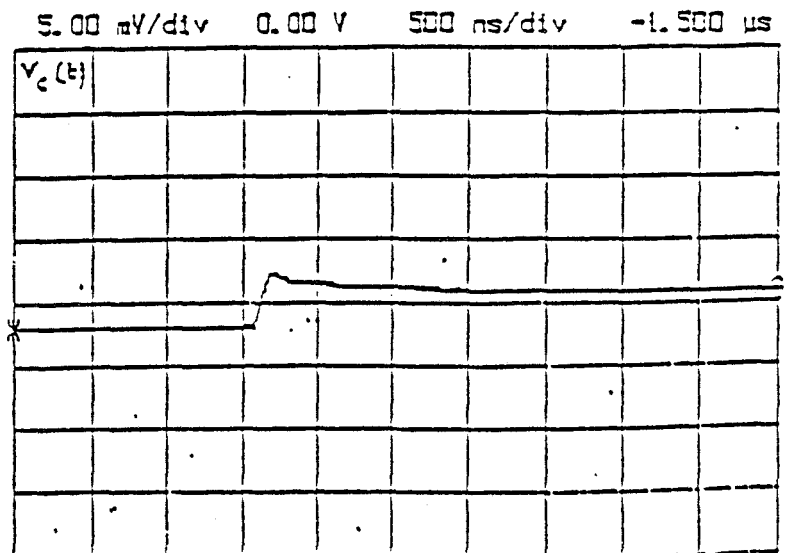
courant perturbateur
 $i_p(t)$
commun aux 2 types
de connecteurs



tension parasite
 $v_c(t)$
connecteur de type
"AMP"



tension parasite
 $v_c(t)$
connecteur de type
"N"



câble "AMP" - réf. 8M 58 081 603 - longueur 1 m.

s'accompagner d'une discontinuité qui aura pour effet de modifier localement l'efficacité de blindage. Elle se traduit par un important couplage magnétique local, qui rappelons-le, est dû à l'écoulement du courant perturbateur dans le fil de continuité.

VI - ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR LES CORDONS "ARES" [16]

Ces essais ont pour but de mettre en évidence quatre phénomènes physiques qui joueront un rôle important dans l'aide à la décision lors de la procédure d'identification du test :

- d'apprécier l'influence des conducteurs de masses internes au blindage
- de chiffrer l'effet d'un défaut de contact électrique entre connecteur et blindage
- de montrer les conséquences d'une coupure du blindage
- de mesurer sur un lot de cordons la dispersion de l'impédance de transfert évaluée sur des produits jugés conformes.

Ces essais ont été pratiqués sur des cordons multifilaires plats de type "ARES" portant la référence 76429053-001 (L=2m) et 76429103001 (L=12m). Le blindage du cordon est composé d'un ruban en aluminium posé parallèlement à l'axe du cordon. Les connecteurs sont composés de demi pièces moulées en alliage léger. Ces deux pièces sont rivés et maintiennent un contact et une pression sur le blindage du cordon. Planche (I-5)

VI.1 - Influence des conducteurs de masse internes au blindage

Afin d'étudier l'impact des conducteurs de masse internes au blindage sur l'amplitude des tensions parasites, trois expériences ont été réalisés. Lors de la première expérience aucun conducteur de masse n'est relié au blindage, dans la seconde expérience le secteur A des conducteurs de masse est relié aux deux extrémités du blindage et la dernière expérience les secteurs ABCD sont reliés au blindage.

Les schémas d'implantation du faisceau interne au blindage pour chaque expérience sont reproduits sur la planche (I-6). Sur chaque schéma figure le conducteur sur lequel est mesurée la tension parasite.

Les résultats obtenus suivant les trois configurations précisées plus haut sont figurés sur les planches (I-7) et (I-8).

Sur la planche (I-7-a) figure le courant perturbateur commun aux trois types de mesure ainsi que l'impédance de transfert par la méthode harmonique. Tandis que la planche (I-8) représente les tensions parasites obtenues pour chaque cas.

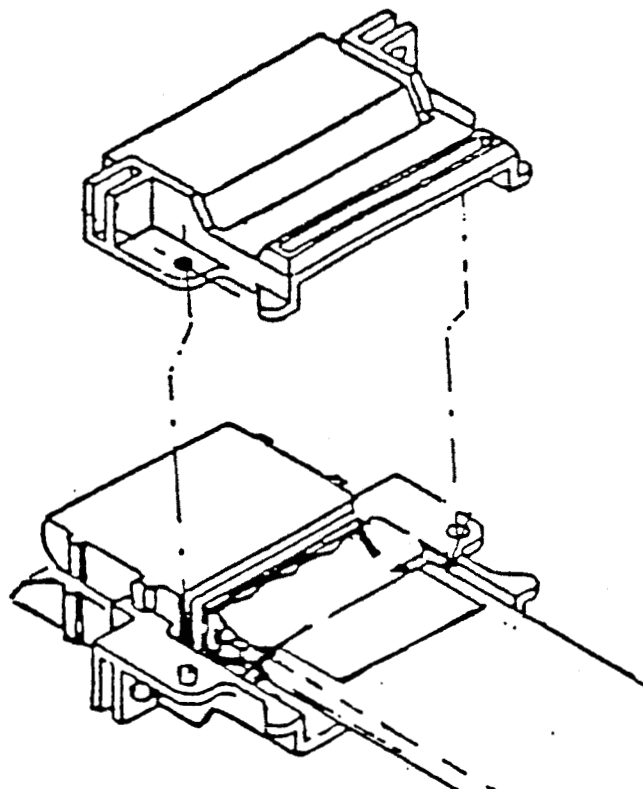
Dans le tableau (I-1) ont été rassemblées les valeurs des impédances de transfert ramenées à sa plus simple expression "RO".

	aucune masse	1 masse (A)	toutes les masses (ABCD)
RO évaluée en impulsion en $m\Omega/m$	12	8	6
RO méthode harmonique en $m\Omega/m$	20	8	6

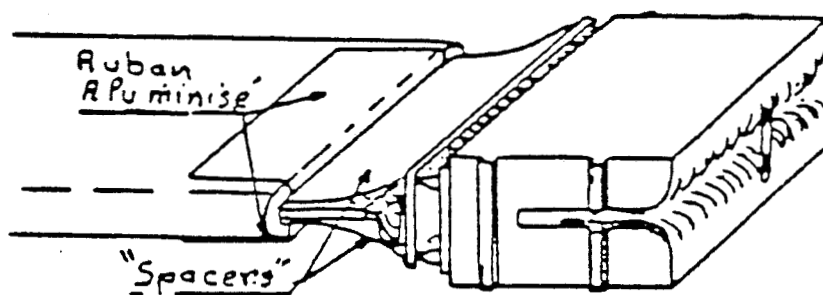
Tableau (I-1)

A la lumière de ces résultats nous retiendrons que l'amplitude " V_0 " de la tension parasite de l'impédance de transfert est d'autant plus faible que le nombre de conducteurs constituant le réseau de masse est élevé.

Les caractéristiques d'impédance de transfert dans le domaine fréquence confirment d'ailleurs ce comportement à l'exception cependant du résultat trouvé lors de la première mesure où le réseau de masse interne n'est pas connecté. Comme nous le verrons dans la prochaine expérience cet écart est dû à la qualité du contact entre le connecteur et le

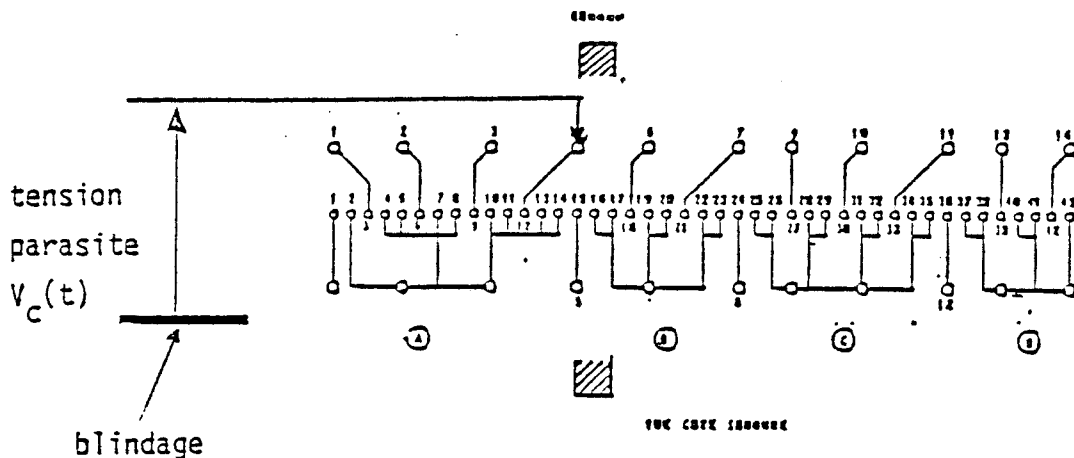


DOCUMENT

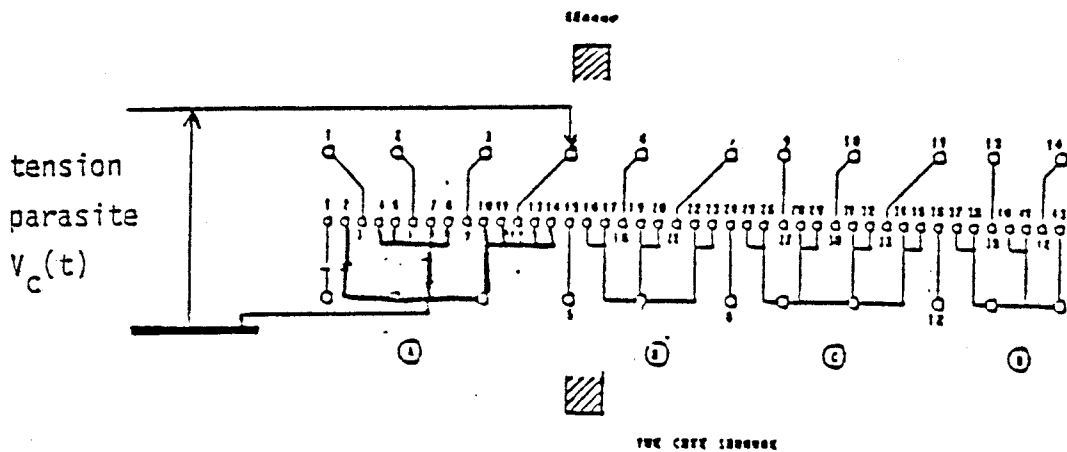


CORDON "ARES"

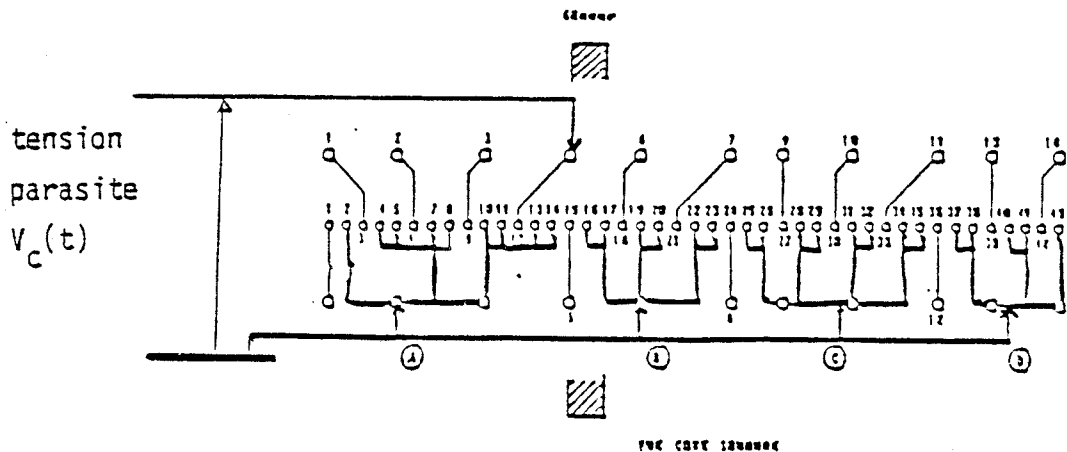
INFLUENCE DE LA MASSE



mesure 1
aucune masse



mesure 2
une masse



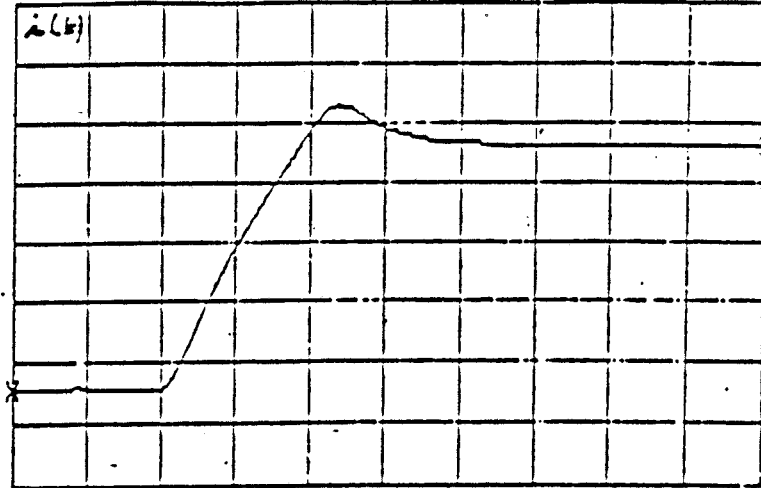
mesure 3
toutes les masses

PL(I-6)

INFLUENCE DE LA MASSE

Courant perturbateur $i(t)$ commun aux 3 mesures

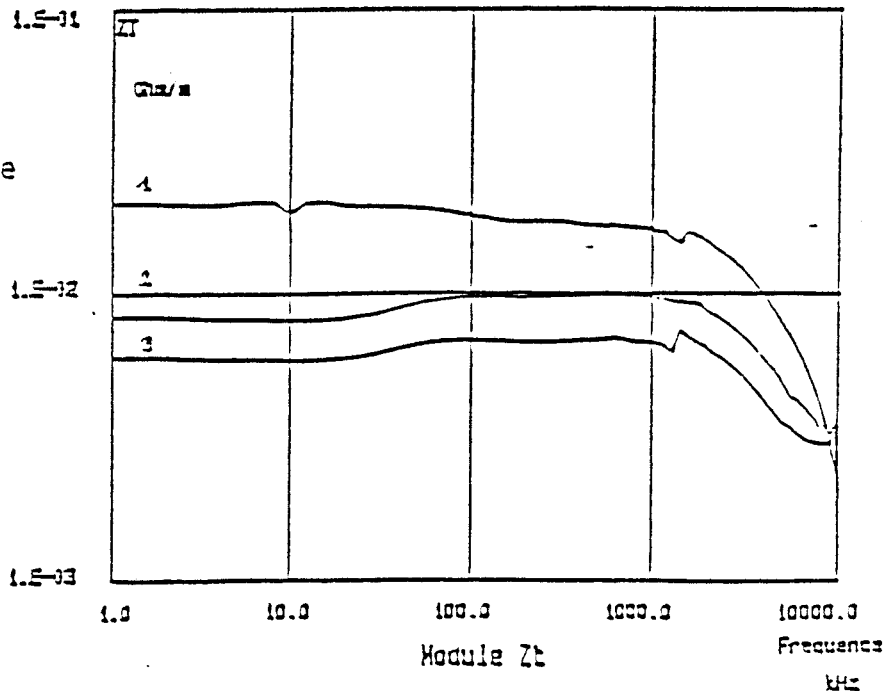
20.0 mV/div -20.0 mV 50.0 ns/div -150.0 ns



PL(I-7-a)

MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT Methode harmonique

- 1 : aucune masse
- 2 : une masse
- 3 : toutes les masses

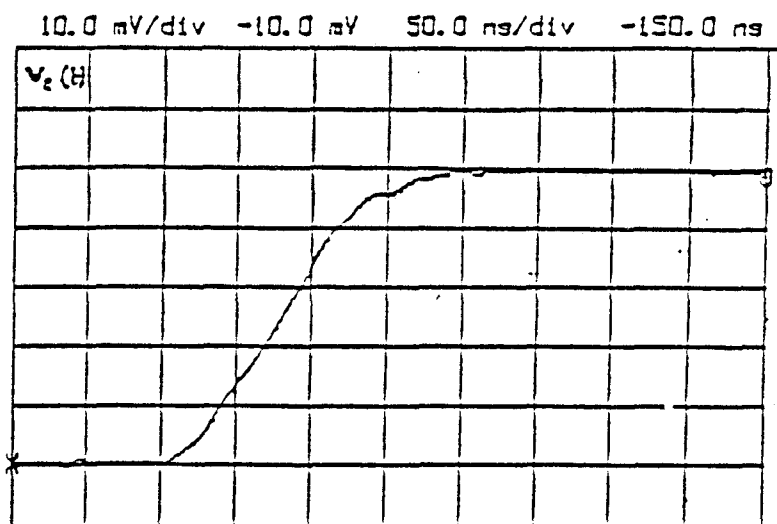


PL(I-7-b)

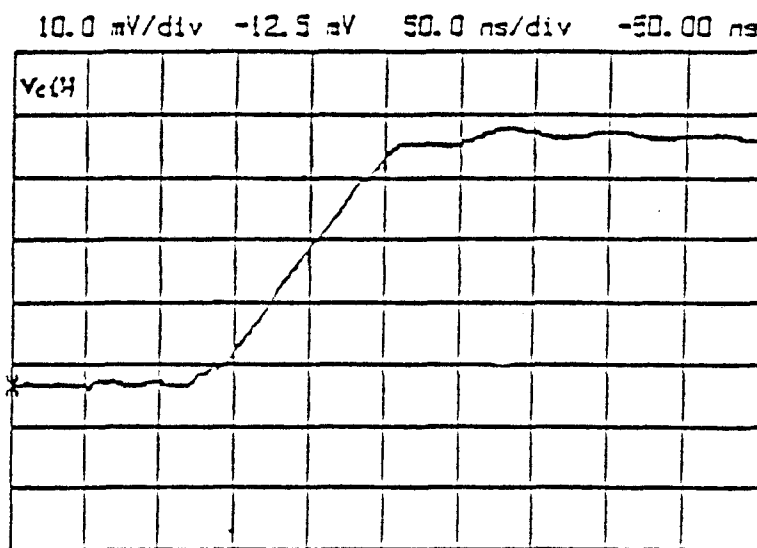
Câble "ARES" - Référence : 76429053-001 - longueur : 2 m.

INFLUENCE DE LA MASSE SUR LA REPOSE DU CABLE

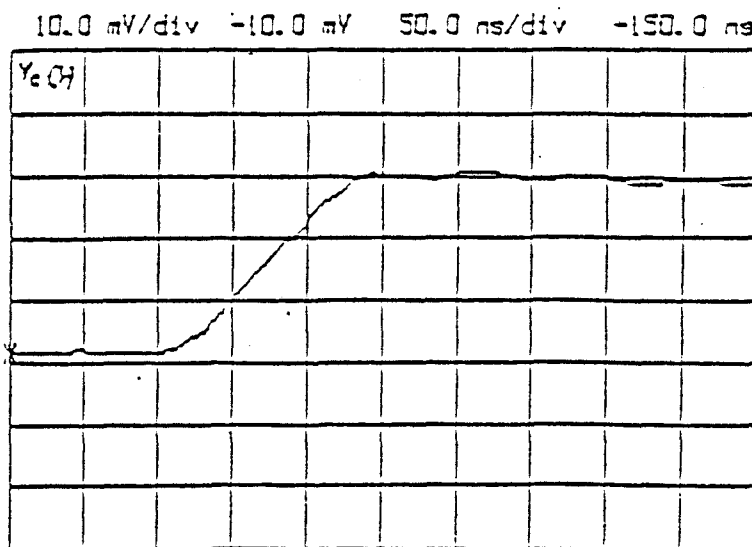
1 : aucune masse



2 : une masse



3 : toutes les masses



PL(I-8)

Câble "ARES" - référence 76429053-001 - longueur : 2 m.

blindage. En effet la qualité de ce contact va dépendre des sollicitations mécaniques subies par les cordons, ce qui est le cas lors des manipulations indispensables pour effectuer les mesures.

Les caractéristiques de la planche (I-7-b) appellent également une autre remarque puisque l'impédance de transfert décroît entre 1 MHz et 10 MHz. Cela est dû au fait que l'écran en aluminium qui protège le faisceau est un blindage homogène.

En haute fréquence le mécanisme de diffusion intervient, de ce fait l'influence du réseau de masse est moins sensible puisque le courant perturbateur est transféré sur la face extérieure de l'écran. Ce fait est bien confirmé par l'expérience puisque les trois courbes convergent entre 1 MHz et 10 MHz. [11]

VI.2 - Influence de la qualité du contact blindage - connecteurs

L'expérience consiste à mesurer la tension parasite dans deux conditions physiques différentes imposées aux connecteurs reliés au blindage. La mesure est tout d'abord pratiquée avec le connecteur d'origine, ensuite on intervient sur le connecteur en substituant aux rivets de fermeture des vis qui permettront de contrôler la pression exercée sur le blindage.

Les signaux reproduits sur les planches (I-9 et I-10) correspondent à des expériences réalisées avec des cordons de deux mètres puis douze mètres.

Dans le tableau (I-2) ont été rassemblées les valeurs de la composante résistive R_0 de l'impédance de transfert.

	Connecteur d'origine	Connecteur modifié
L = 2 m mΩ/m	$R_0 = 8$	$R_0 = 11$
L = 12 m mΩ/m	$R_0 = 2,4$	$R_0 = 2$

Tableau (I-2)

Ces mesures sont pratiquées avec le secteur A du réseau de masse connecté aux deux extrémités du blindage.

Nous retiendrons de ces résultats deux faits importants, d'une part que l'impédance de transfert du cordon est bien reliée à la qualité du contact connecteur - blindage, et d'autre part que la qualité de ce contact est d'autant plus sensible que la dimension longitudinale du cordon augmente.

Toutefois il est à préciser que l'effet de la résistance de contact est atténué du fait que le secteur A du réseau de masse est relié au blindage.

VI.3 - Influence d'une coupure de blindage

La liaison entre l'un des connecteurs du cordon et le blindage est coupée. Le seul contact électrique se fait par l'intermédiaire du réseau de masse secteur A. Les essais ont été effectués sur des cordons de deux mètres et douze mètres. Les signaux obtenus sont représentés sur la planche (I-11) tandis que le courant perturbateur est identique à l'échelon de la planche (I-9) pour $L = 2$ mètres et de la planche (I-10) pour $L = 12$ mètres.

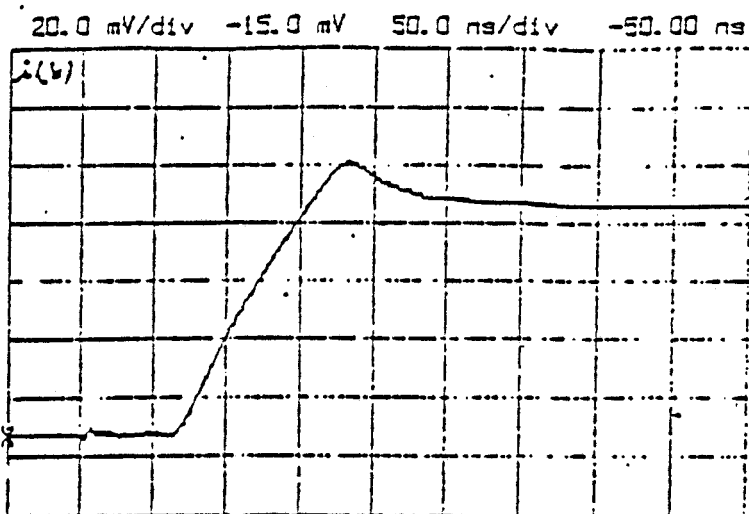
Pour les deux longueurs, nous observons un accroissement très important de la tension parasite. Cet accroissement correspond à une déformation puisque la tension parasite s'apparente assez bien à un signal proportionnel à la dérivée du courant perturbateur. Cela est dû essentiellement au couplage magnétique provoqué par les lignes de champ provenant de la totalité du courant perturbateur dans le réseau de masse. Si on supprimait le réseau de masse, l'amplitude de la tension parasite serait encore plus importante puisque c'est la tension du générateur de perturbations qui serait cette fois confondue avec la tension parasite.

Nous avons résumé sur le tableau (I-3) les principaux résultats obtenus lors de cette expérience.

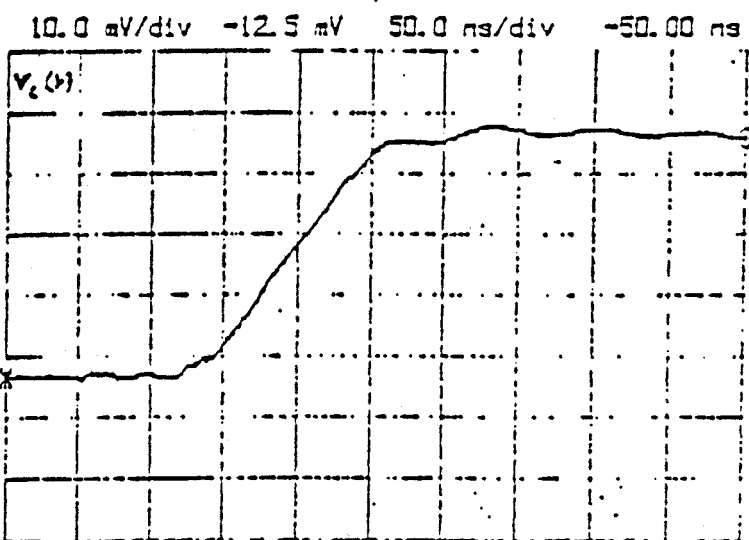
INFLUENCE DE LA RESISTANCE DE CONTACT

L = 2 m

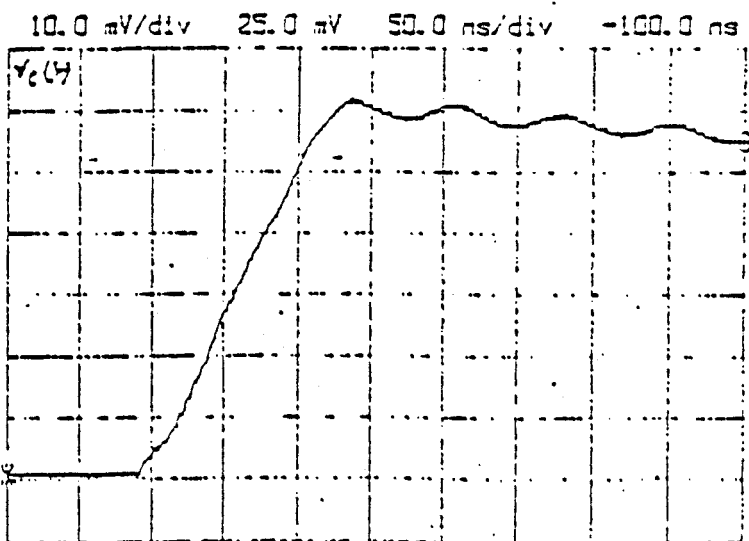
courant perturbateur



connecteur d'origine



connecteur à vis

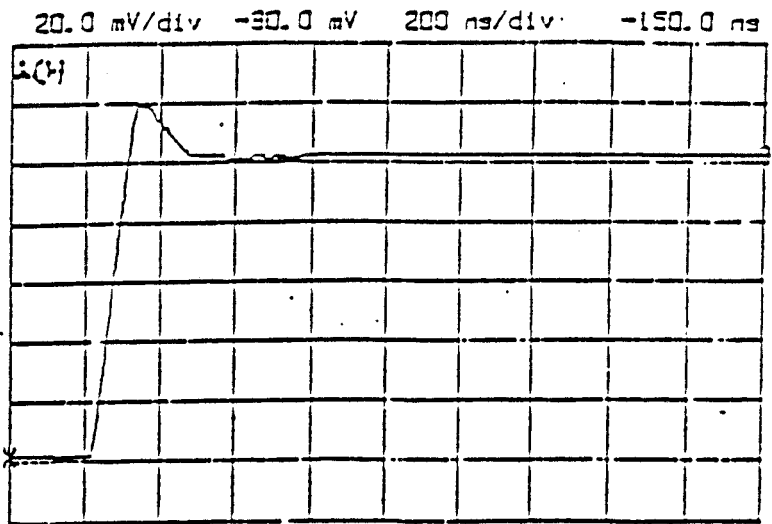


PL (I-9)

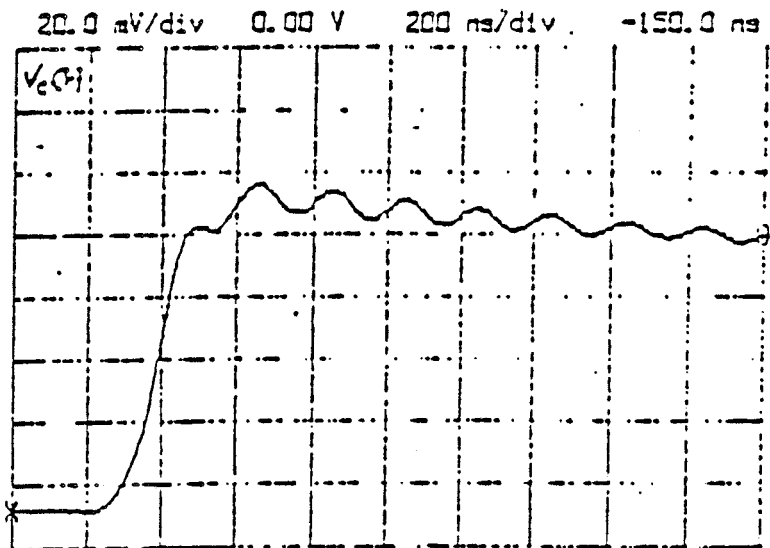
INFLUENCE DE LA RESISTANCE DE CONTACT

$L = 12 \text{ m}$

courant perturbateur



connecteur d'origine



connecteur à vis

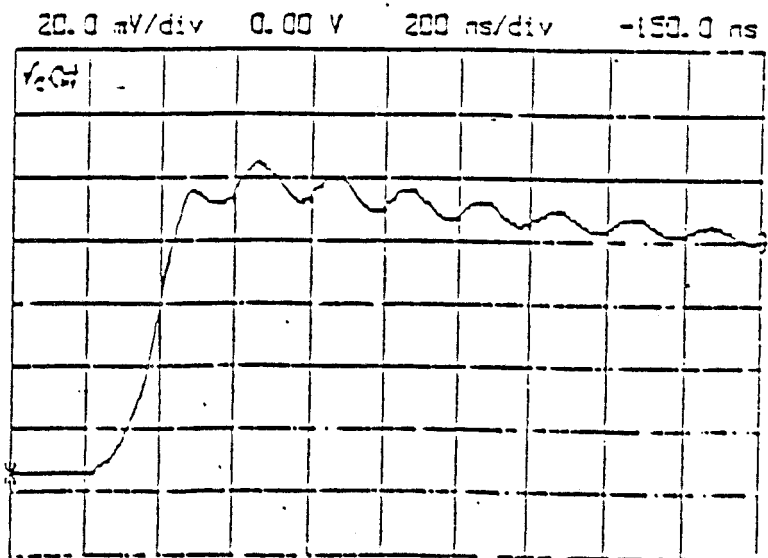
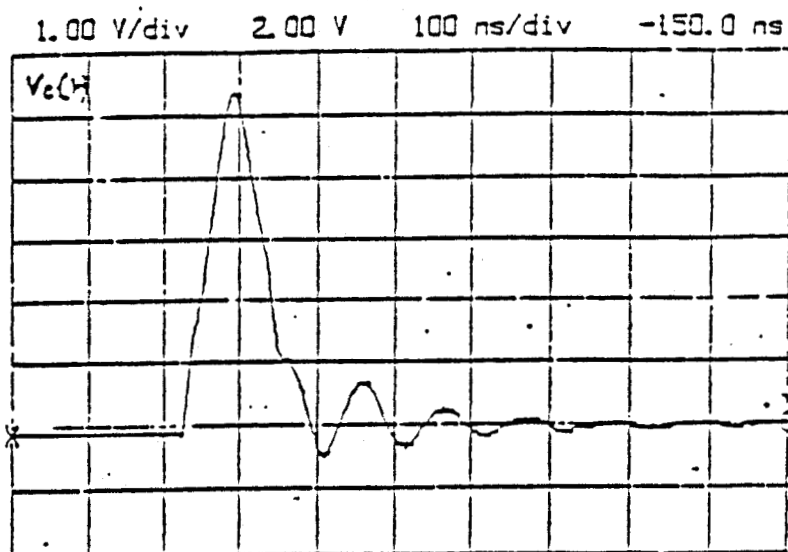


PLANCHE (I-10)

BLINDAGE DU CABLE COUPE

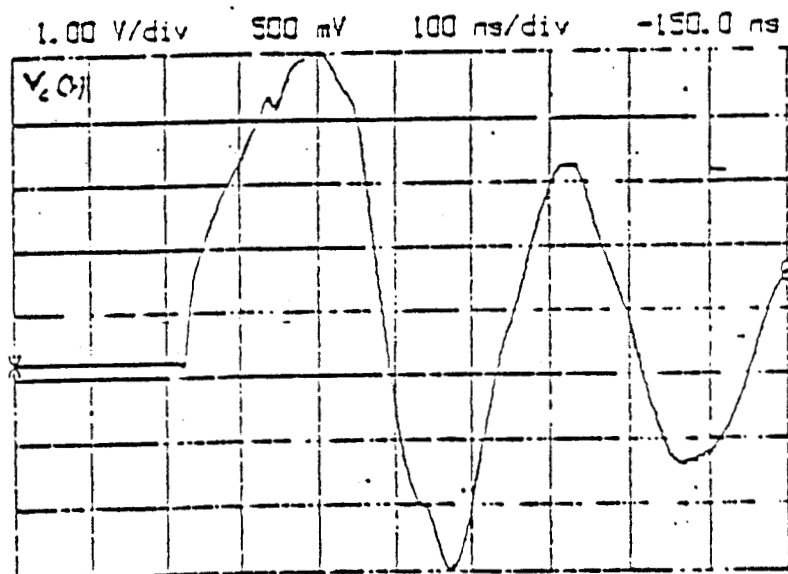
Câble "ARES"

L = 2 m



Câble "ARES"

L = 12 m



PL (I-11).

	tension parasite	énergie du signal
L = 2 m	<p>38 mV → 5 V</p>	$E_{L=12m} > E_{L=2m}$
L = 12 m	<p>90 mV → 5 V</p>	

Tableau (I-3)

On voit apparaitre dans ce tableau que l'énergie est bien liée à la longueur du cordon, conformément aux prévisions théoriques développées dans la thèse de L. Koné. [5]

VI.4 - Comportement de l'impédance de transfert sur un lot de cordons

Nous avons effectué des expériences sur deux lots de cordons de type ARES composant chacun dix échantillons de deux mètres et dix échantillons de douze mètres. Nous avons rassemblé sur le tableau (I-4) la valeur de l'impédance de transfert réduite à "R₀" sur chaque cordon et exprimée par unité de longueur soit en Ω/m.

- Les résultats portés sur la planche (I-12) confirment les faits observés lors des expériences précédentes. La valeur moyenne de R₀ est d'environ de 12 mΩ/m pour les cordons de deux mètres et de 3,7 mΩ/m pour les cordons de douze mètres.

L'écart type donné par la relation :

$$\sigma_{R_0} = \left| \frac{\sum (R_{0i} - \bar{R}_0)^2}{N} \right|^{1/2} \quad (49)$$

avec :

R_0 : valeur moyenne

N : nombre d'échantillons

R_{0i} : valeur de R_0 pour chaque échantillon

a pour valeur dans le premier cas de $3,4 \text{ m}\Omega/\text{m}$ et dans le second cas de $0,5 \text{ m}\Omega/\text{m}$.

La dispersion plus faible de l'impédance de transfert mesurée sur les échantillons de douze mètres montre l'importance relative du contact connecteur blindage.

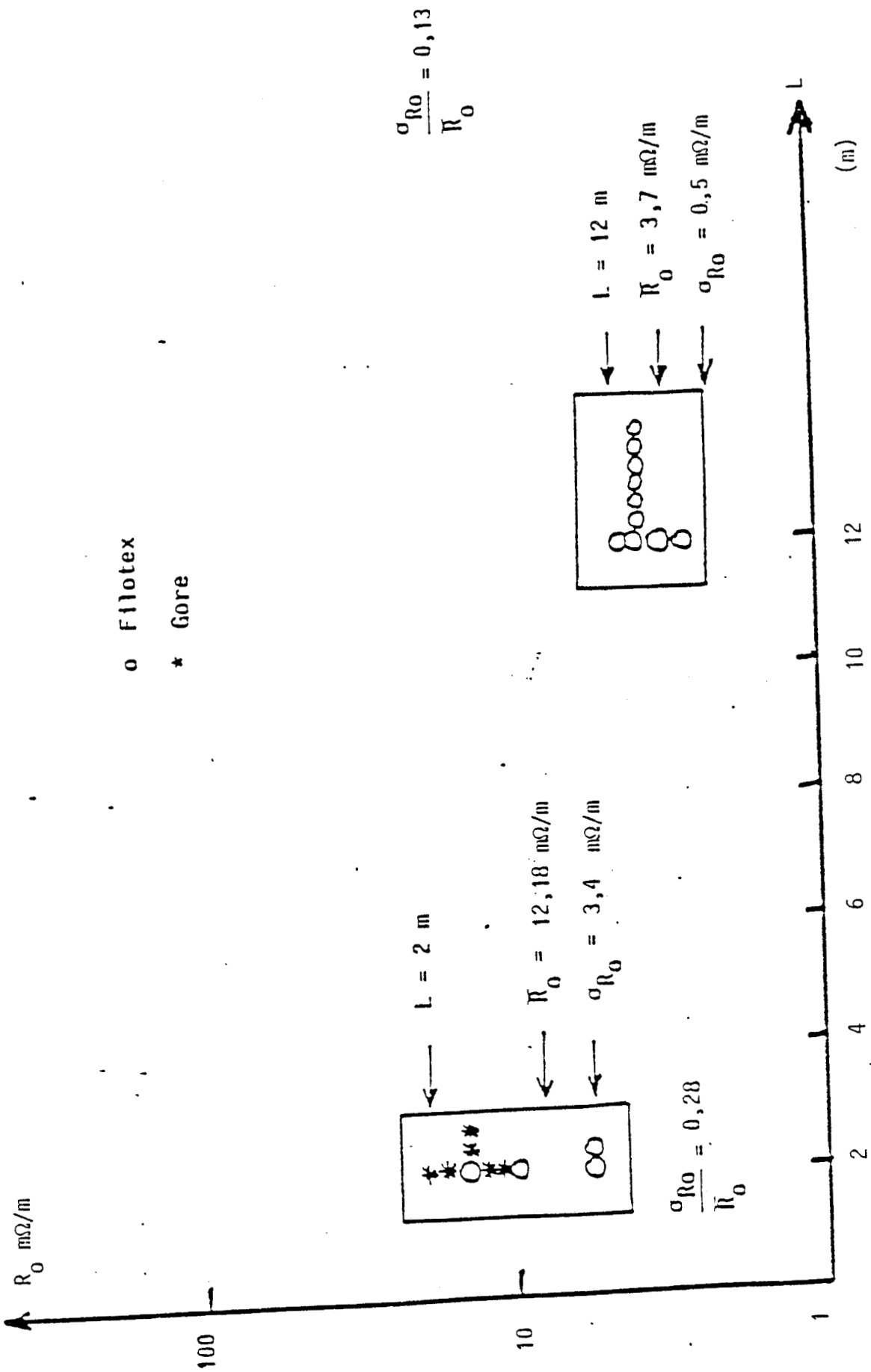
MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

Fabricant *	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F	F
Longueur (m)	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12
Zt (Ω/m)	3,3110 ⁻³	2,710 ⁻³	3,810 ⁻³	410 ⁻³	3,710 ⁻³	4,810 ⁻³	410 ⁻³	3,810 ⁻¹	3,810 ⁻³	3,810 ⁻³	3,610 ⁻³	3,610 ⁻³

Fabricant *	F	G	F	G	F	G	F	G	F	G	F	G	F
Longueur (m)	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
Zt (Ω/m)	10,910 ⁻³	1110 ⁻³	14,610 ⁻³	1310 ⁻³	1510 ⁻³	6,110 ⁻³	14,810 ⁻³	14,610 ⁻³	15,810 ⁻³	14,610 ⁻³	15,810 ⁻³	610 ⁻³	610 ⁻³

Tableau (I-4)

* F : Filotex
G : Gore



Pl. (I-12)

CONCLUSION

Après avoir décrit les objectifs visés par le test automatique d'efficacité de blindage de cordons multifilaires, nous avons rappelé de manière brève le principe de mesure d'impédance de transfert du blindage d'un cordon.

Nous nous sommes attachés en premier lieu à montrer que la méthode utilisant l'échelon de courant est rapide à mettre en oeuvre, se révèle d'une grande souplesse dans l'identification des signaux et efficace lorsqu'il s'agit d'apprécier les défauts de blindage.

De nombreux essais effectués sur deux types de cordons (AMP et ARES) de différentes longueurs ont montré les rôles de la dimension longitudinale du cordon, des connecteurs et des conducteurs de masse internes au blindage (cordons ARES) qui influent directement sur la signature de la tension parasite.

CHAPITRE II

I - SYSTEME PERTURBATEUR FAISANT INTERVENIR UN PLAN DE REFERENCE
CONDUCTEUR [16]

I.1 - Principe

Pour l'application industrielle envisagée, la dimension longitudinale des cordons à tester varie de un à vingt mètres. Il est donc évident que l'utilisation d'une ligne perturbatrice concentrique au blindage telle qu'elle est décrite sur la figure (I-22) ne convient plus lorsque les cordons dépassent 2 mètres.

De plus, le test d'efficacité de blindage doit être le plus rapide possible. Toutes ces conditions impliquent un moyen d'excitation qui soit facile à mettre en oeuvre et le moins encombrant possible. Le principe expérimenté consiste à placer le cordon protégé par sa gaine PVC sur un plan métallique conformément au schéma de la figure (II-1).

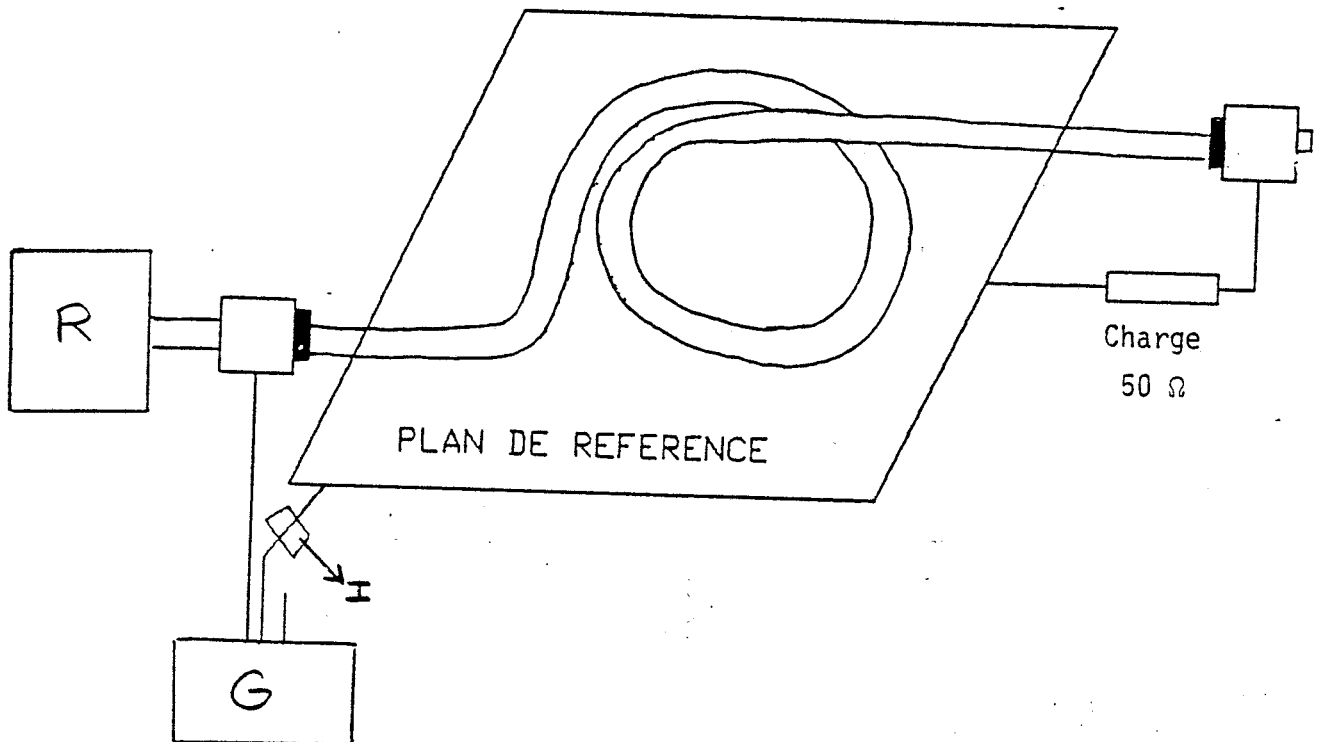


Figure (II-1)

Pour pouvoir comparer les résultats obtenus par la méthode du plan conducteur et ceux obtenus avec la méthode initiale, le courant perturbateur sera prélevé du conducteur reliant la masse du générateur au blindage d'une des extrémités du cordon alors que le plan est porté au potentiel du générateur.

L'autre extrémité du cordon est reliée à la résistance de charge. L'ensemble bobine - plan conducteur joue par conséquent le même rôle que la ligne coaxiale générant la perturbation ; un courant perturbateur $i_p(t)$ va par conséquent circuler dans le blindage du cordon et des connecteurs.

Soumis à des signaux impulsionnels, le comportement de ce dispositif sera toutefois différent de la ligne coaxiale. Supposons que la tension donnée par le générateur soit un échelon d'amplitude E_0 et de front de montée τ_d quasi nul. Figure (II-2)

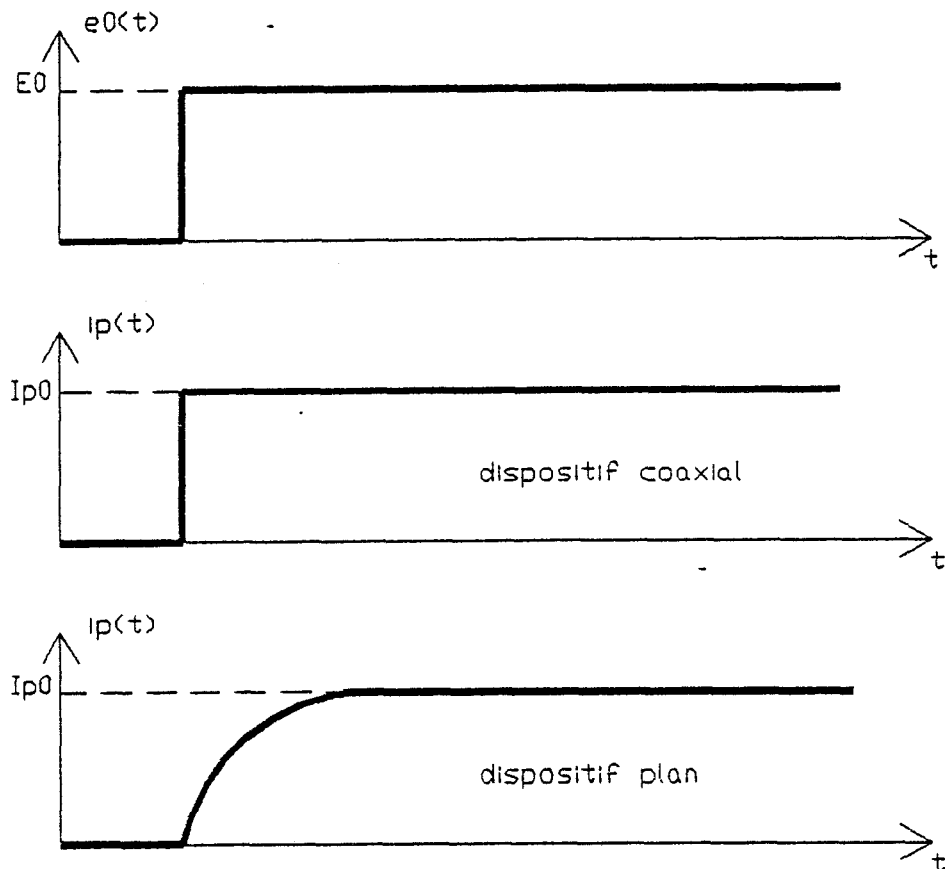


Figure (II-2)

Dans un dispositif coaxial connecté en extrémité sur une charge adaptée le courant $i_p(t)$ sera homothétique de la tension $e_o(t)$. Par contre dans le dispositif de la figure (II-1) le courant $i_p(t)$ sera influencé par l'inductance présentée par le cordon (inductance de la bobine). une expression possible du courant sera :

$$i_p(t) = I_{p0} (1 - e^{-t/\tau_0}) \quad (\text{II-1})$$

où τ_0 n'est autre que la constante de temps du circuit comprenant l'inductance du cordon L_0 et la résistance de charge R_p d'extrémité, soit :

$$\tau_0 = \frac{L_0}{R_p} \quad (\text{II-2})$$

avec

$$I_{p0} = \frac{E_0}{R_p} \quad (\text{II-3})$$

En première approximation le courant peut être confondu avec un échelon d'amplitude I_{p0} et de front de montée τ_{d0} s'apparentant à τ_0 .

Figure (II-3)

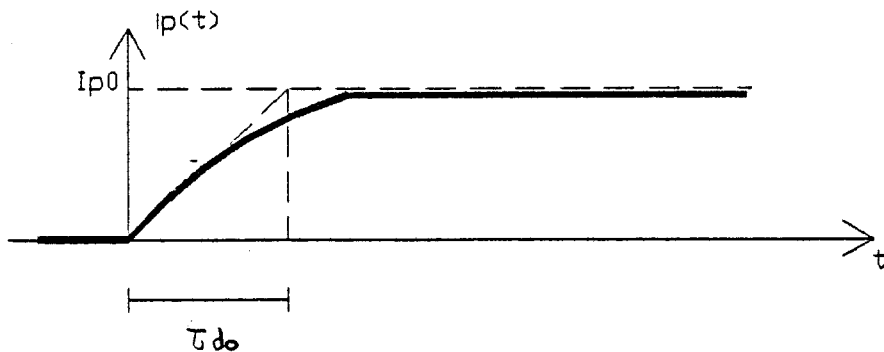


Figure (II-3)

où $\tau_{d0} = \tau_0 \quad (\text{II-4})$

L'inductance L_0 et la résistance R_0 imposent par conséquent le front de montée du courant, ce qui élimine toute la souplesse du réglage du courant signalée plus haut.

Une constante de temps τ_{d0} excessive risque par conséquent de masquer les couplages magnétiques.

Les signaux de la Planche (II-1) montrent sur un cordon AMP d'un mètre les courants et tensions respectivement mesurés par la méthode de la ligne concentrique a) et par la méthode du plan conducteur b).

Le courant perturbateur $i_p(o,t)$ appelle une remarque intéressante. L'effet dérivateur observé en a) ne se manifeste pas en b). On explique assez bien ce comportement en remarquant que la ligne perturbatrice ne joue plus le rôle d'une résistance parfaite. En effet la structure géométrique du câble forme une boucle dont l'inductance est suffisante pour amortir sensiblement le front de montée du courant, ce qui élimine la dérivation observée en a).

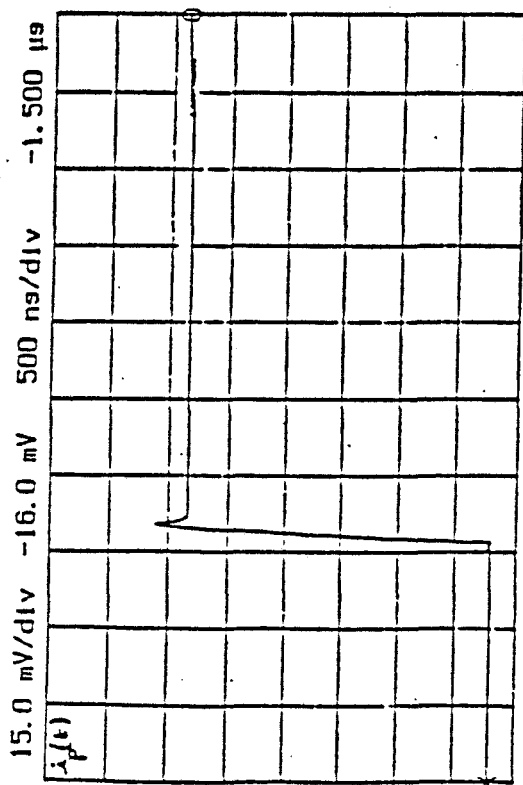
S'agissant maintenant de la tension parasite le signal est identique pour chacune des deux expériences, le maximum est donc bien provoqué par l'imperfection du connecteur du cordon AMP.

I.2 - Influence de la dimension longitudinale du cordon

Cette fois-ci les expériences sont menées sur un cordon du même type que le précédent mais avec une longueur de vingt mètres. Les essais ont été effectués pour un front de transition du courant perturbateur prenant pour valeur quatre vingt dix ns. Les signaux ainsi obtenus sont reproduits sur la planche (II-2).

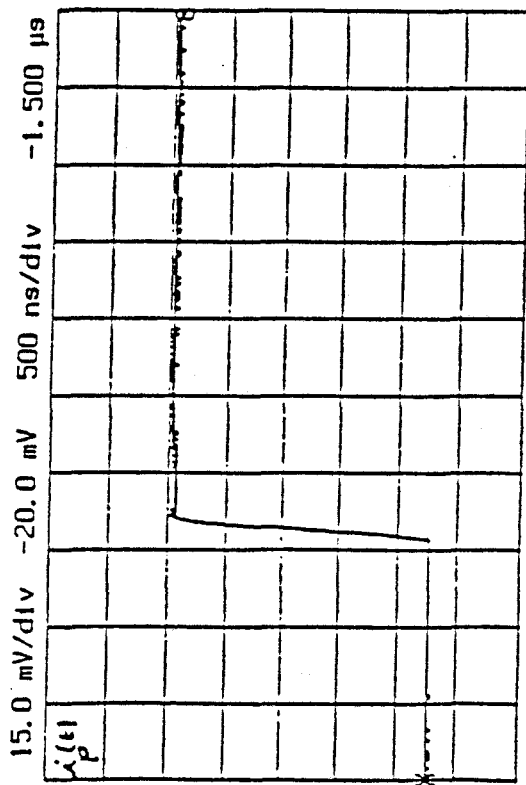
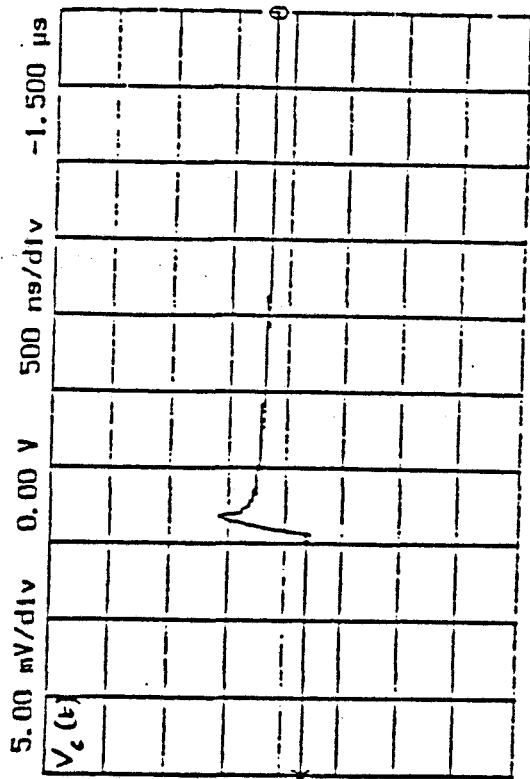
L'évolution du courant perturbateur confirme bien les hypothèses avancées plus haut. Pour le câble de 20 m l'inductance de la bobine s'est fortement accrue ainsi que la constante de temps qui est cette fois bien supérieure au temps de transition τ_d .

INFLUENCE DE LA LIGNE PERTURBATRICE



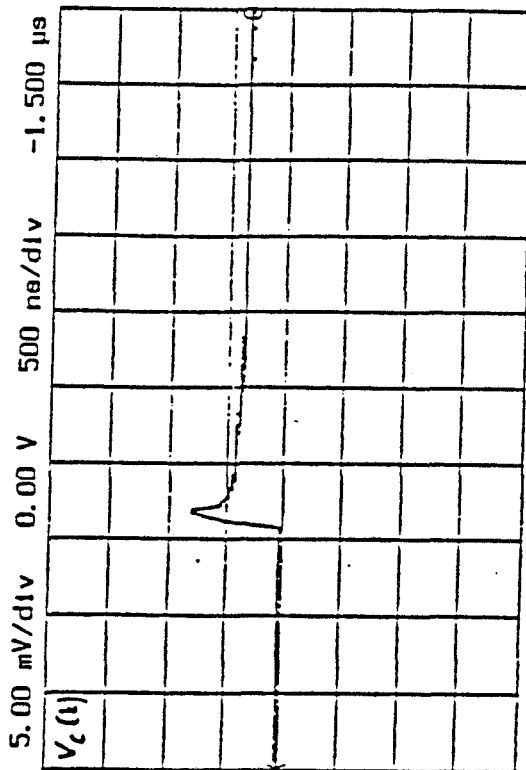
Ligne perturbatrice concentrique

a)



Plan excitateur

b)

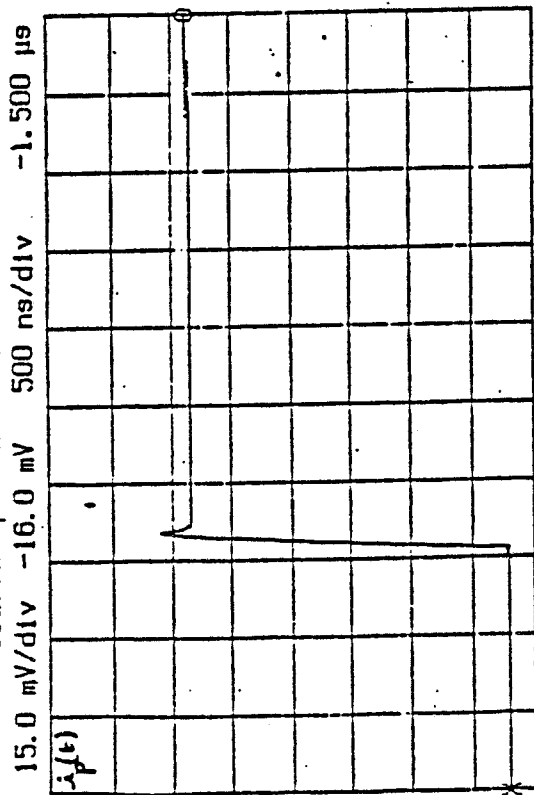


Câble AMP réf. BM 58081603 - Longueur 1 m

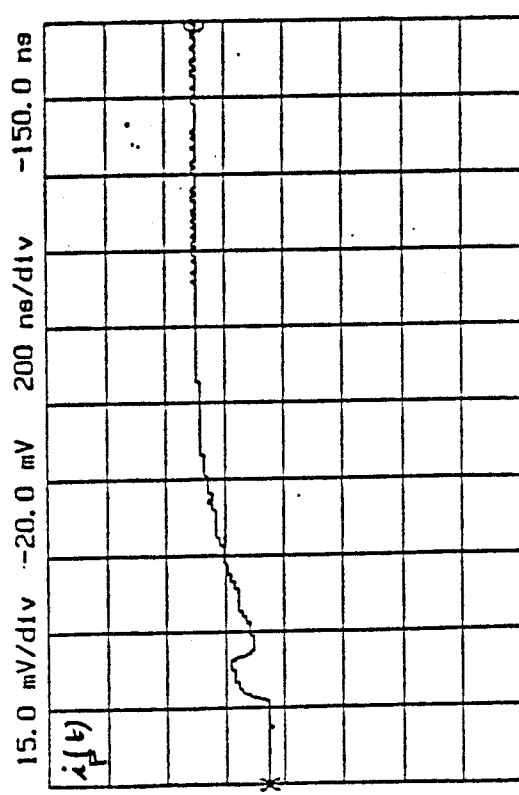
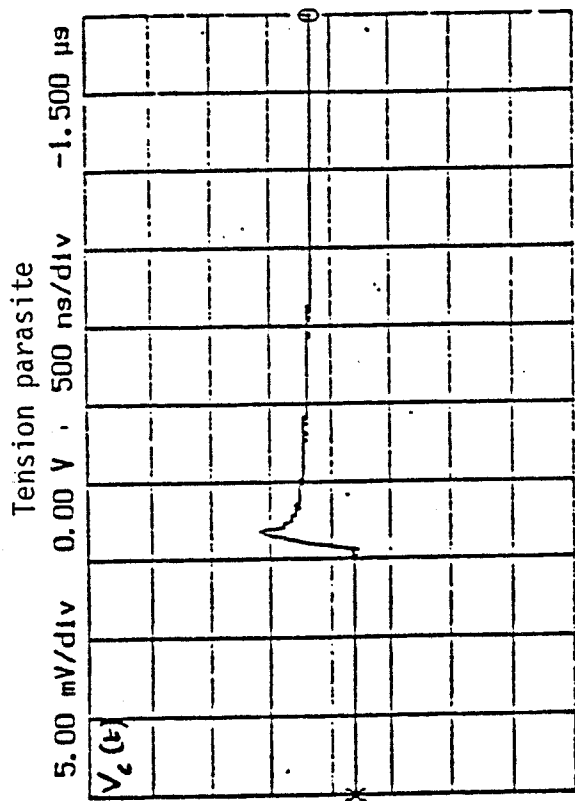
PL (II-1)

INFLUENCE DE LA LONGUEUR

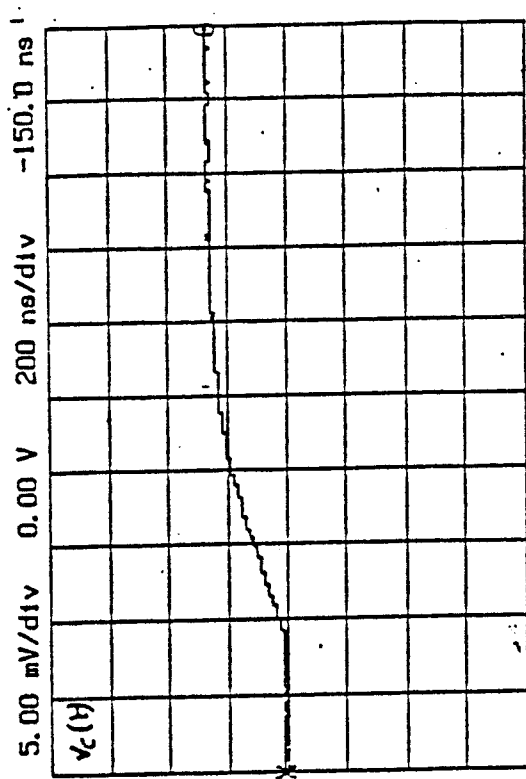
Courant perturbateur $\tau_d = 90$ ns



L = 1 m



L = 20 m



Câble AMP - Réf. BM 58081603

PL (II-2)

Si nous considérons maintenant la tension parasite, le maximum observé sur la planche (II-1) a disparu, deux raisons à ce comportement, sur un cordon plus long l'effet de connecteur est minimisé et enfin l'allongement du temps de montée dû à la constante de temps du circuit perturbateur ne permet pas l'apparition de la dérivation qui traduit l'effet de couplage magnétique dû à la nature du blindage ou de leurs imperfections.

Nous retiendrons de cette expérience la nécessité de compenser l'influence de l'inductance présentée par les cordons, inductance dont l'effet est de réduire considérablement le front de montée du courant perturbateur injecté dans les cordons. Nous verrons dans le prochain paragraphe que plusieurs possibilités basées sur des principes physiques différents s'offrent à nous pour y remédier.

II - COMPENSATION DE L'INDUCTANCE DES CABLES CONDITIONNES EN BOBINE [18]

Nous avons vu dans le premier chapitre que les expériences menées avec les cordons AMP ont mis en évidence que la dimension longitudinale a surtout pour effet d'engendrer une inductance dont la conséquence est d'accroître le temps de montée du courant perturbateur, ce qui peut être gênant lorsqu'on souhaite observer les couplages magnétiques.

Les mêmes expériences menées avec les cordons ARES et notamment sur les cordons de douze mètres n'ont pas révélé cet effet. Ce comportement tient au conditionnement du cordon. Figure (II-4)

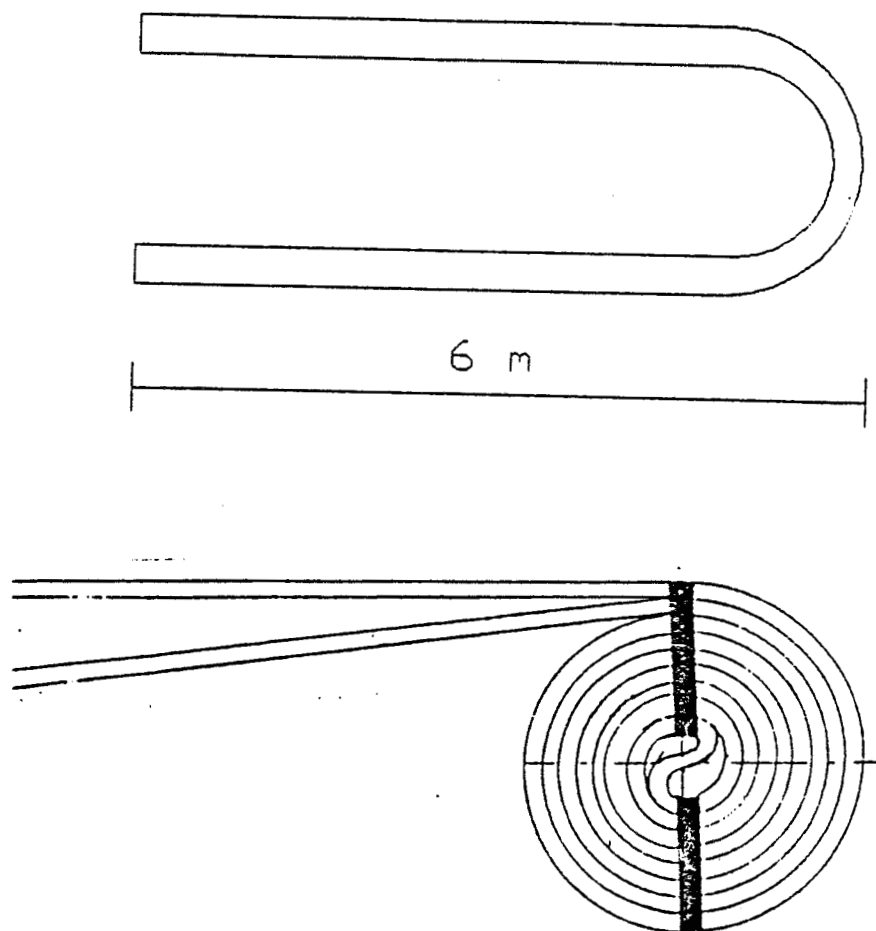


Figure (II-4)

Celui-ci est replié pour former deux parties d'égales longueurs. Le cordon ainsi conditionné est assemblé en bobine de trente centimètres de diamètre. Lorsque le blindage est parcouru par le courant perturbateur, la bobine se comporte comme deux inductances en série dont les flux s'opposent. La réactance est donc essentiellement due au flux de fuite d'où un effet pratiquement transparent sur les fronts de montée. Le test des cordons AMP de grandes dimensions longitudinales sera par conséquent grandement facilité si on parvient à mettre en oeuvre ce type de bobine. Dans le cas contraire il faudra modifier la méthode de test en recherchant, lors de l'injection du courant perturbateur, un moyen permettant de compenser l'influence de l'inductance présentée par le câble.

Des expériences pratiquées au laboratoire ont orienté notre choix autour de trois possibilités qui sont toutes basées sur des principes physiques différents.

II.1 - Opposition des inductances de couplage

C'est l'application du principe évoqué plus haut où on recherche à opposer les inductances de couplage de deux cordons identiques.

Figure (II-5)

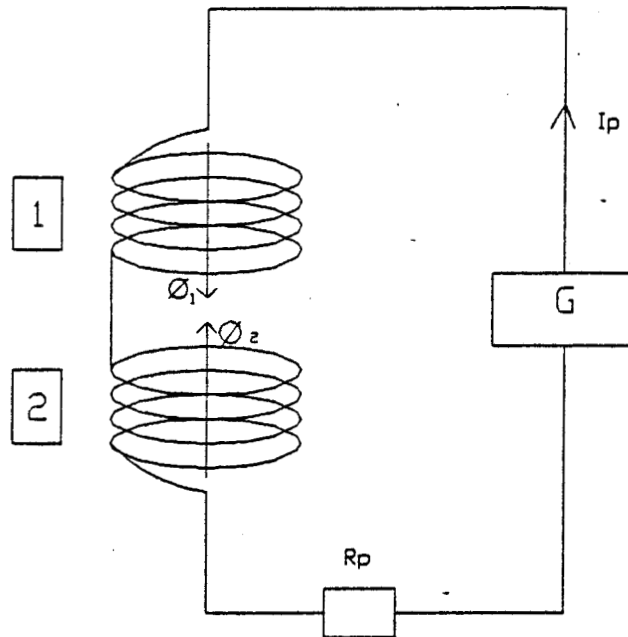


Figure (II-5)

La source HF impose dans deux cordons identiques le courant I_p , 1 et 2 produisent respectivement les flux ϕ_1 et ϕ_2 dont le flux résultant s'exprime :

$$\Psi_r = \phi_1 - \phi_2 \quad (\text{II-5})$$

Le flux résultant dans la première bobine va s'exprimer :

$$\Psi_{r1} = L_1 I_p - L_{12} I_p \quad (\text{II-6})$$

Alors que le flux résultant dans la seconde bobine sera :

$$\Psi_{r2} = L_2 I_p - L_{12} I_p \quad (\text{II-7})$$

Le flux total produit par 1 et 2 s'exprime :

$$\Psi_t = \Psi_{r1} + \Psi_{r2} \quad (\text{II-8})$$

soit :

$$\Psi_t = (L_1 + L_2 - 2 L_{12}) I_p \quad (\text{II-9})$$

Ψ_t peut être relié à une inductance globale L_g telle que :

$$\Psi_t = L_g I_p \quad (\text{II-10})$$

L_1 et L_2 peuvent aussi s'exprimer :

$$\begin{aligned} L_1 &= l_1 + L_{12} \\ L_2 &= l_2 + L_{12} \end{aligned} \quad (\text{II-11})$$

où l_1 et l_2 ne sont autres que les inducteurs de fuites d'où :

$$L_g = l_1 + l_2 \quad (\text{II-12})$$

L'inductance globale est ainsi uniquement fonction des fuites magnétiques entre 1 et 2. Il faudra s'efforcer de réduire le plus possible cette inductance de fuite. Si la générateur d'impulsions donne une f.e.m. de type échelon soit :

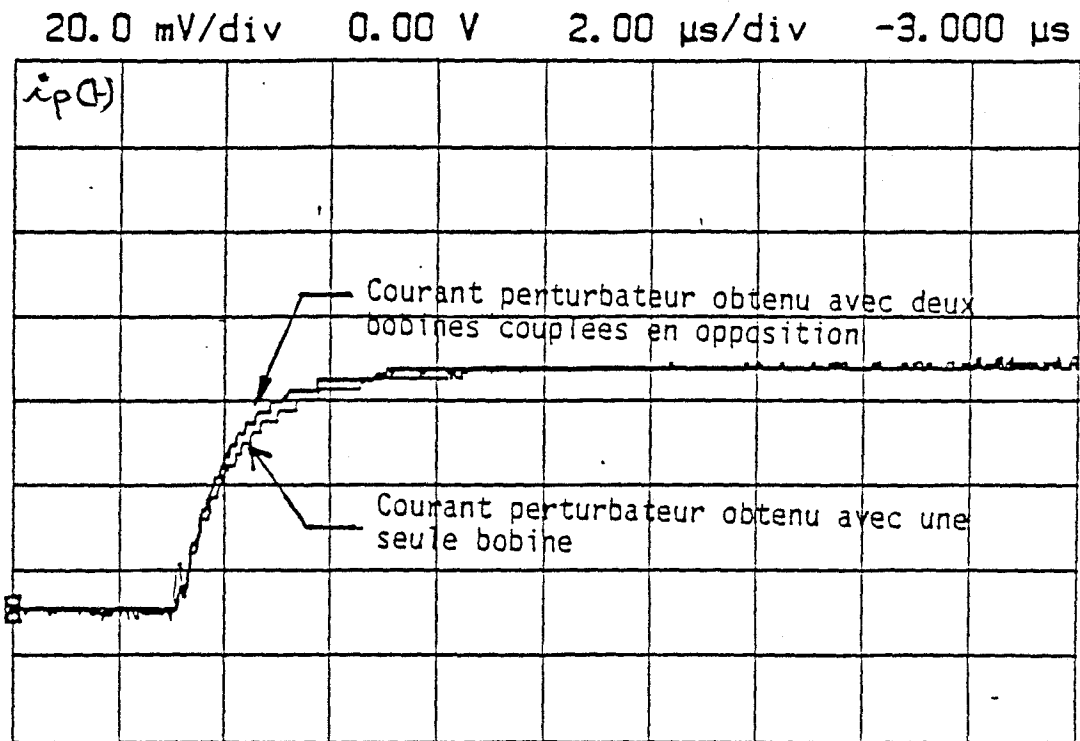
$$e(t) = E_0 \gamma(t) \quad (\text{II-13})$$

Le courant perturbateur s'exprimera :

$$I_p(t) = \frac{E_0}{R_0 + R_p} (1 - e^{-t/\tau_d}) \gamma(t) \quad (\text{II-14})$$

où R_0 représente la résistance interne de la source, R_p la résistance de charge du circuit perturbateur et τ_d la constante de temps correspondante qu'on relie facilement à l'inductance globale puisque :

$$\tau_d = \frac{L_g}{R_0 + R_p} \quad (\text{II-15})$$



PL(II-3)

Les signaux de la Planche (II-3) montrent la signature du courant perturbateur obtenue avec une seule bobine et avec deux bobines couplées en opposition. Il s'agit de cordons d'une dimension de vingt mètres de type AMP - réf. : BM 58081603.

La constante de temps est cependant réduite insuffisamment pour que cette solution soit crédible, il semble également peu probable de réduire les inductances de fuites par des moyens technologiques simples.

II.2 - Génération du courant perturbateur par induction magnétique

La source débite dans un circuit primaire, comprenant une spire branchée avec une résistance $R_0 = 50 \Omega$. Figure (II-6)

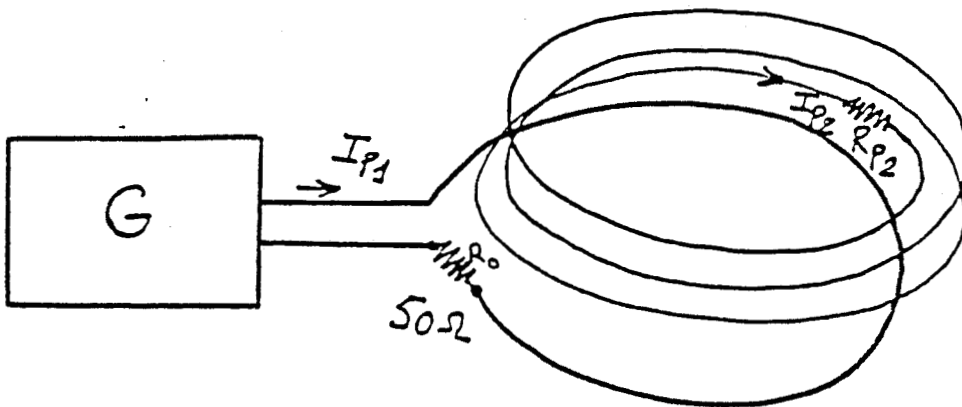


Figure (II-6)

La spire primaire est alimentée par la f.e.m. $e(t)$. Pour le spectre couvert par cette f.e.m. perturbatrice, on peut estimer que la réactance de cette spire est bien inférieure à 50Ω .

$$L_1 \omega \ll 50 \Omega \quad (\text{II-16})$$

Le courant primaire est donc pratiquement homothétique de la f.e.m. soit

$$i_{p1}(t) = \frac{e_1(t)}{R_0 + R_p} = \frac{e_1(t)}{50 + R_p} \quad (\text{II-17})$$

Le cordon conditionné en bobine est couplé à la spire primaire, on a donc

$$e_2(t) = R_{p2} i_{p2} + L_2 \frac{di_{p2}}{dt} - L_{12} \frac{di_{p1}}{dt} \quad (\text{II-18})$$

La bobine étant un circuit fermé on a

$$e_2(t) = 0$$

La relation ~~(II-18)~~ devient donc

$$R_{p2} i_{p2} + L_2 \frac{di_{p2}}{dt} = L_{12} \frac{di_{p1}}{dt} \quad (\text{II-19})$$

Comme la tension aux bornes de R_{p2} est très faible devant la tension aux bornes de la bobine L_2 , on obtient

$$\frac{di_{p2}}{dt} = \frac{L_{12}}{L_2} \frac{di_{p1}}{dt} \quad (\text{II-20})$$

Si on intègre la relation (II-20), le courant secondaire va s'écrire

$$i_{p2}(t) = \frac{L_{12}}{L_2} i_{p1}(t) \quad (\text{II-21})$$

$i_{p2}(t)$ sera par conséquent homothétique de $i_{p1}(t)$ avec une amplitude toutefois plus petite puisque

$$\frac{L_{12}}{L_2} \ll 1 \quad (\text{II-22})$$

Les signaux de la Planche (II-4) montrent le courant primaire et le courant secondaire obtenus lorsque $R_{p2} = 0$, l'expérience est menée sur cordon AMP de vingt mètres. Le front de montée du courant primaire est conservé, on remarque toutefois des oscillations qui proviennent de la résonance de la bobine provoquée par sa capacité propre. On peut amortir

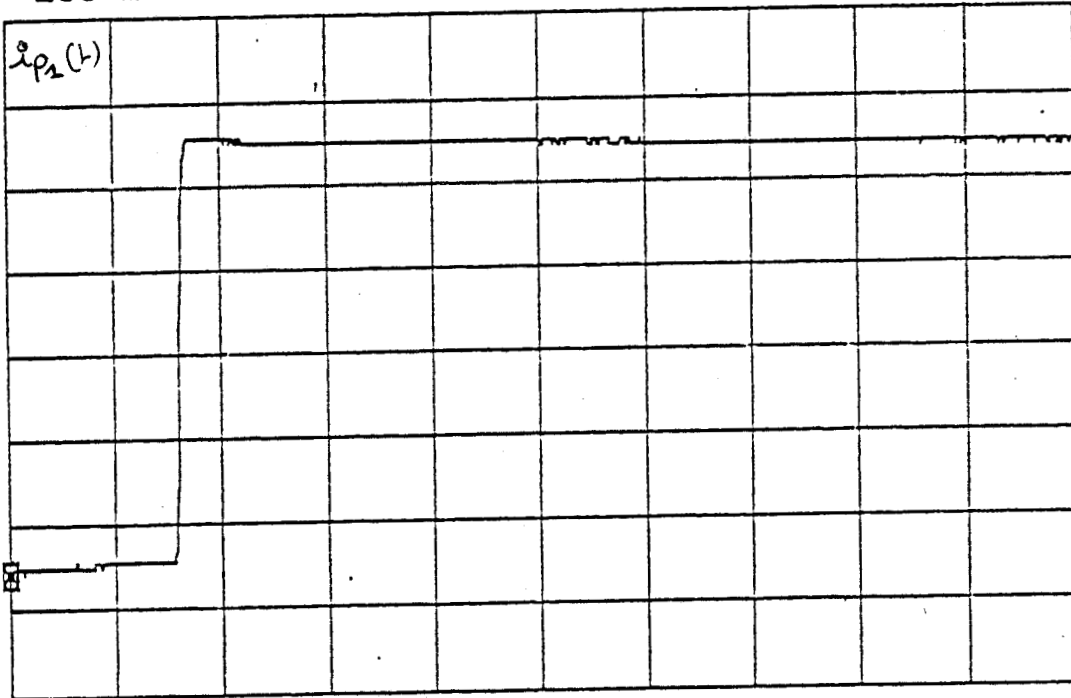
Courant primaire

200 mV/div

-310 mV

2.00 μ s/div

-3.100 μ s



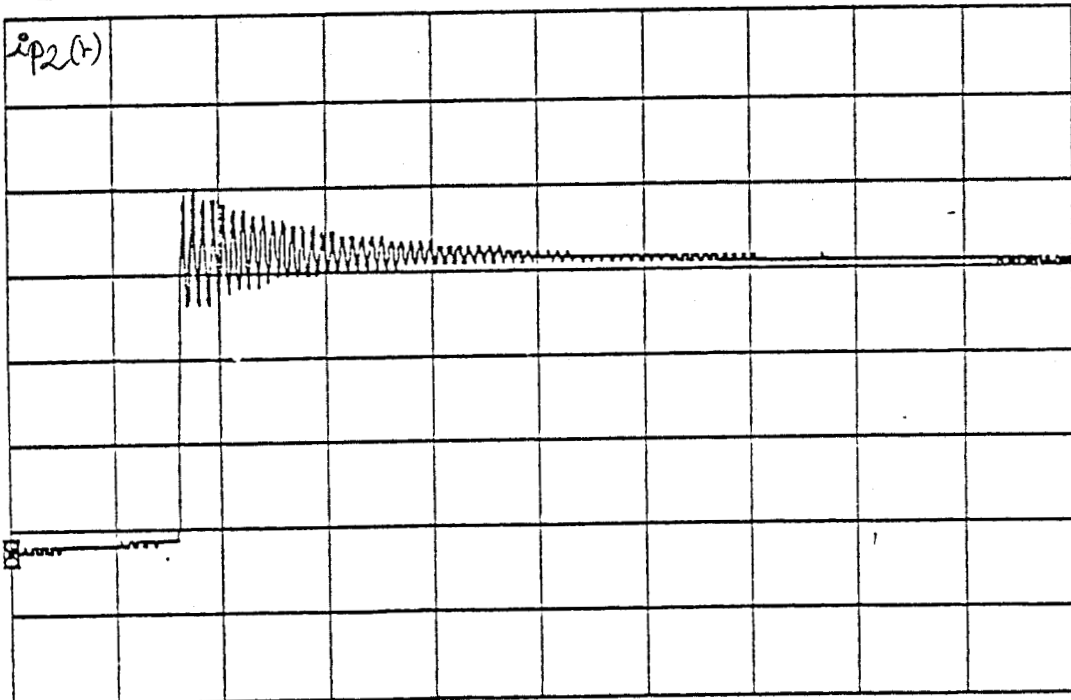
Courant circulant dans le cordon AMP lorsque $R_{p2} = 0 \Omega$ (courant secondaire)

20.0 mV/div

-10.0 mV

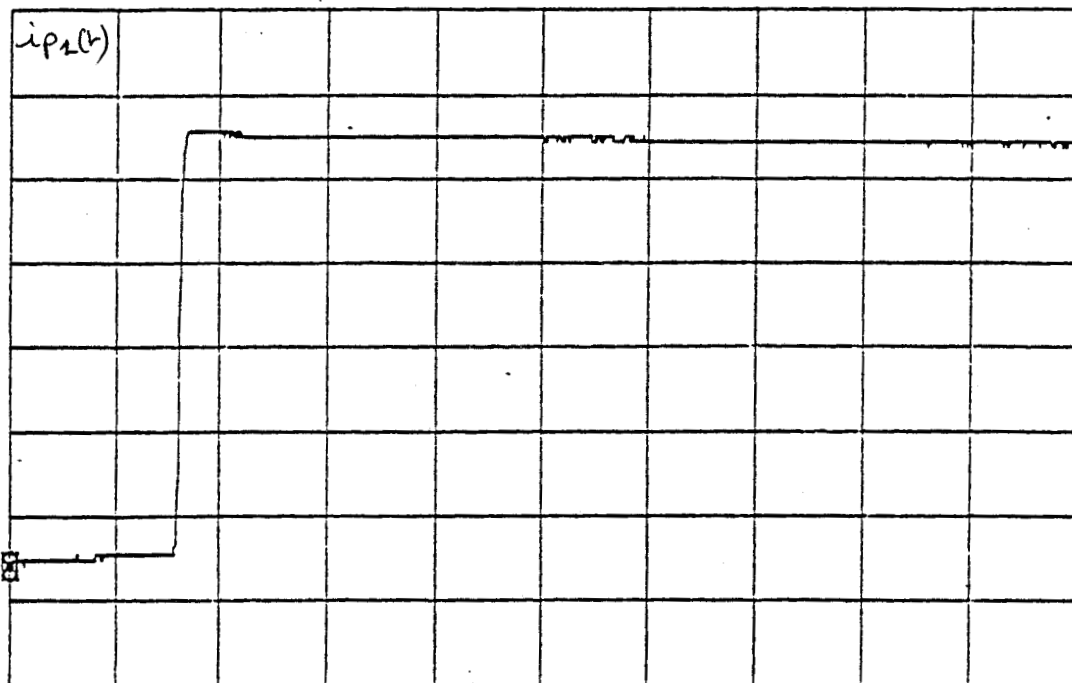
2.00 μ s/div

-3.100 μ s



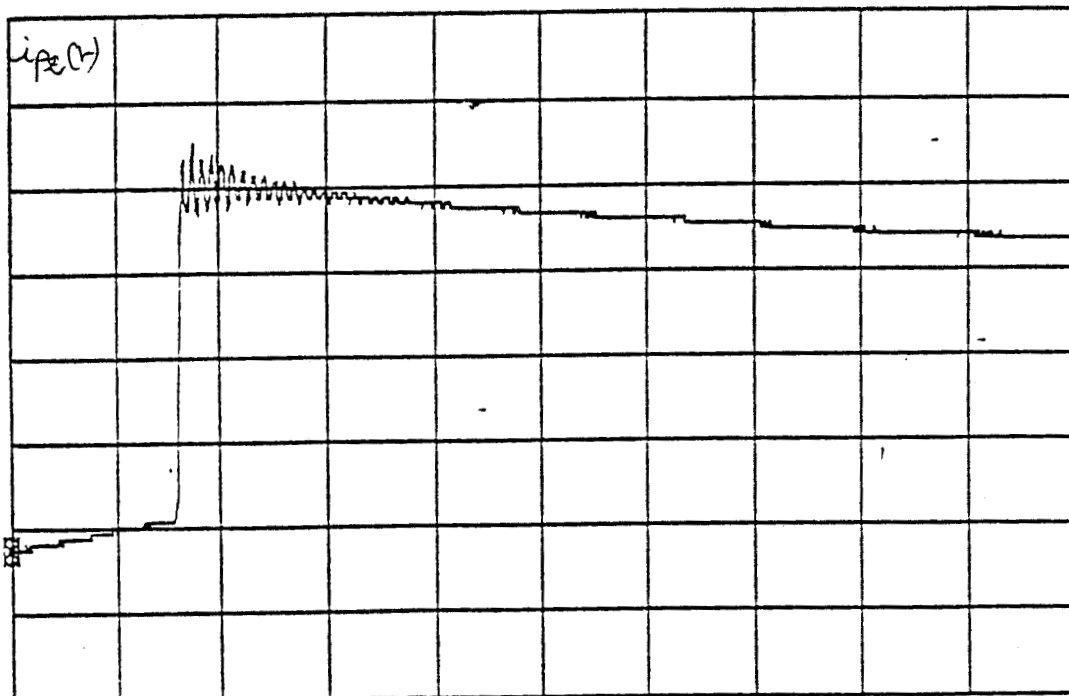
Courant primaire

200 mV/div -310 mV 2.00 μ s/div -3.100 μ s



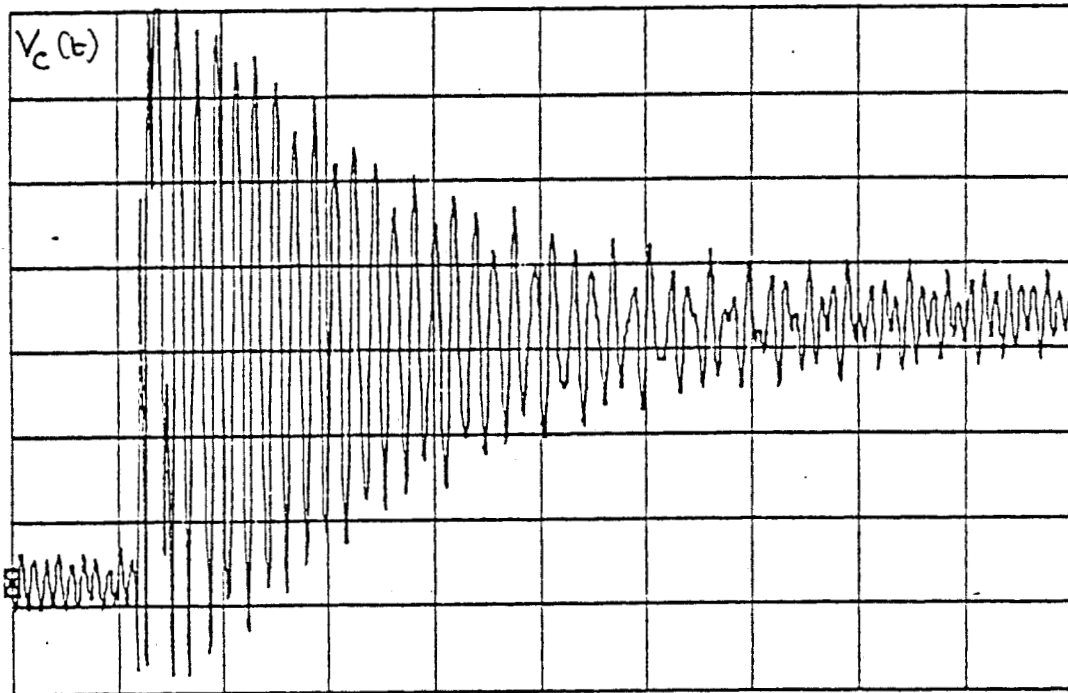
Courant circulant dans le cordon AMP lorsque $R_{p2} = 5,6 \Omega$ (courant secondaire)

20.0 mV/div -10.0 mV 2.00 μ s/div -3.100 μ s



Tension parasite mesurée sur le cordon AMP

5.00 mV/div · 12.5 mV 1.00 μ s/div -12.00 μ s



PL(II-5-b)

ces oscillations par la résistance de charge secondaire. La Planche (II-5-a) montre le courant secondaire obtenu lorsque $R_{p2} = 5,6 \Omega$. La signature de l'échelon est peu influencée par R_{p2} et les oscillations sont bien amorties. Ce dispositif simple à mettre en oeuvre engendre toutefois un courant perturbateur d'amplitude assez faible, environ dix fois plus faible que le courant primaire, ce qui nécessite impérativement le recours à une chaîne d'amplification de tension intégrée à la mesure de la tension parasite.

Le signal de la Planche (II-5-b) correspond effectivement à la tension parasite mesurée sur le cordon AMP. La part relative des oscillations est ici plus abondante que celle superposée au courant perturbateur. C'est la traduction du couplage magnétique due à l'imperfection du cordon AMP qui évidemment renforce la région haute fréquence du spectre du courant perturbateur délimité par la fréquence propre de ces oscillations.

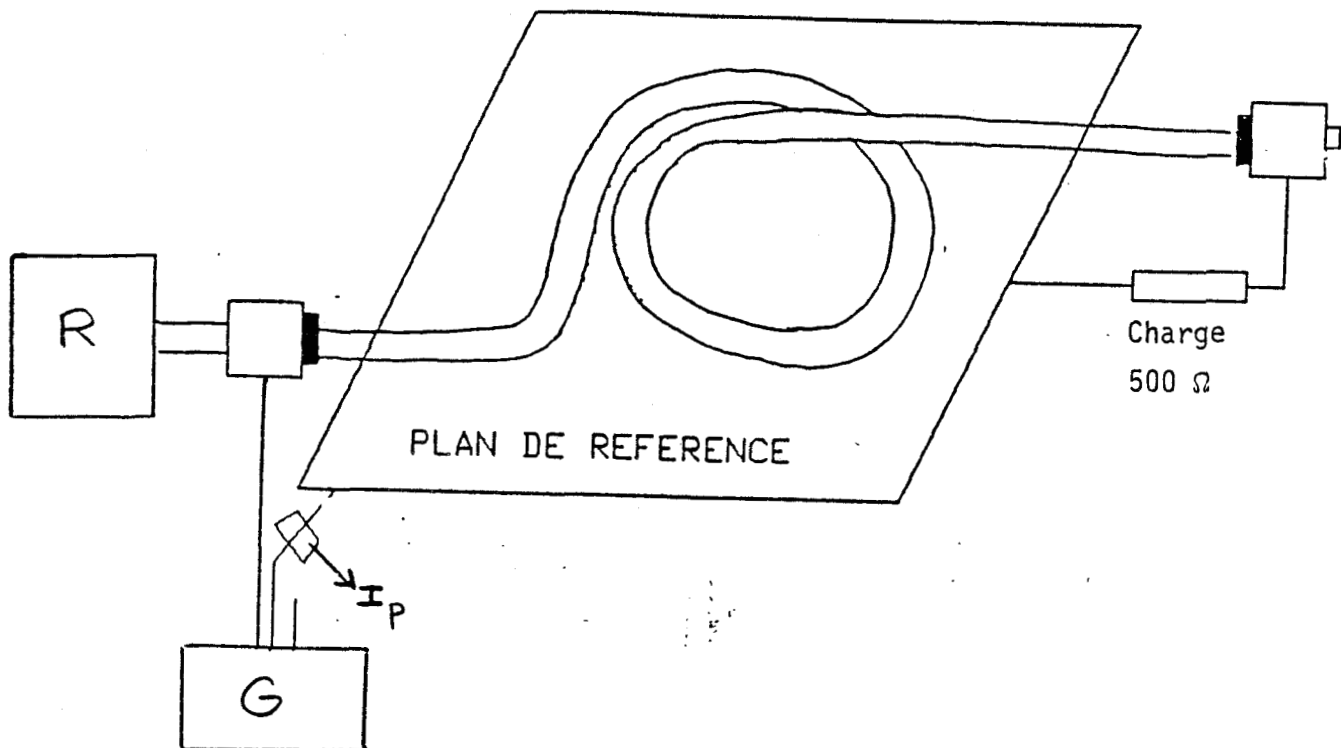
II.3 - Injection sur une grande impédance de charge [19]

II.3.1 - Principe

Pour réduire la constante de temps du circuit perturbateur, une solution consiste à connecter la bobine sur une grande impédance de charge.

Le principe est d'obtenir un τ_d ni trop lent car cela effacerait le couplage magnétique, ni trop rapide car il y aurait alors risque de l'accentuer au détriment de la diffusion.

Les expériences effectuées sur les câbles AMP de longueur 20 m ont montré que, pour ce cas précis, la multiplication par un facteur dix de la résistance de charge R_p offre un bon compromis. Figure (II-7)



Figure(II-7)

Les signaux de la planche (II-6) montrent le courant et la tension obtenus lorsque l'impédance de charge R_p passe de 50Ω à 500Ω .

Le front de montée τ_d a été réduit d'un facteur dix. L'amplitude du courant perturbateur est évidemment réduite d'un facteur dix, il faut donc recourir à une chaîne d'amplification comme c'est le cas pour le système à injection induite. Au front de montée du courant perturbateur se superpose une impulsion résiduelle due à un effet de transition source circuit, la tension parasite est par contre correctement reproduite.

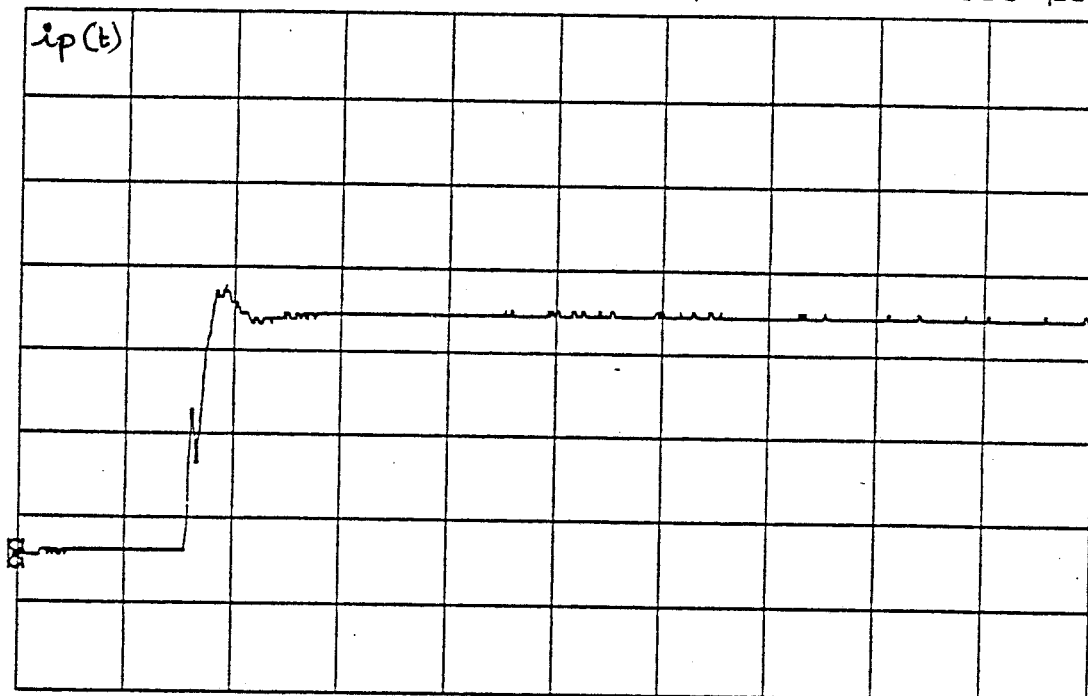
II.3.2 - Influence d'une coupure de blindage

La liaison entre le connecteur et le blindage est coupée, le courant perturbateur reste pratiquement inchangé par rapport à celui de la planche (II-6), par contre nous observons un accroissement important de l'amplitude de la tension parasite qui passe de 85 mV à environ 10 V .
Planche (II-7-a)

Sur la planche (II-7-b) figure le signal obtenu lorsque la continuité de masse est assurée non plus par le blindage du câble mais par un simple drain qui ici a été matérialisé par un conducteur intérieur du câble.

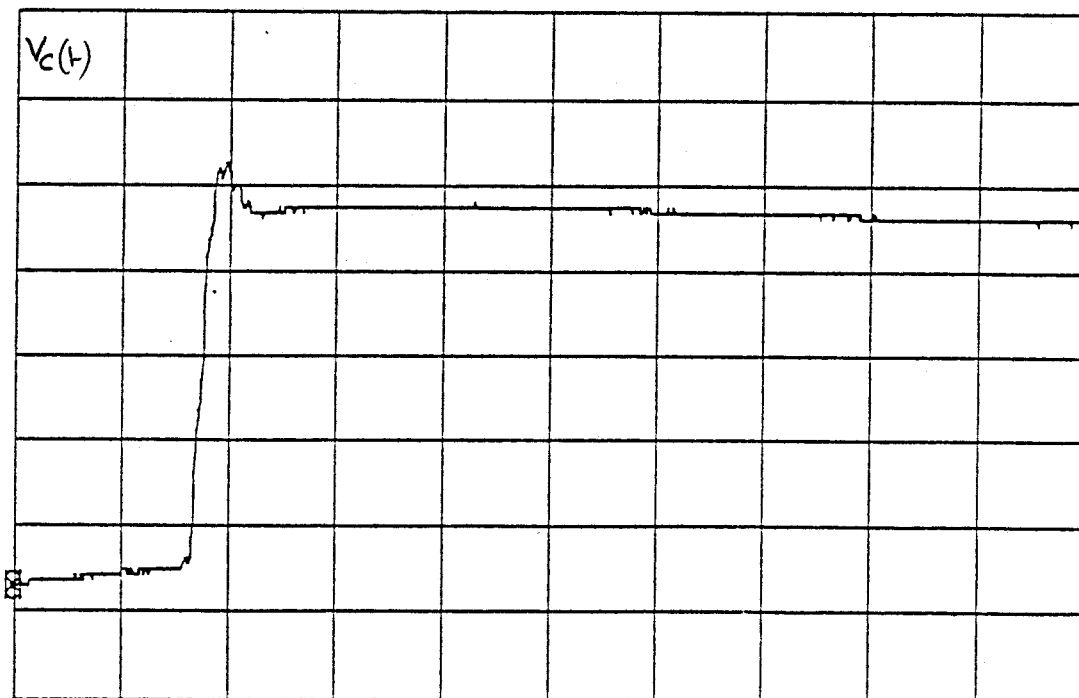
Courant perturbateur $R_p = 500$ ohms

5.00 mV/div 0.00 V 2.00 μ s/div -3.100 μ s



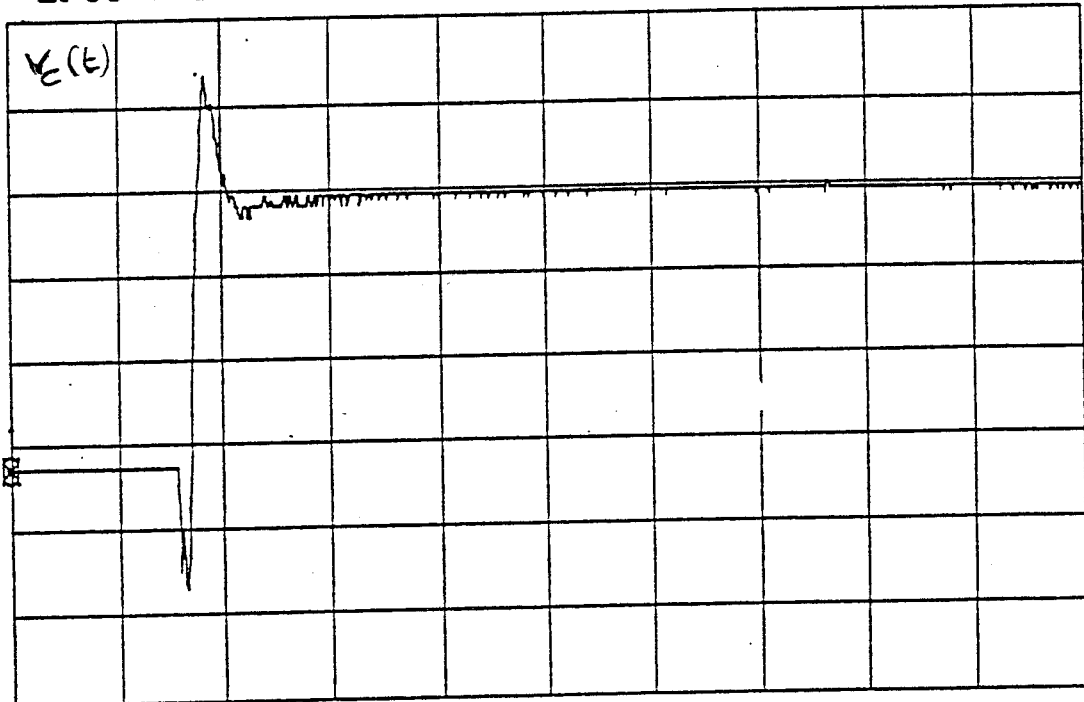
Tension parasite $R_p = 500$ ohms

20.0 mV/div -20.0 mV 2.00 μ s/div -3.100 μ s



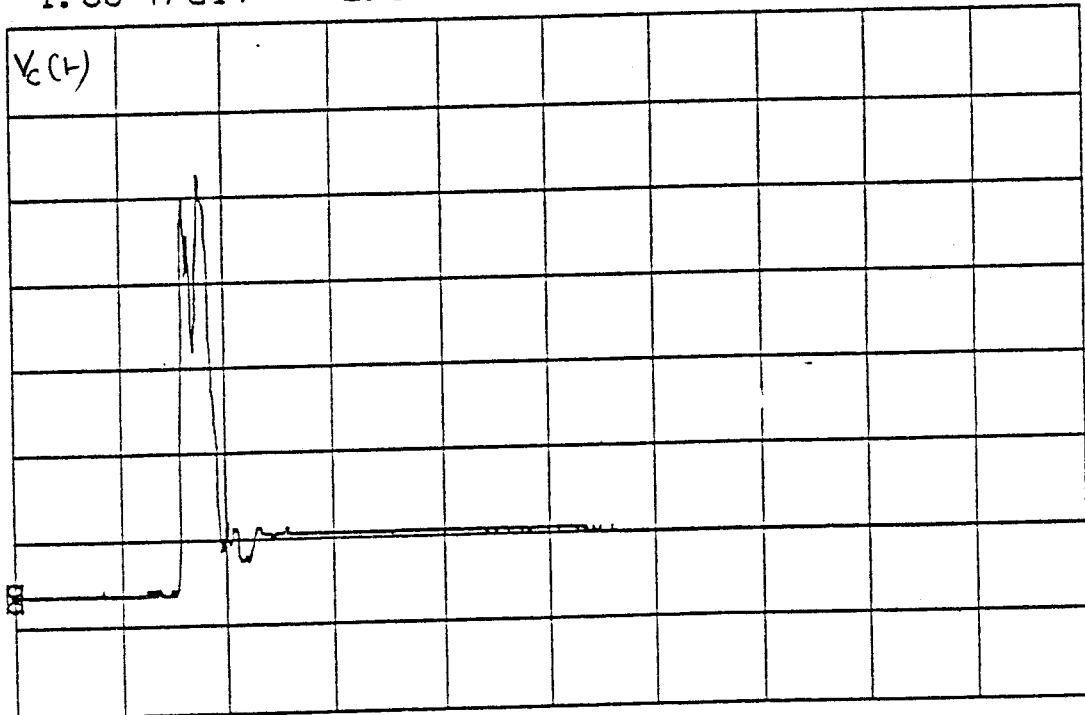
Blindage coupé

2.00 V/div -3.00 V 2.00 μ s/div -3.100 μ s



PL(II-7-a)

1.00 V/div 2.00 V 2.00 μ s/div -3.100 μ s



PL(II-7-b)

Durant la période transitoire l'amplitude croit de façon importante jusqu'à atteindre cinq volts.

En régime permanent on retrouve l'amplitude de la tension parasite de la Planche (II-6).

II.2.3 - Conclusion

Au vu des résultats obtenus, ce moyen qui consiste à utiliser une injection sur une grande impédance de charge possède l'avantage d'être simple et facile à mettre en oeuvre puisque la réduction de la constante de temps du circuit perturbateur peut être réalisée tout en gardant le même principe de mesure que celui décrit dans le paragraphe I de ce chapitre.

Pendant il sera nécessaire de prévoir autant d'impédances de charges différentes que de types de câbles à tester. De plus il faudra prévoir un amplificateur de tension variable intégré à la masse de la tension parasite.

Nous retiendrons donc cette méthode comme solution définitive pour la mise au point du testeur.

III - GESTION AUTOMATIQUE DU TEST D'EFFICACITE DE BLINDAGE [20]

III.1 - Protocole d'aide à la décision

Les expériences préliminaires ont révélé que l'efficacité de blindage d'un cordon multifilaire équipé de connecteurs est sensible à deux paramètres : la qualité du contact liant le connecteur au blindage, le défaut franc de ce contact.

La méthode impulsionnelle permet de discerner ces deux défauts. Le premier ne modifie pas l'allure de la réponse du câble, il en change simplement l'amplitude alors que le second se traduit à l'extrémité du câble par une tension pratiquement proportionnelle à la dérivée du courant perturbateur dans le cas où les fils de masses intérieurs sont reliés au blindage des connecteurs, et par une tension égale à la tension donnée par le générateur dans le cas où aucun fil de masse n'est relié à la masse.

Ces remarques d'ordre physique vont nous permettre d'établir des critères permettant de juger la qualité de blindage du câble.

. Défaut de contact ohmique du connecteur

Le défaut de contact ohmique du connecteur sera défini en effectuant une simple différence entre le signal mesuré $v_c(o,t)$, obtenu à l'extrémité du câble, et le signal de référence $v_r(o,t)$ mesuré sur un câble étalon tiré d'une banque de données. Nous obtenons un signal résultant $\Delta v(t)$.
Planche (II-8)

$$\Delta V(t) = V_R(t) - V_C(t) \quad (\text{II-23})$$

. Défaut de contact franc entre le blindage et le connecteur

La détection de défauts de contact franc entre le blindage et le connecteur sera réalisée de la même manière que pour le défaut de contact ohmique du connecteur. Ce type de défaut se traduira par les signaux de la Planche (II-9).

Pour discerner ces deux défauts, nous proposons de combiner deux critères dont le principe consisterait à évaluer la surface S du signal Δv donné par la relation (II-23) et son amplitude crête Δv_{maxi} .

Si nous appelons " T_0 " la fenêtre temporelle sur laquelle les signaux sont représentés, la surface S s'exprime

$$S = \int_0^{T_0} \Delta V(t) dt \quad (\text{II-24})$$

Alors que l'amplitude crête est telle que

$$\Delta V_{\text{maxi}} = \text{maximum} [|\Delta V(t)|] \quad (\text{II-25})$$

La difficulté réside alors dans la recherche des références S_R ou Δv_R au-dessus de laquelle un câble s'avère non conforme.

Quatre hypothèses peuvent généralement se présenter

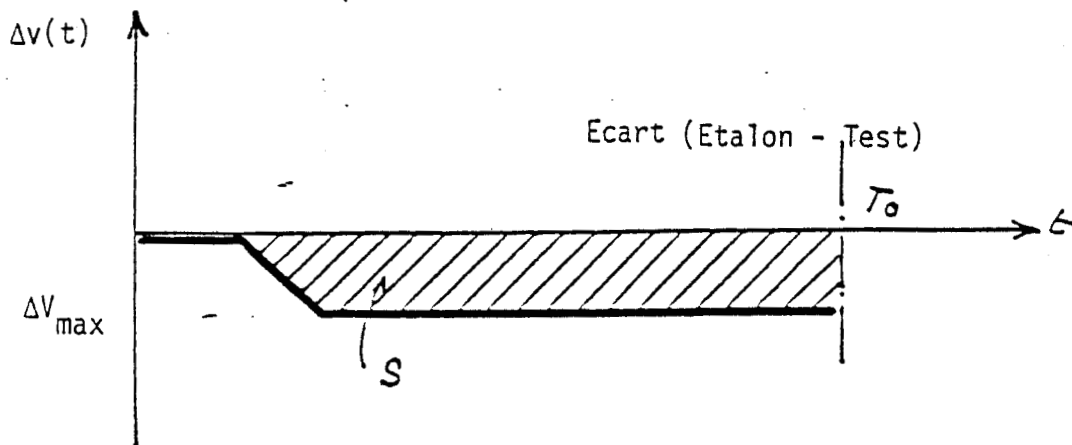
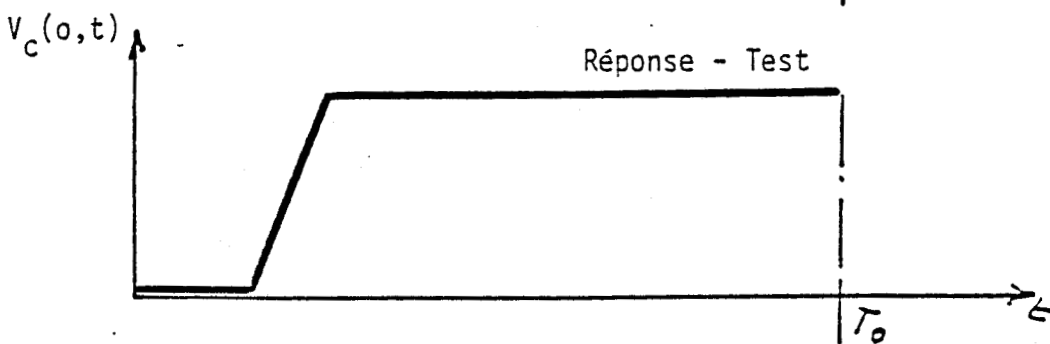
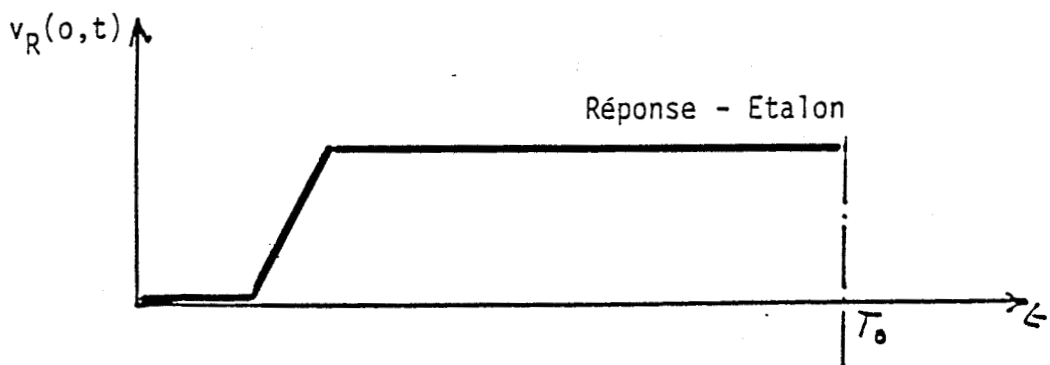
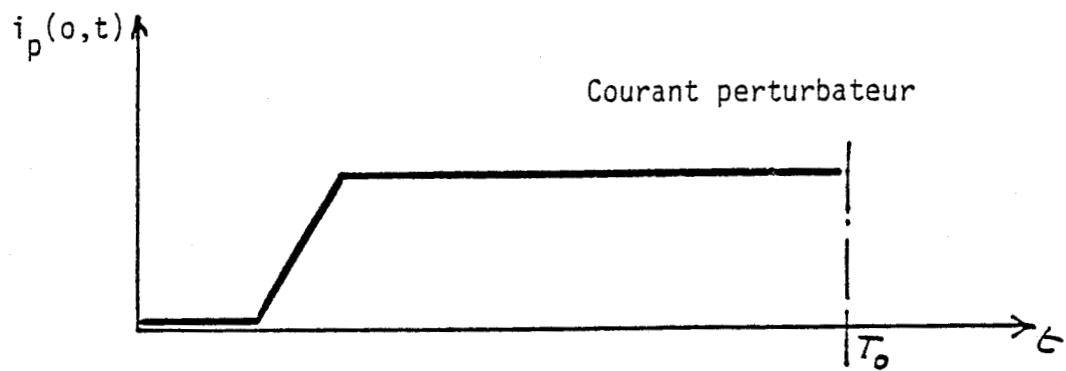
$$S > S_R \quad \text{et} \quad \Delta V_{\text{maxi}} \ll V_R \quad (\text{II-26})$$

Le câble est conforme et même supérieur aux performances de l'étalon *

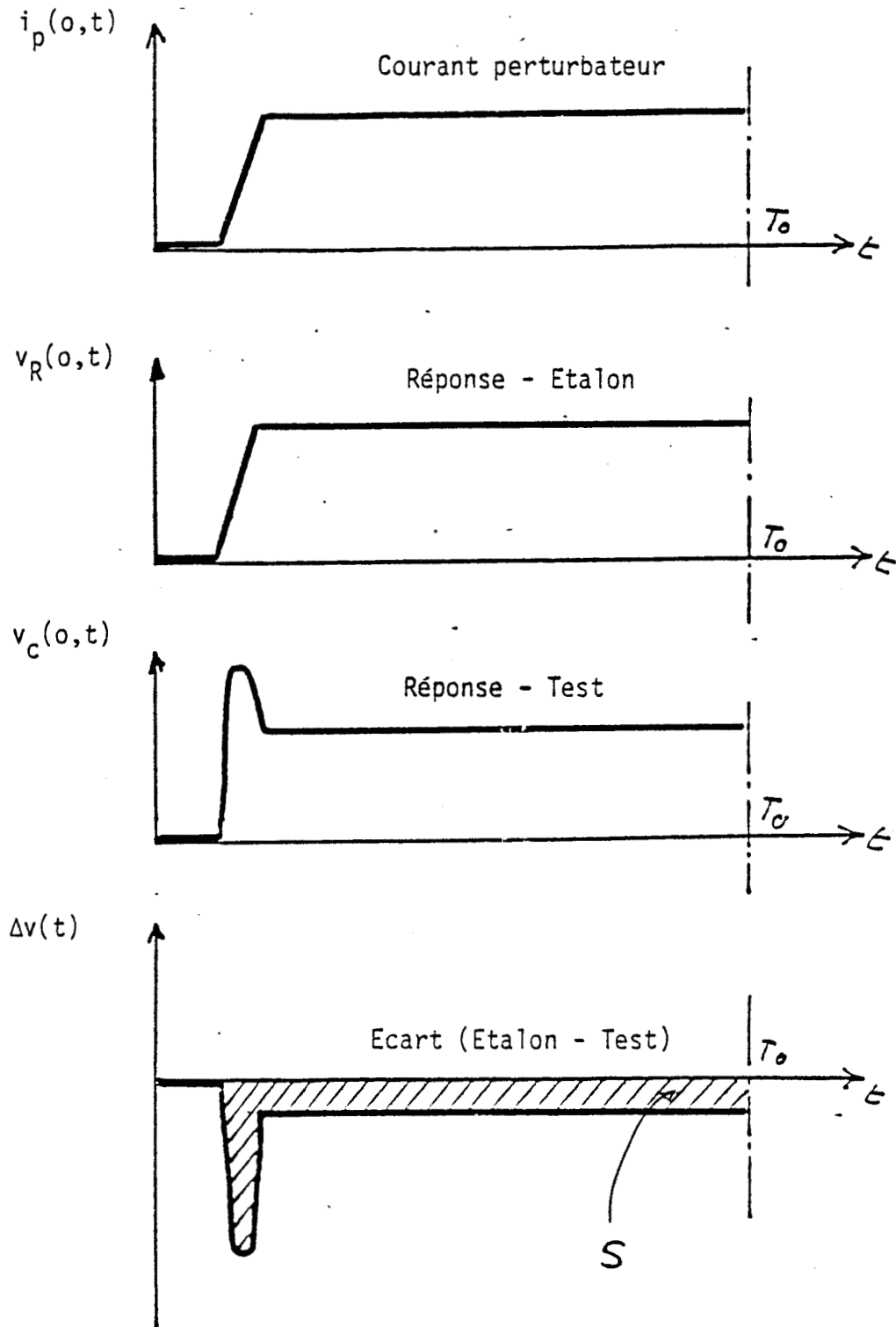
$$S < S_R \quad \text{et} \quad \Delta V_{\text{maxi}} \ll V_R \quad (\text{II-27})$$

* S_R sera négative.

Défaut de contact ohmique du connecteur



Défaut de contact franc entre le blindage et le connecteur



Le câble présente un défaut de contact ohmique entre connecteur et blindage

$$S \approx S_r \text{ et } \Delta V_{\text{maxi}} < V_R \quad (\text{II-28})$$

Le contact ohmique est correct, le câble présente cependant un couplage magnétique provoqué par exemple par l'écoulement du courant perturbateur par le drain

$$S < S_r \text{ et } \Delta V_{\text{maxi}} > \text{ ou } \gg V_R \quad (\text{II-29})$$

C'est le défaut de contact franc entre connecteur et blindage.

III.2 - Résultats obtenus sur câble ARES

Nous avons pratiqué des essais sur des câbles ARES de dimension longitudinale $L = 2 \text{ m}$ (réf. : 76429053-001).

La réponse étalon $V_R(o,t)$ est obtenue à l'issue de la moyenne des réponses pratiquées sur des expériences portant sur le meilleur câble d'un lot d'une dizaine de câbles provenant de la fabrication.

Planche (II-10).

Sur la Planche (II-11) figure l'écart obtenu avec un câble dont le contact ohmique blindage - connecteur est meilleur que celui du câble étalon.

Par contre sur les Planches (II-12) et (II-13) sont représentés les résultats obtenus pour des contacts ohmiques plus mauvais que celui de l'étalon.

Pour un courant injecté $I \approx 160 \text{ mA}$.

L'amplitude de Δv prend pour valeur :

- * résistance de contact inférieure à l'étalon $\Delta v = + 20 \text{ mv}$
- * résistance de contact supérieure à l'étalon $\Delta v = - 100 \text{ mv}$
- * résistance de contact très supérieure à l'étalon $\Delta v = - 400 \text{ mv}$

L'écart obtenu entre les deux cas extrêmes s'élève à 420 mV.

Sur la Planche (II-14) figurent les signaux obtenus :

- a) en présence d'une coupure franche de blindage
- b) lorsque la liaison de masse est assurée uniquement par le fil de masse (Drain).

Les résultats obtenus confirment l'analyse faite au premier chapitre sur l'évaluation de l'efficacité de blindage à l'aide d'une signature temporelle. On observe bien la dérivation du front de montée provoquée par l'effet du drain ainsi que la grande disproportion dans l'amplitude crête.

On trouve respectivement :

- a) $|\Delta v|_{\text{maxi}} = 3 \text{ v}$
- b) $|\Delta v|_{\text{maxi}} = 70 \text{ mv}$

III.3 - Définition des seuils de référence et de tolérance

Le seuil de référence consiste à estimer la valeur moyenne du paramètre S défini plus haut et la tolérance consiste à évaluer l'écart admissible par rapport à la référence.

Avant d'exposer les conclusions de l'étude statistique menée sur des câbles ARES, étude dont le but est précisément d'évaluer le seuil de référence, il nous paraît intéressant de rappeler quelques éléments de statistiques.

En effet le problème posé consiste à savoir quel nombre minimum d'un lot de câble il faut choisir pour obtenir une estimation convenable de la référence.

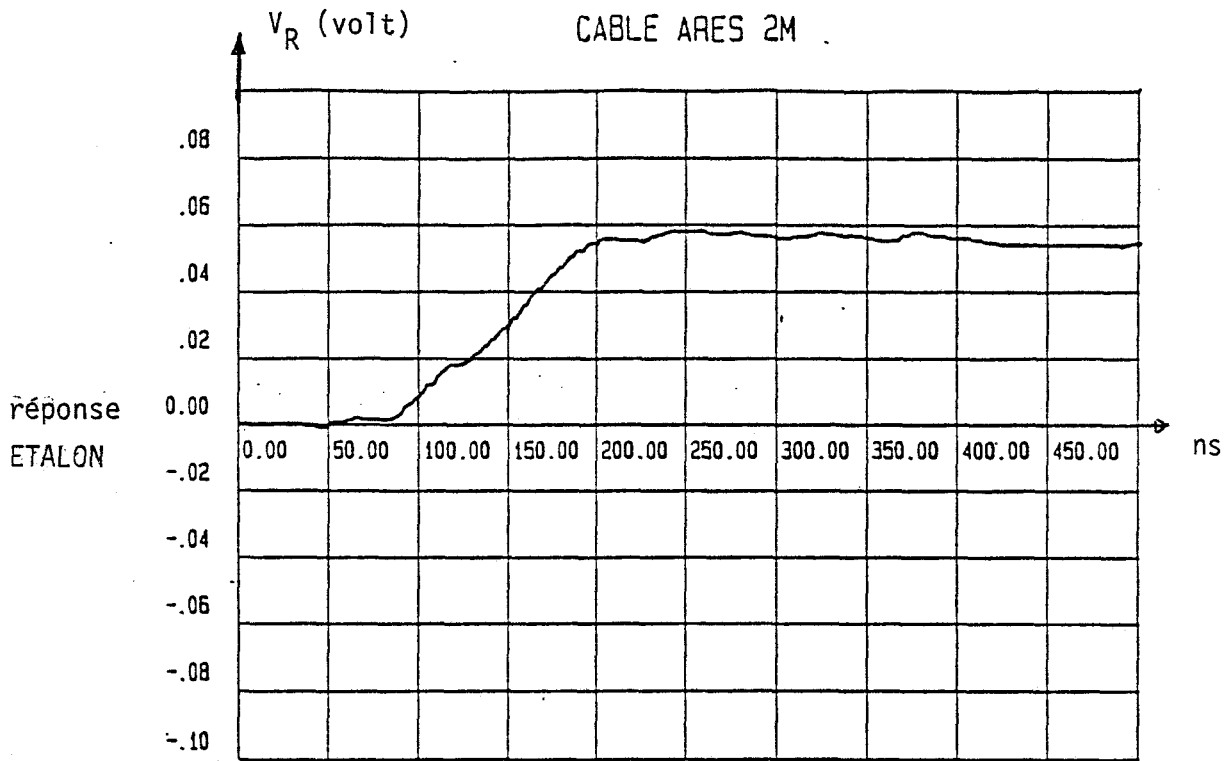
Estimation théorique du seuil de référence

La surface S du signal provenant du test peut être considéré comme une variable aléatoire continue. Considérons N échantillons de câbles qui correspondent à N variables

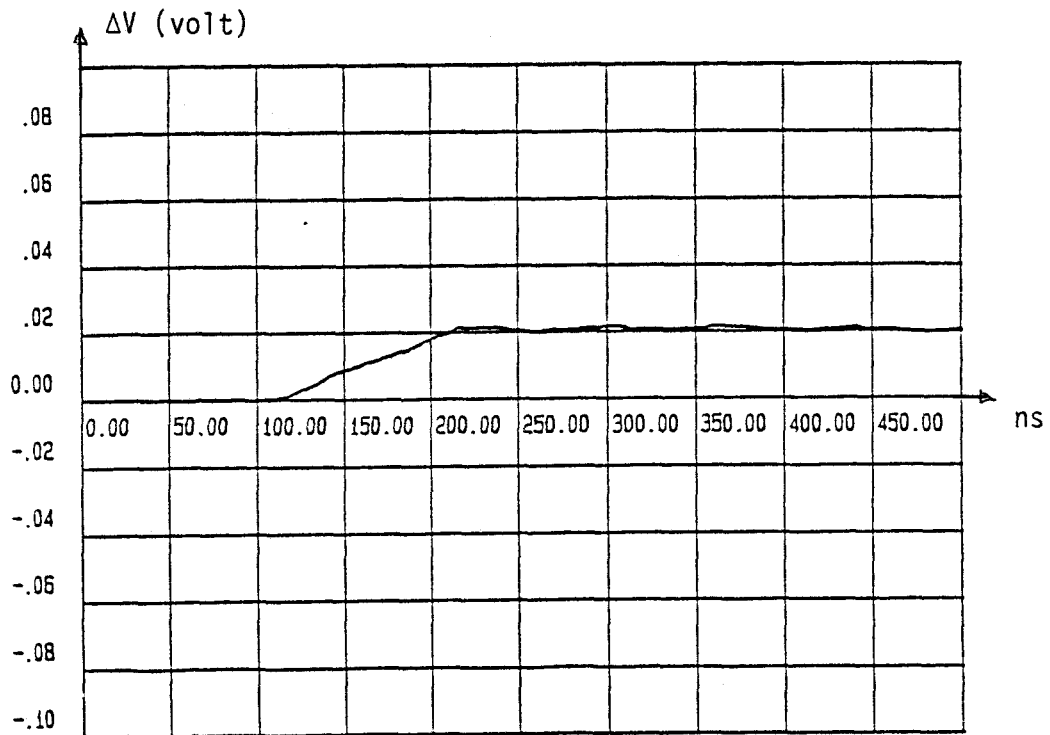
$$S_1, S_2, \dots, S_j, \dots, S_N$$

On peut alors estimer la valeur moyenne S de cette variable par la relation

$$\bar{S} = \frac{\sum_{j=1}^N S_j}{N} \quad (\text{II-30})$$



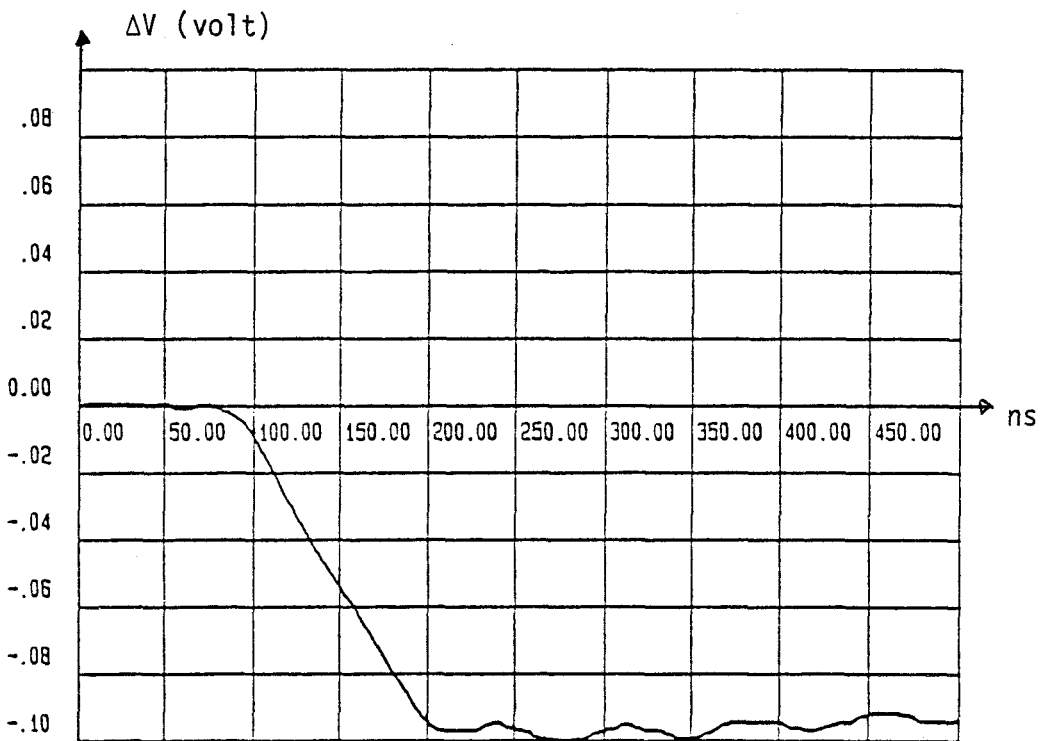
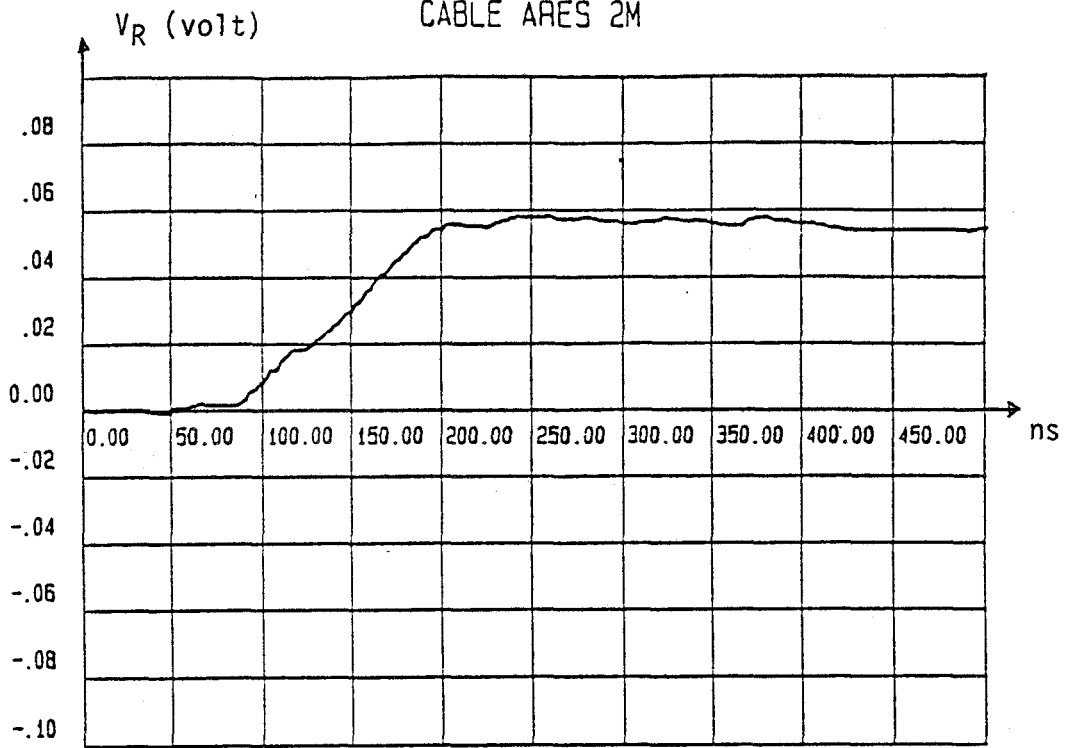
PL(II-10)



PL(II-11)

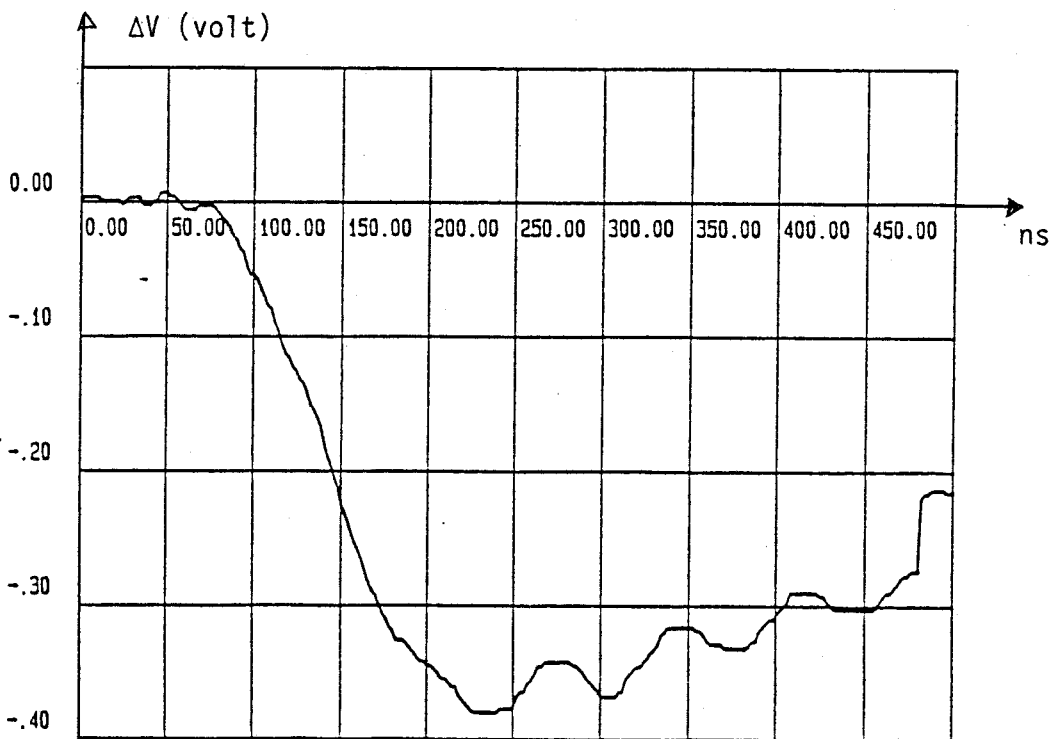
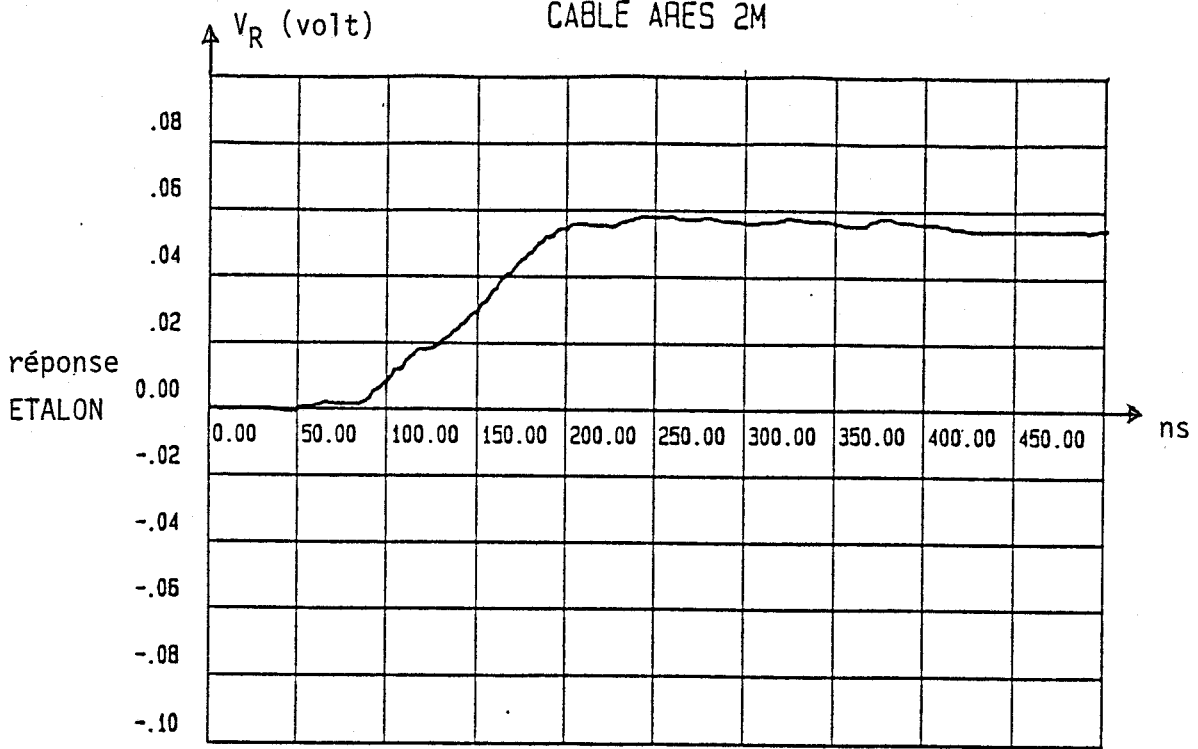
CABLE ARES 2M

réponse
ETALON

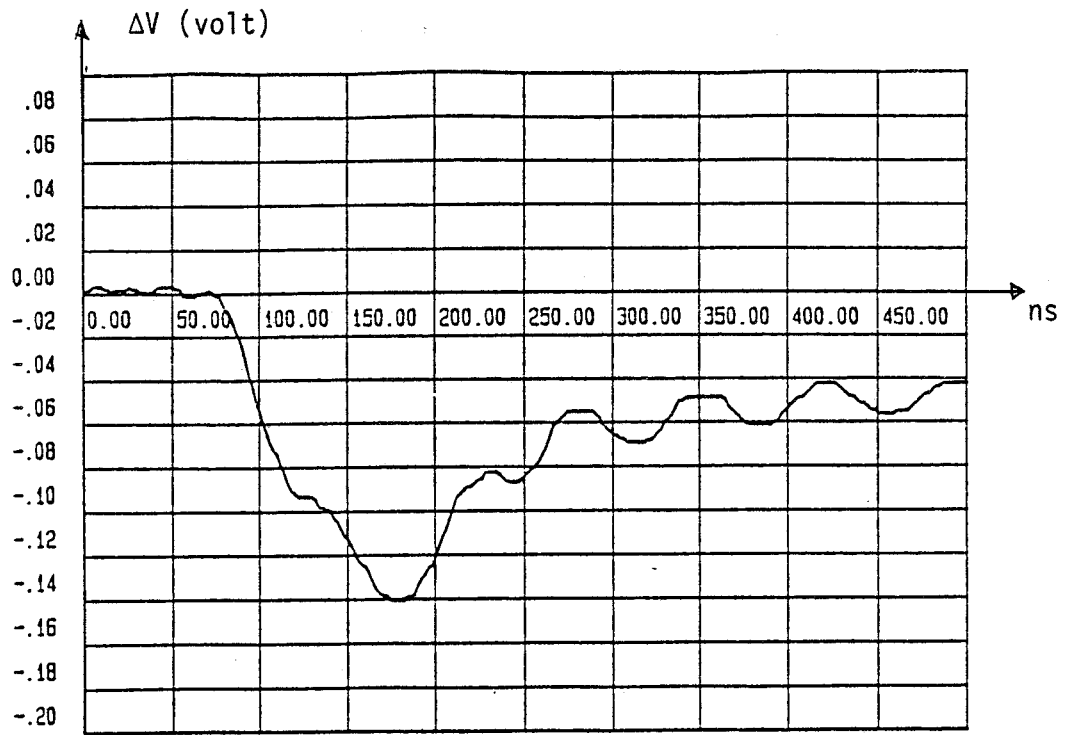


PL(II-12)

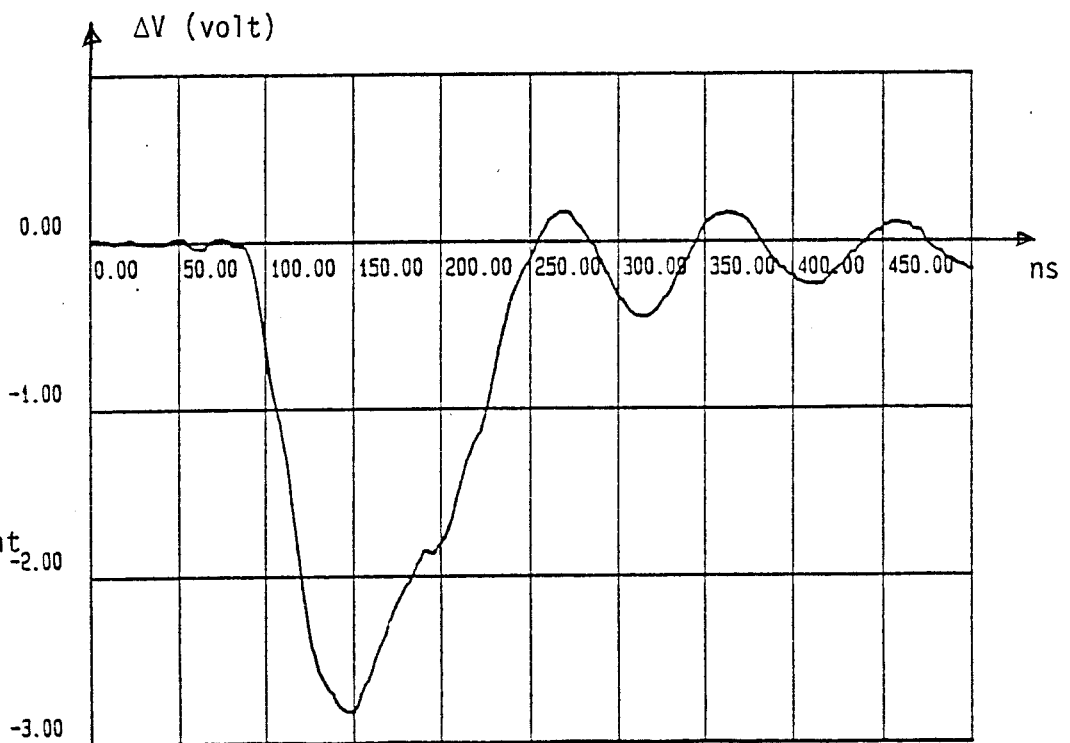
CABLE ARES 2M



Tiaison
masse
assurée
uniquement
par le
drain



Blindage
complètement
coupé



Le problème est donc de savoir quel nombre N d'échantillons il faut choisir pour que \bar{S} s'approche de la valeur moyenne vraie calculée par l'espérance mathématique

$$M_{S1} = E[S] = \int_{-\infty}^{+\infty} Sp(S)dS \quad (II-31)$$

où p(S) est la densité de probabilité associée à la variable S.

Si on admet par hypothèse que les N câbles testés suivent tous la même loi de probabilité, on peut créer la variable auxiliaire z_N

$$z_N = \sum_{j=1}^N S_j \quad (II-32)$$

qui n'est autre que la quantité calculée au numérateur de la relation (II-30). Si N est suffisamment grand, la théorie des probabilités montre que z_N obéit au théorème de la limite centrale et que la probabilité associée à z_N est la densité de probabilité de Gauss ou loi normale qu'on exprime

$$p(z_N) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{zN}} e^{-\frac{(z_N - m_{zN1})^2}{2\sigma_{zN}^2}} \quad (II-33)$$

où σ_{zN} est l'écart type de cette variable et m_{zN1} son moment du premier ordre.

La valeur moyenne \bar{S} donnée par l'estimation (II-30) n'est donc qu'une valeur approchée de m_{zN1} si on pose

$$\Delta m = m_{zN1} \cdot \epsilon \quad (II-34)$$

où ϵ est une erreur relative d'estimation. On peut, connaissant la loi de probabilité de $p(z_N)$ se fixer le nombre d'échantillons minimum qu'il faut tester pour définir un certain seuil Δm d'erreur dans l'estimation

de \bar{S} . Ceci doit être cependant exprimé en terme de probabilité de succès. Si on pose P la probabilité pour que l'erreur obtenue soit inférieure à Δm , on aboutit à la relation

$$\text{Prob} [|\bar{S} - m_{zN1}| > \Delta m] = 1 - P = \bar{P} \quad (\text{II-35})$$

où \bar{P} n'est autre que la probabilité complémentaire de P, relation qu'on peut aussi exprimer

$$\int_{\frac{\Delta m \sqrt{N}}{\sigma_{zN1}}}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du = \bar{P} \left(\frac{\Delta m \sqrt{N}}{\sigma_{zN1}} \right) \quad (\text{II-36})$$

Si on se fixe à priori l'erreur relative à 1 % par exemple et une probabilité de succès égale à 0,9, la relation (II-36) est tabulée (annexe 1) et permet d'attribuer à N une valeur telle que

$$P \left(\frac{\Delta m \sqrt{N}}{\sigma_{zN1}} \right) = 0,1 \implies \frac{\Delta m \sqrt{N}}{\sigma_{zN1}} = 1,6$$

On obtient

$$N = 27000 \left(\frac{\sigma_{z1}}{m_{z1}} \right)^2$$

par contre si l'erreur relative est égale à 10 %, on obtient

$$N = 270 \left(\frac{\sigma_{z1}}{m_{z1}} \right)^2$$

On remarque que le nombre d'échantillons minimum qu'il faut tester est ainsi directement relié au rapport de l'écart type et du moment du premier ordre, pour un rapport égal à 0,3 on trouve pour les deux exemples précédents $N = 2430$, $N = 24$ échantillons.

Nous allons voir maintenant si le raisonnement est transposable au problème posé par les cordons expérimentés dans notre thèse.

Estimation pratique du seuil de référence

Le principe retenu consiste à estimer le seuil de référence à partir d'un nombre forcément limité d'échantillons de câble que nous avons arbitrairement choisi à 60. L'échantillon est représenté par lot "j" de 10 échantillons qui correspondent à une semaine de production de l'atelier où sur N échantillons produits on choisit au hasard 10 cordons.

Les câbles de 12 mètres et de 2 mètres du type ARES font l'objet de l'expérimentation.

Intéressons nous tout d'abord à 60 échantillons de 12 mètres. S'ils obéissent au théorème de la limite centrale, on peut comparer la loi de probabilité théorique à la loi déduite de l'échantillon obtenu en sortie d'atelier.

Pour ce faire une première approximation de S_p sera donnée par la moyenne

$$S_j = \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} S_i \quad (\text{II-37})$$

L'indice "i" identifie l'échantillon du lot "j".

Sur une production étalée sur 6 semaines, on pourra affirmer l'estimation de S puisque

$$\bar{S} = \frac{1}{6} \sum_{j=1}^6 S_j \quad (\text{II-38})$$

On calculera aussi l'écart type par

$$\sigma_S = \sqrt{\frac{1}{6} \sum_{w=1}^6 (S_j - \bar{S})^2} \quad (\text{II-39})$$

S et σ_S sont introduits dans la loi normale, toutefois pour que la confrontation des lois théoriques et issues de la mesure soit crédible, on doit comparer chaque probabilité et non chaque densité de probabilité.

Pour ce faire l'intervalle de variation de S est divisé en N segments de largeurs identiques et on dira que la probabilité pour obtenir un cordon dont la surface de signal est comprise entre S_j et S_{j+1} , où j est un indice attaché au segment "j", s'exprime

$$P_j = \int_{S_j}^{S_{j+1}} p(S) ds \quad (\text{II-40})$$

où $p(S)$ est la loi normale déterminée de σ_S et S, P_j est la probabilité théorique, la probabilité estimée lors de l'expérience sera

$$\bar{P}_j = \frac{N_j}{N} \quad (\text{II-41})$$

où N est le nombre total d'échantillons testés et N_j le nombre dont la surface de signal est comprise dans l'intervalle $S_j \leq S \leq S_{j+1}$.

Sur la PL(II-15) figure la comparaison des deux caractéristiques. On observe un écart important entre la loi théorique et pratique. Sur la PL(II-16) figurent les résultats obtenus sur les câbles ARES de 2 mètres auxquels on peut associer la même conclusion négative quant à la correspondance avec la loi normale. Cet écart peut provenir soit d'un échantillonnage insuffisant ou d'une dérive de la loi de probabilité avec la période de production. Nous donnons plutôt la faveur à la seconde hypothèse.

En effet les tests pratiqués sur les lots de 10 échantillons (PL(II-15 et II-16)) montrent qu'avec un nombre d'échantillons insuffisant, le profil de la loi de Gauss est quand même reproduit avec une incertitude acceptable. C'est la position du maximum d'un des moments du premier ordre qui semble beaucoup changer d'une production à l'autre, ce qui signifie que le théorème de la limite centrale n'est pas tout à fait transposable à notre problème et qu'il est de ce fait presque impossible de définir et de maîtriser la référence avec précision.

D'autre part le seuil de tolérance dépend de l'écart type et intuitivement on conçoit qu'il doit se trouver au-dessus de l'écart type, il dépend aussi du seuil au-dessus duquel un câble peut engendrer un défaut. Cette notion est cependant beaucoup plus subjective puisqu'elle dépend du comportement du câble sur site et des contraintes subies et que seules des corrélations entre retour clientèle ou test in situ en usine et banques de données recueillies en produit permettront d'offrir ce paramètre.

Intuitivement nous pensons qu'il doit être bien supérieur à l'écart type. Un facteur 2 à 3 paraît raisonnable.

Nous avons représenté sur les planches (II-17) et (II-19) les résultats obtenus pour chaque semaine, respectivement pour les cordons de longueur 2 m et 12 m.

La courbe 1 représente la meilleure réponse du cordon de la semaine j

La courbe 2 représente la plus mauvaise réponse du cordon de la semaine j

La courbe 3 représente la réponse moyenne de la semaine S_j .

L'indice j étant relatif à la semaine.

Nous avons aussi représenté sur la Planche (II-18) la réponse moyenne de la production étalée sur 6 semaines (courbe 2) alors que la courbe 1 représente S_{rmax} avec

$$S_{rmax} = \bar{S} + \bar{\sigma}_S \quad (II-42)$$

$\bar{\sigma}_S$ étant l'écart type donné par la relation (II-39)

A partir de la courbe représentant S_{rmax} (courbe 1 des Planches (II-18) et (II-20)), nous pouvons définir un gabarit pour la réponse des cordons. En effet si on tolère une variation de $\bar{\sigma}_s$ autour de la réponse moyenne calculée pour notre cas sur 6 semaines de production, on peut définir un cordon comme étant mauvais si la réponse obtenue excède la courbe S_{rmax} .

Inversement tout cordon dont la réponse est en-dessous de la courbe S_{rmax} sera considéré comme bon.

Il est bien évident que le choix d'une variation de $\bar{\sigma}_r$ autour de la valeur moyenne est pour l'instant purement arbitraire.

Comme nous l'avons précisé plus haut la valeur exacte de $\bar{\sigma}_s$ sera donnée après avoir effectué de nombreux essais sur des cordons déjà en service qui ont donné pleinement satisfaction et aussi sur des cordons défailants qui ont provoqué des problèmes de fonctionnement de l'équipement.

. Cas des cordons de deux mètres

Les résultats obtenus sur les échantillons de 2 mètres sont tous à l'intérieur du gabarit représenté par la courbe 1 de la Planche (II-18) hormis la réponse moyenne du lot de la troisième semaine qui se trouve à l'extérieur.

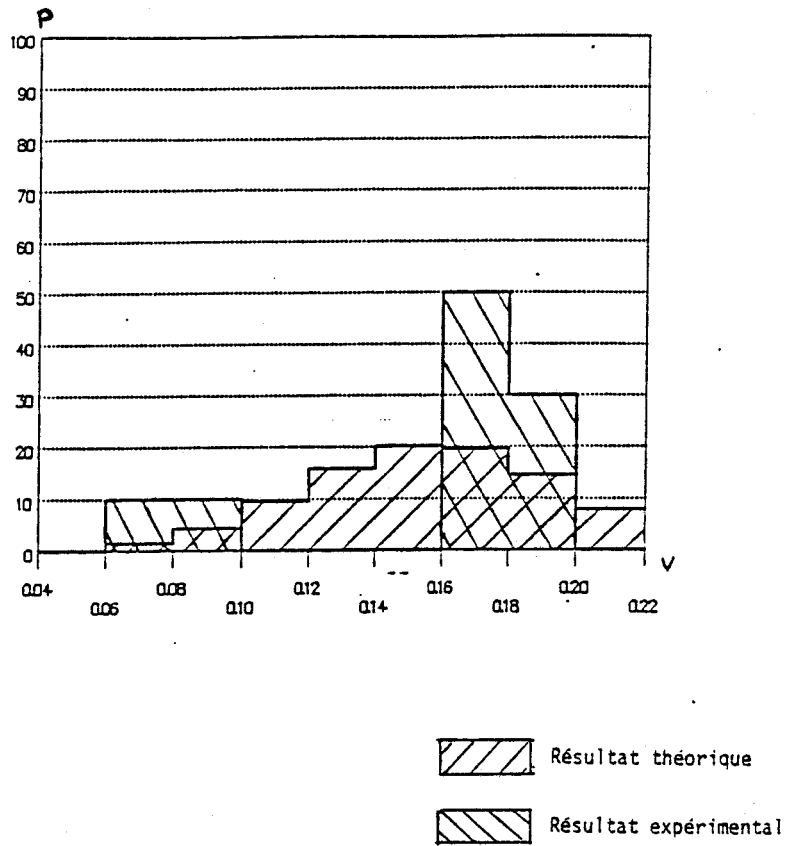
. Cas des cordons de douze mètres

Les meilleurs résultats ont été observés lors des semaines trois et quatre alors que les cordons testés lors de la première semaine sont les moins performants. Si on compare la réponse moyenne de chaque semaine par rapport au gabarit formé par la courbe représentant S_{rmax} (Planche (II-20)), seule la semaine une est à l'extérieur.

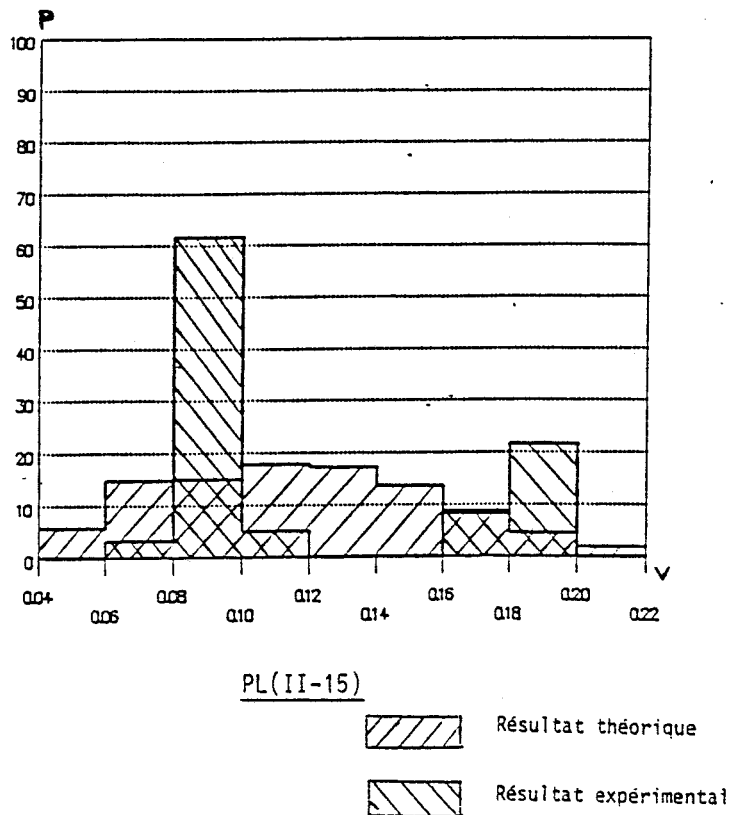
Le tableau suivant résume les principaux résultats obtenus pour les deux dimensions de cordons.

Ce tableau effectue la comparaison entre la réponse moyenne par semaine et la courbe S_{rmax} qui représente la limite que ne doit pas dépasser la réponse de chacune des semaines. Nous rappelons que cette limite est tout à fait arbitraire comme nous l'avons signalé plus haut.

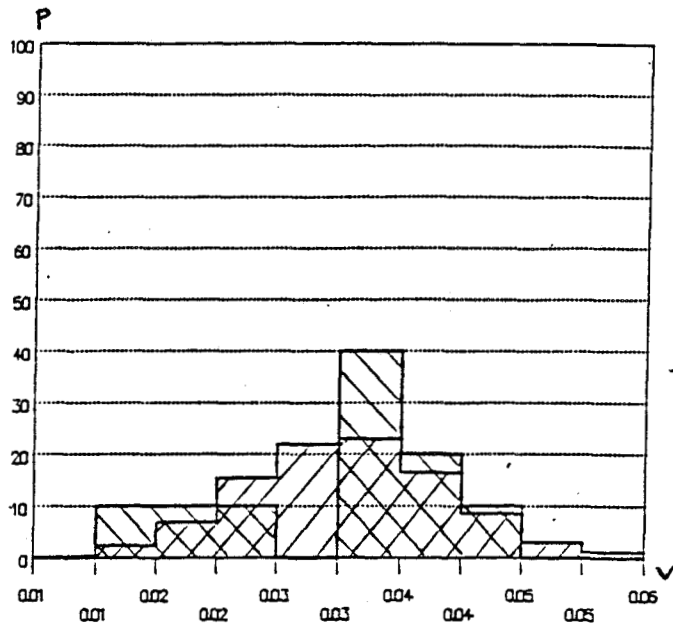
ARES 12M 10 ECHANTILLONS

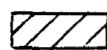
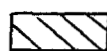


ARES 12M 60 ECHANTILLONS

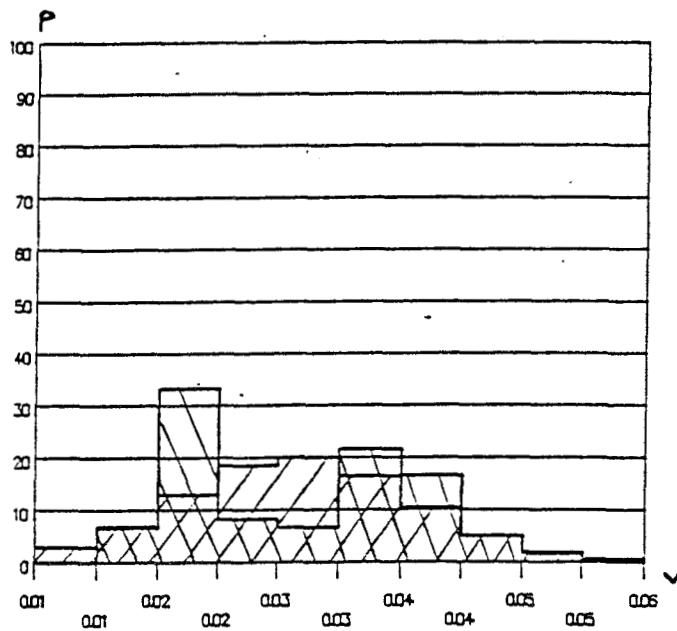


ARES 2M 10 ECHANTILLONS

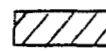
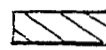


 Résultat théorique
 Résultat expérimental

ARES 2M 60 ECHANTILLONS

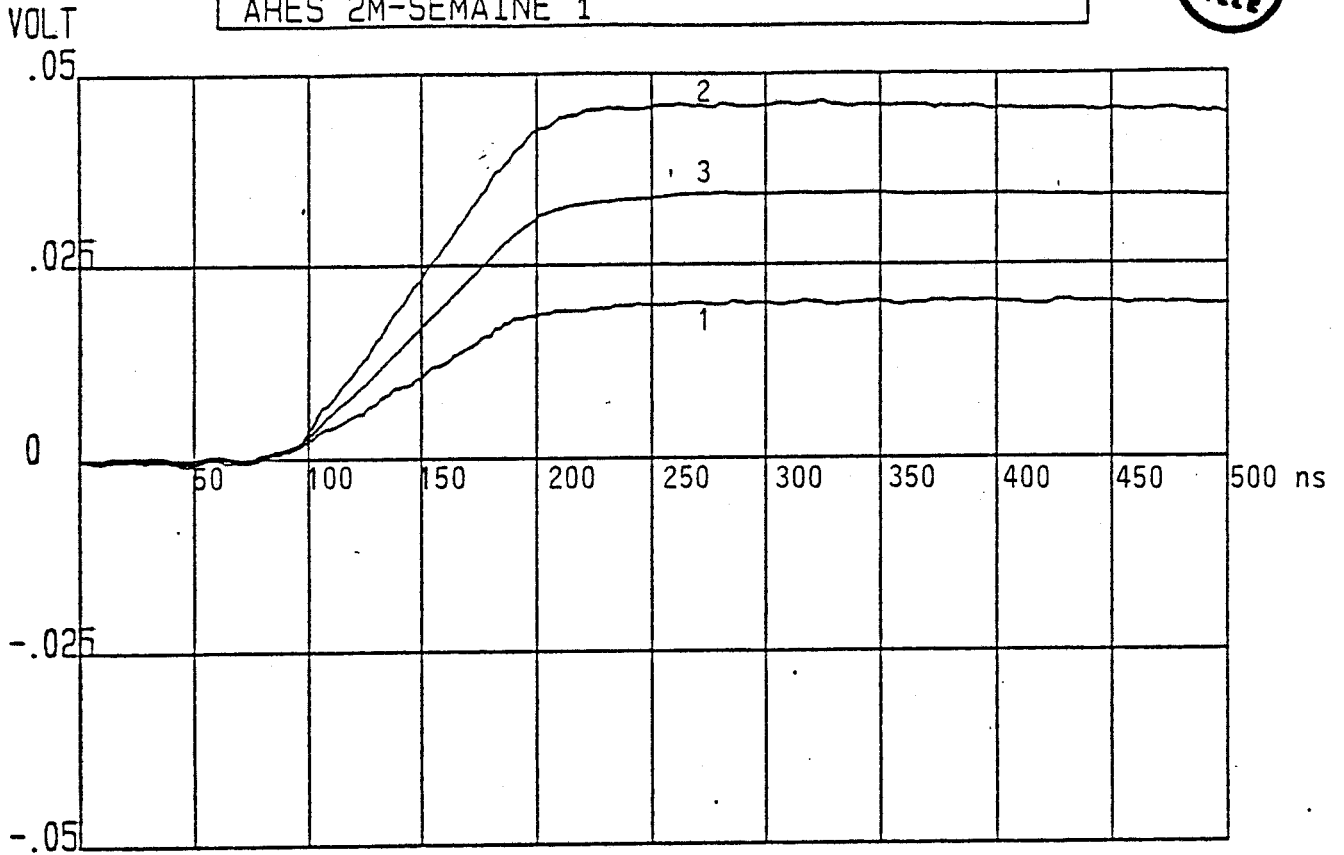


PL(II-16)

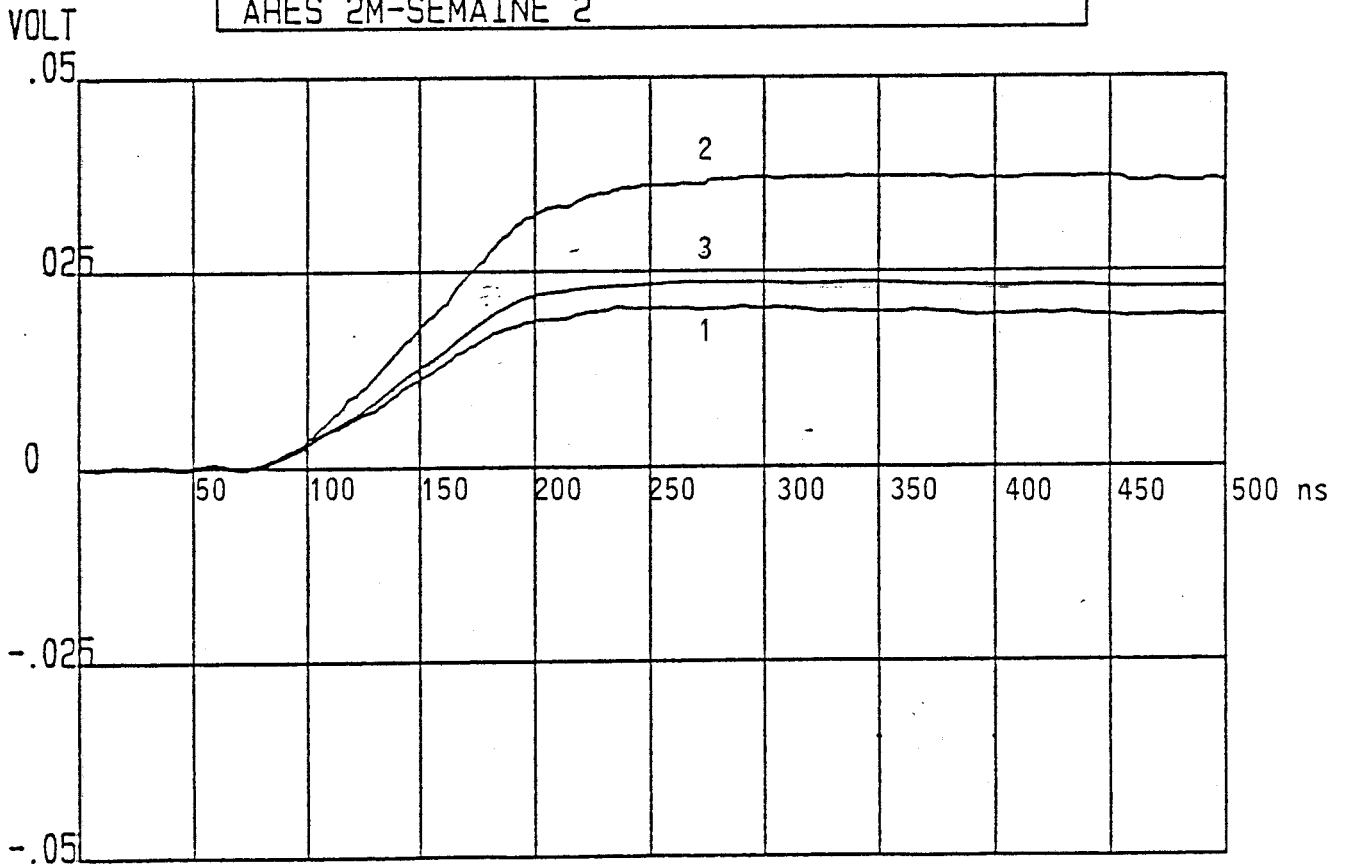
 Résultat théorique
 Résultat expérimental



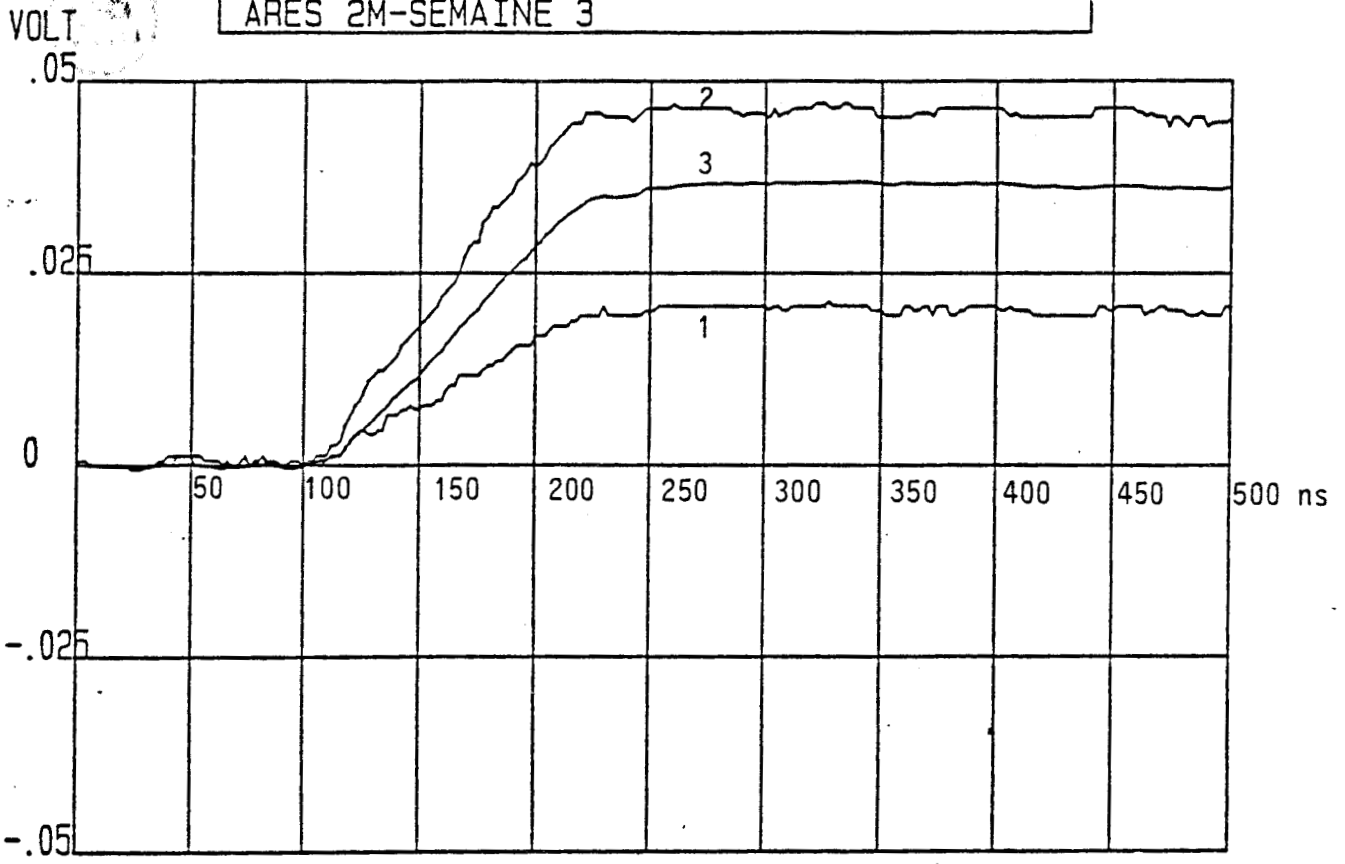
ARES 2M-SEMAINE 1



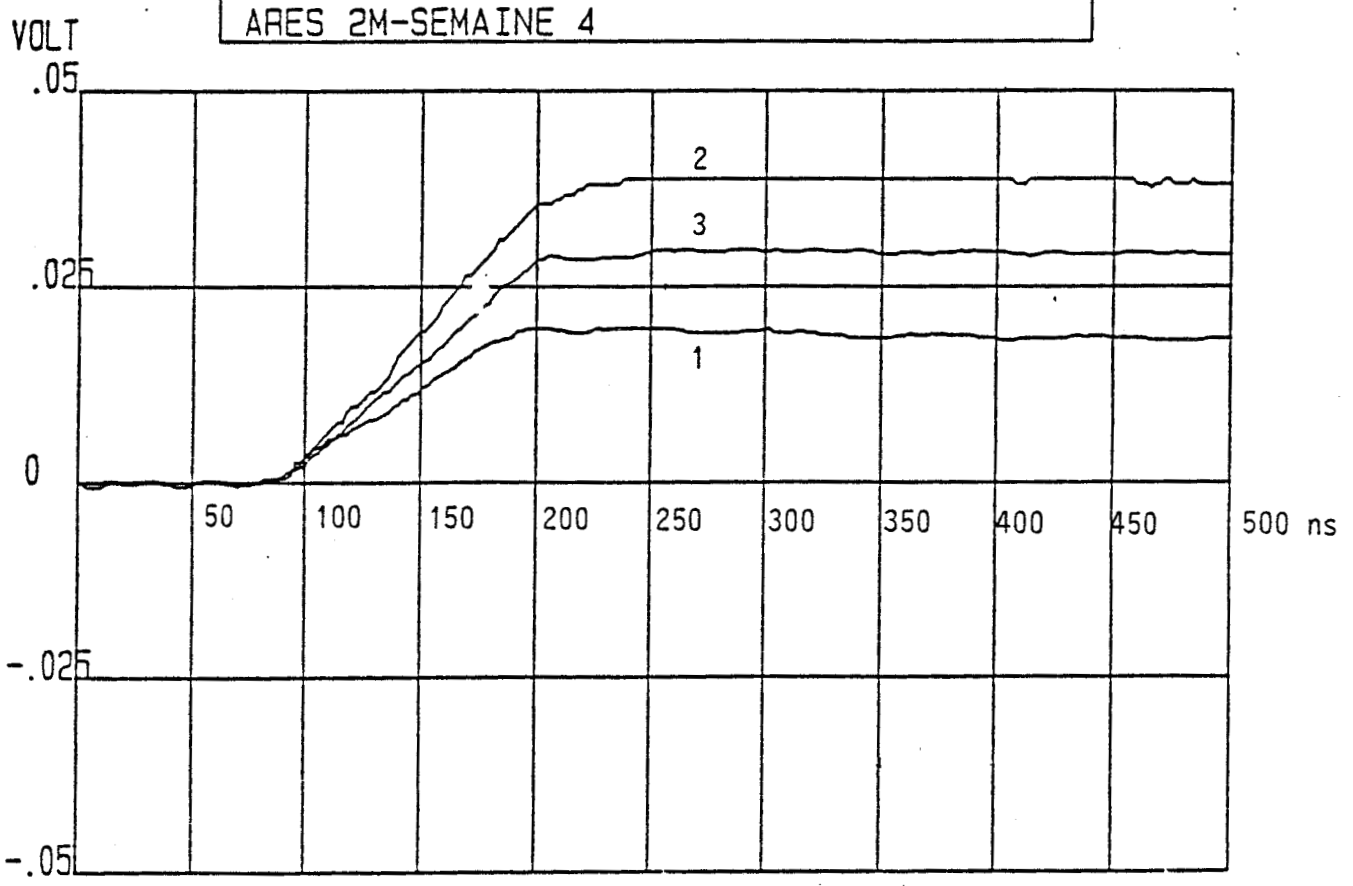
ARES 2M-SEMAINE 2



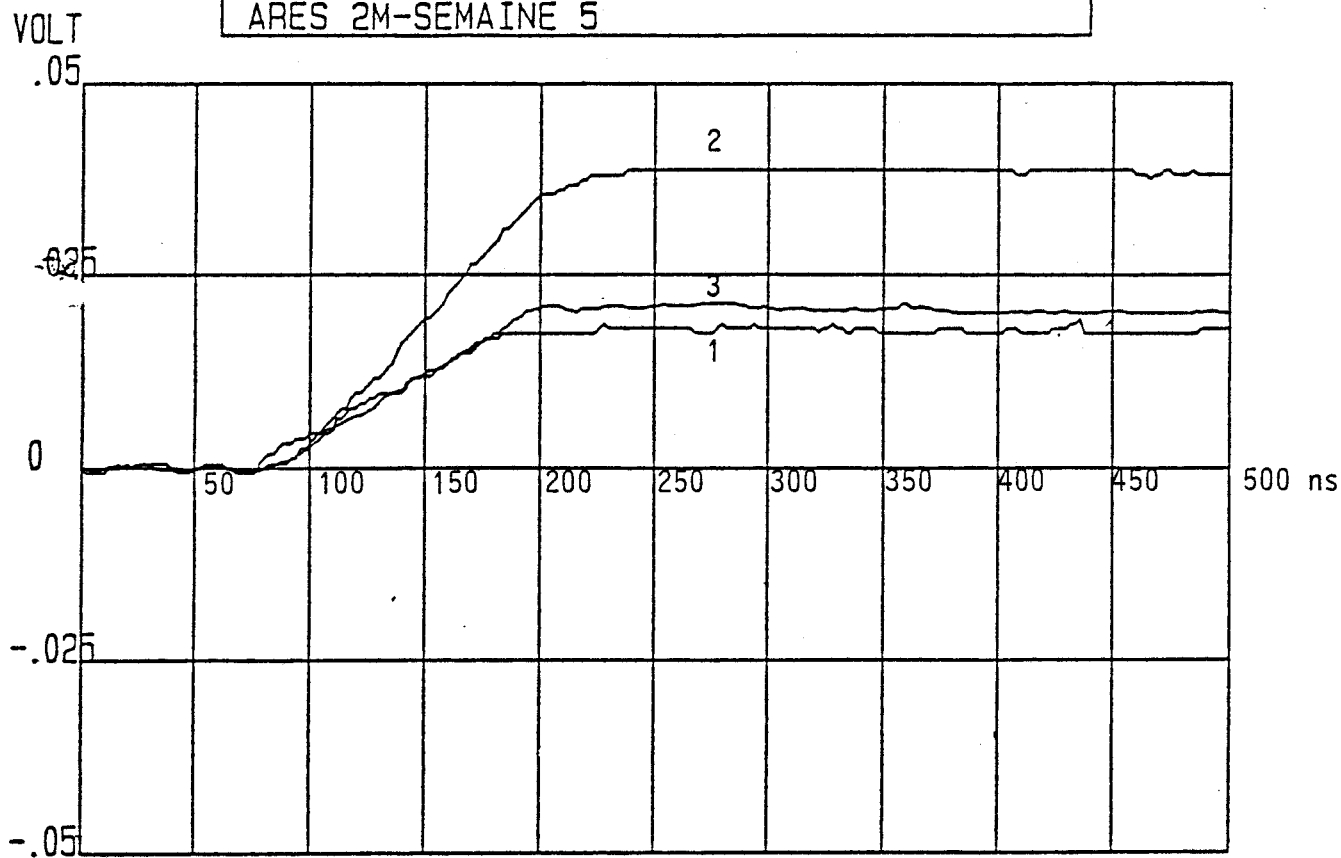
ARES 2M-SEMAINE 3



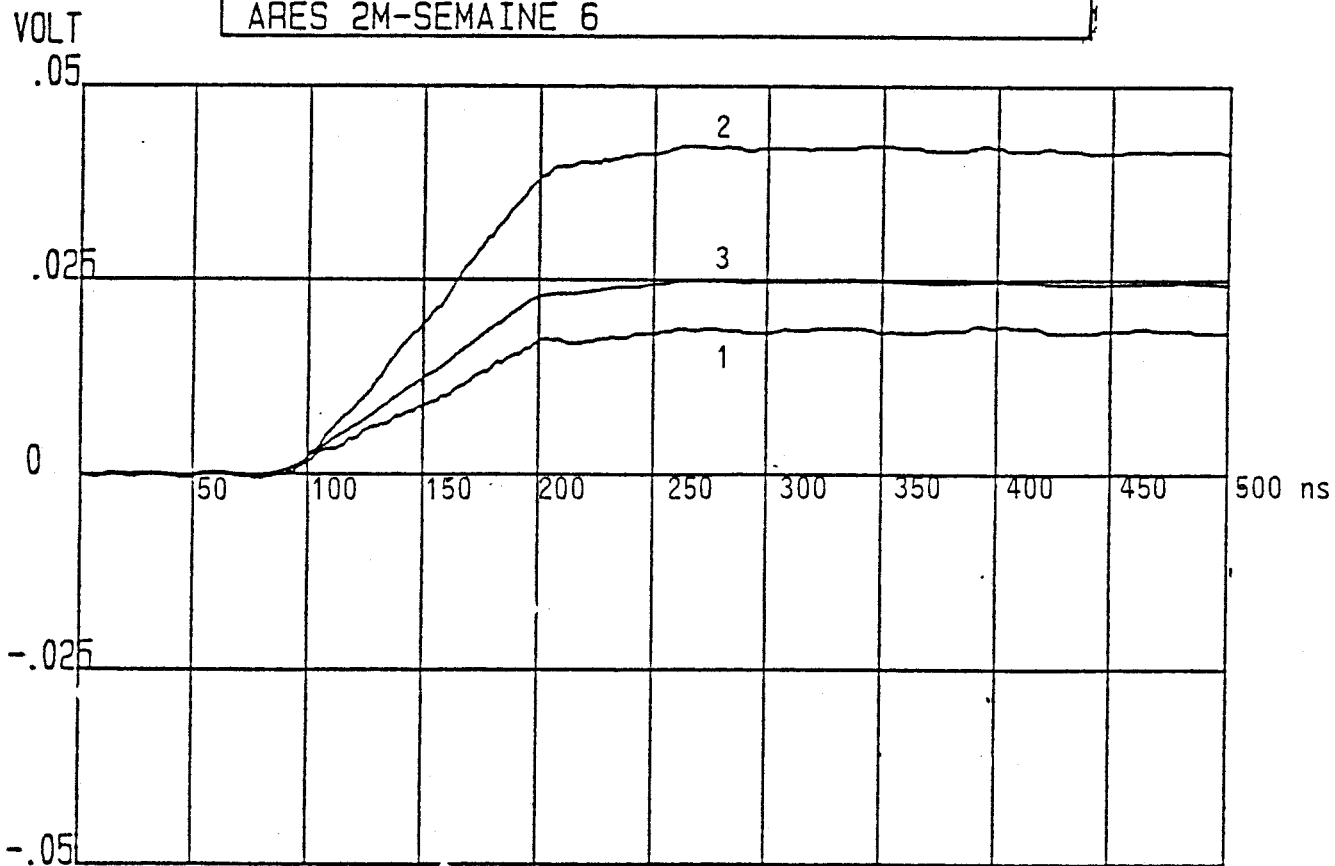
ARES 2M-SEMAINE 4

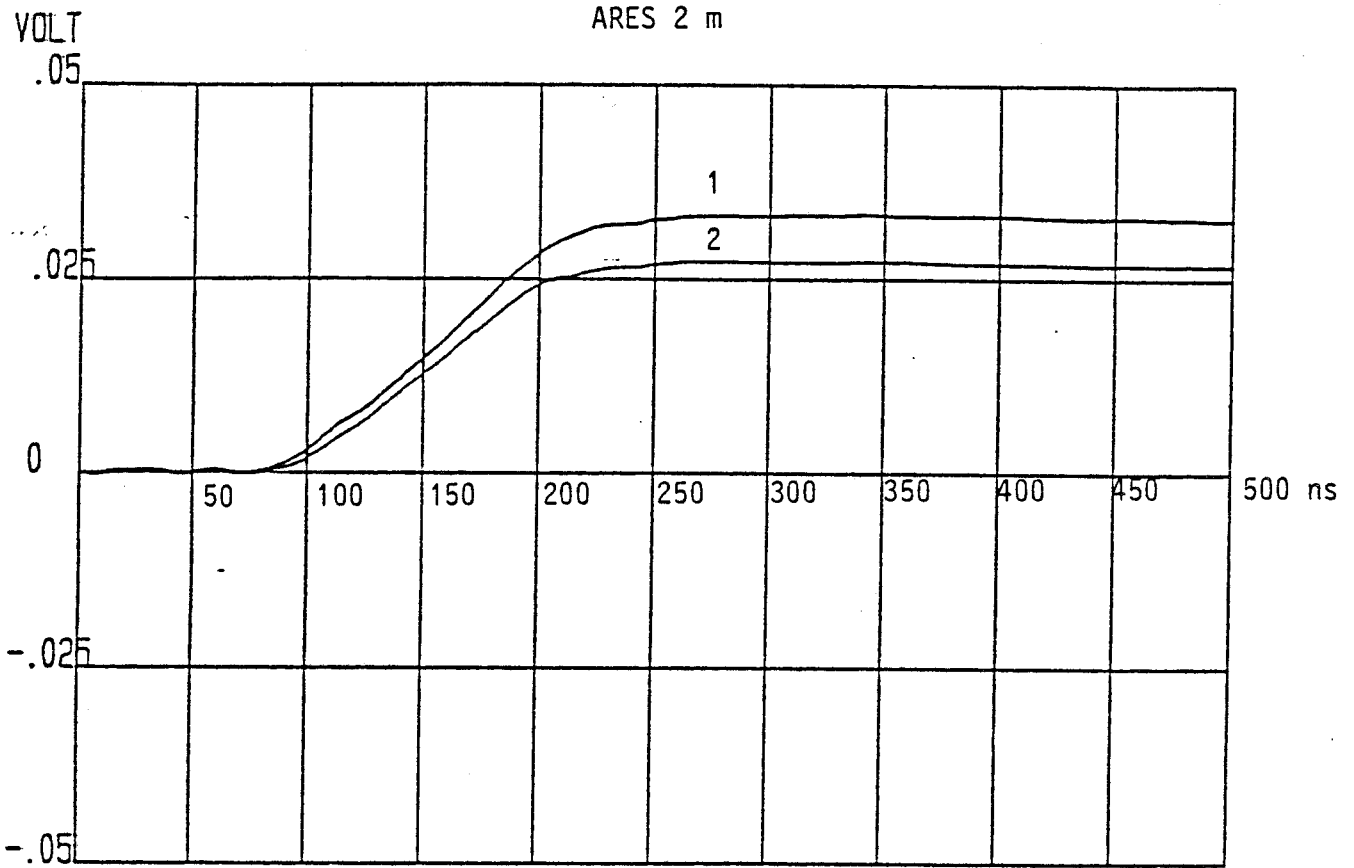


ARES 2M-SEMAINE 5



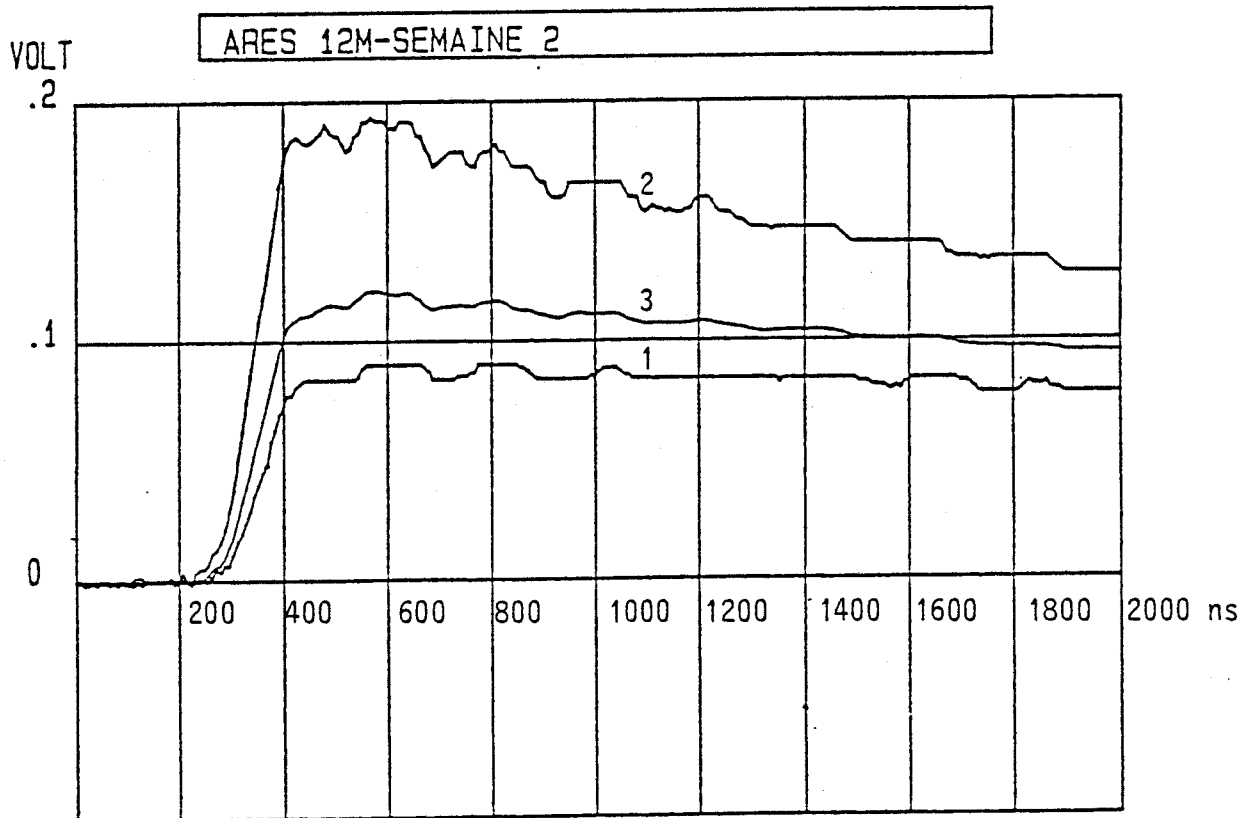
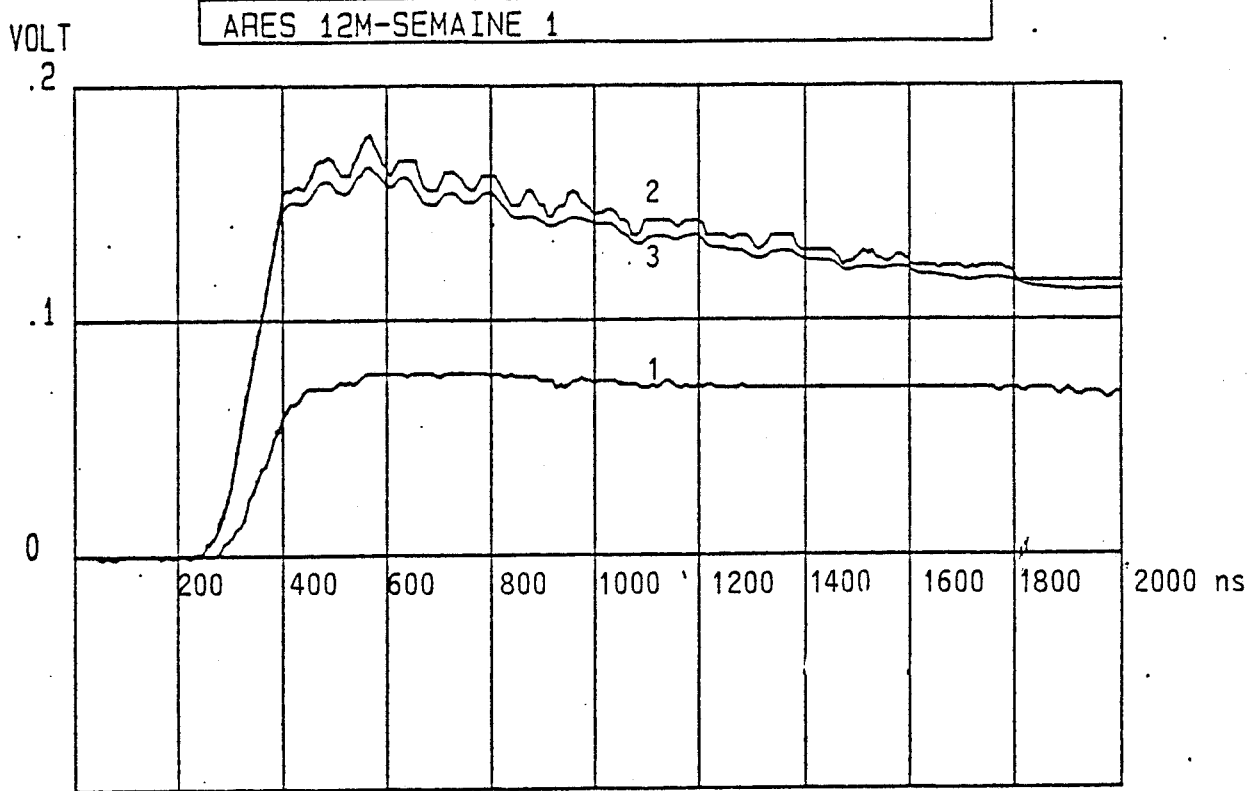
ARES 2M-SEMAINE 6

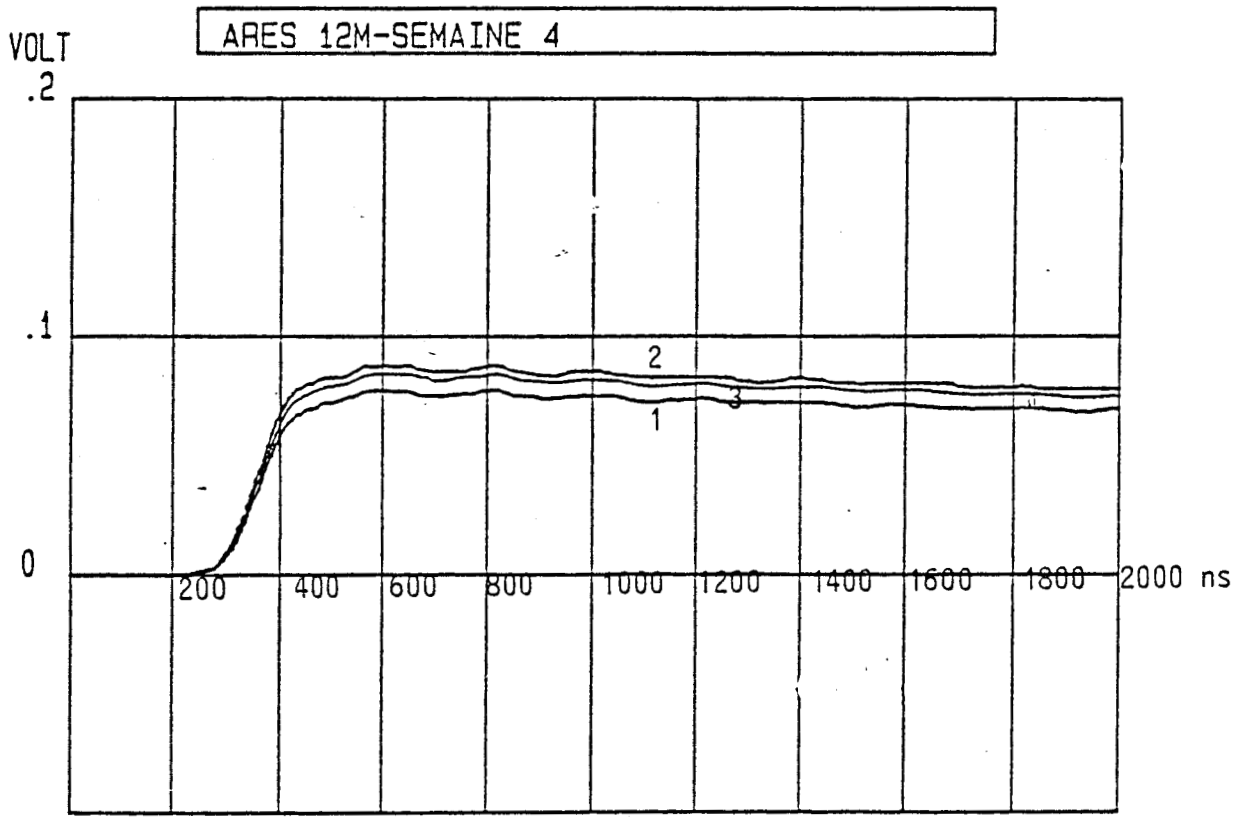
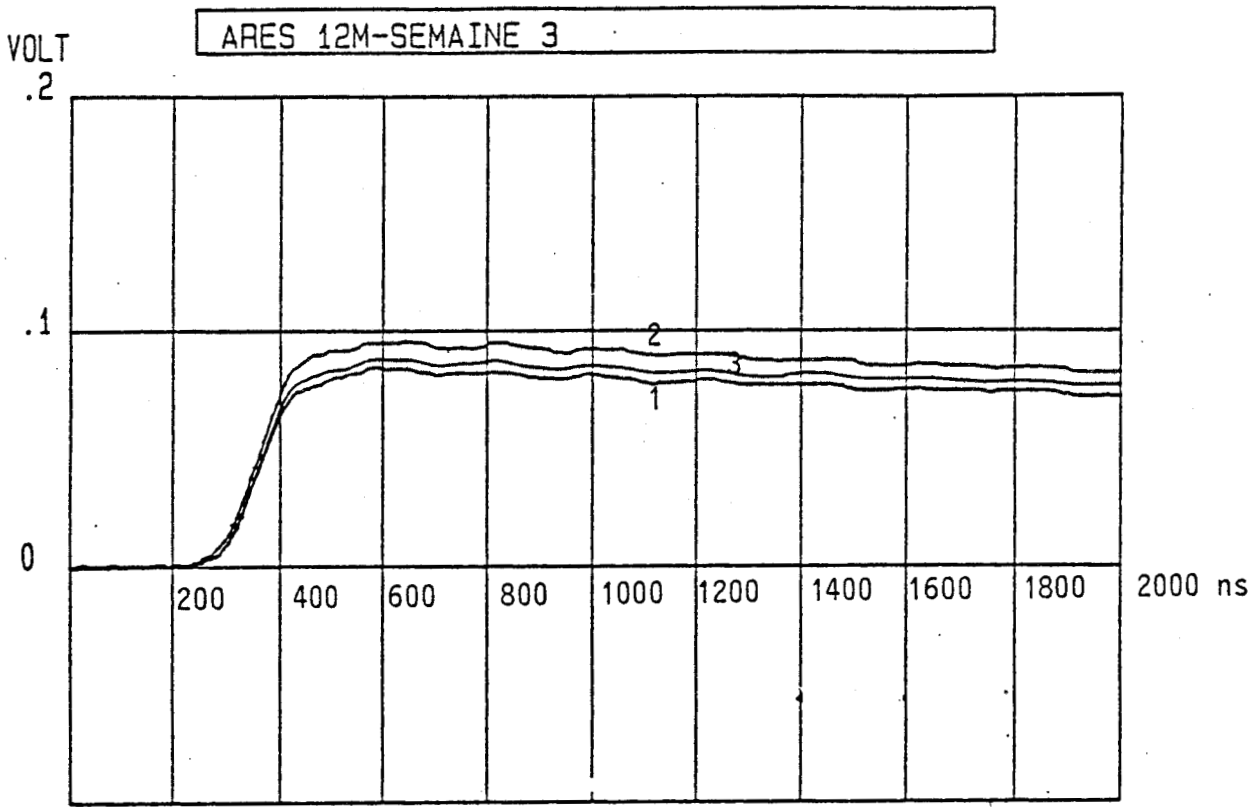


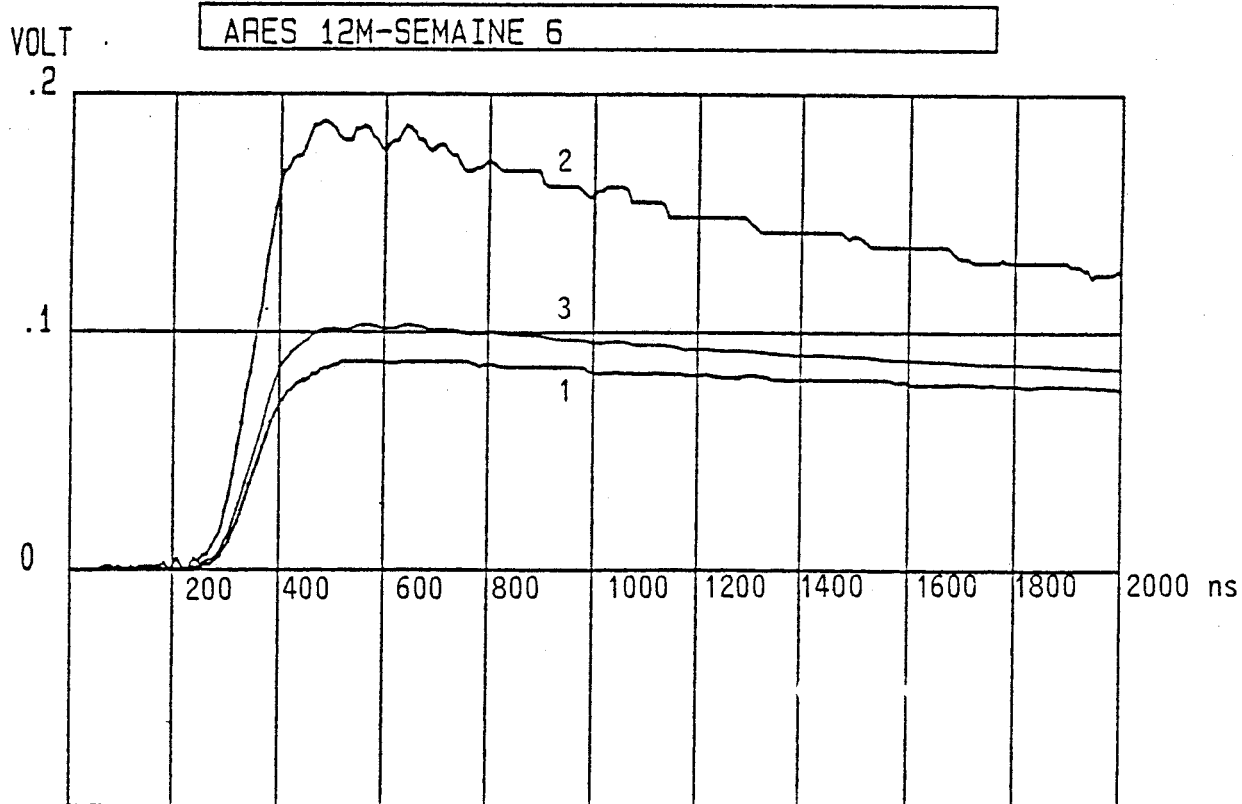
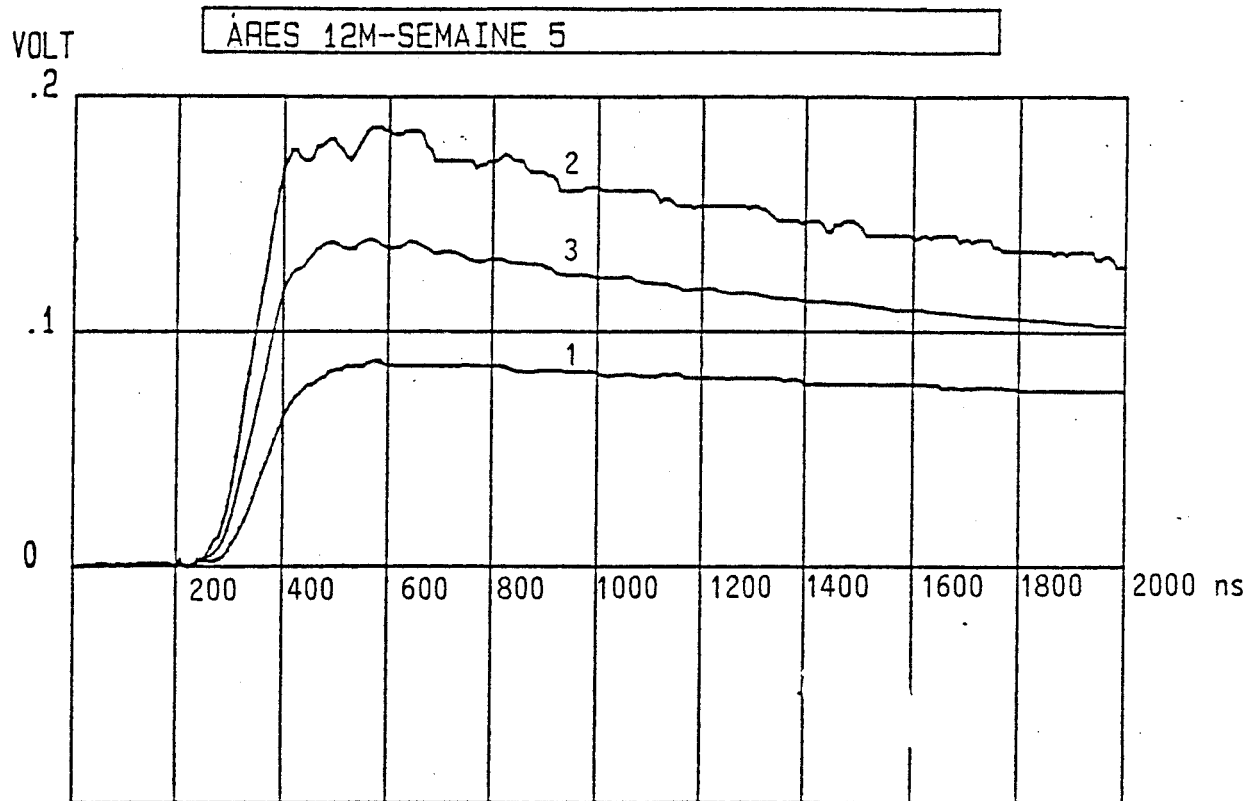


Courbe 1 : Réponse moyenne sur 6 semaines + écart type

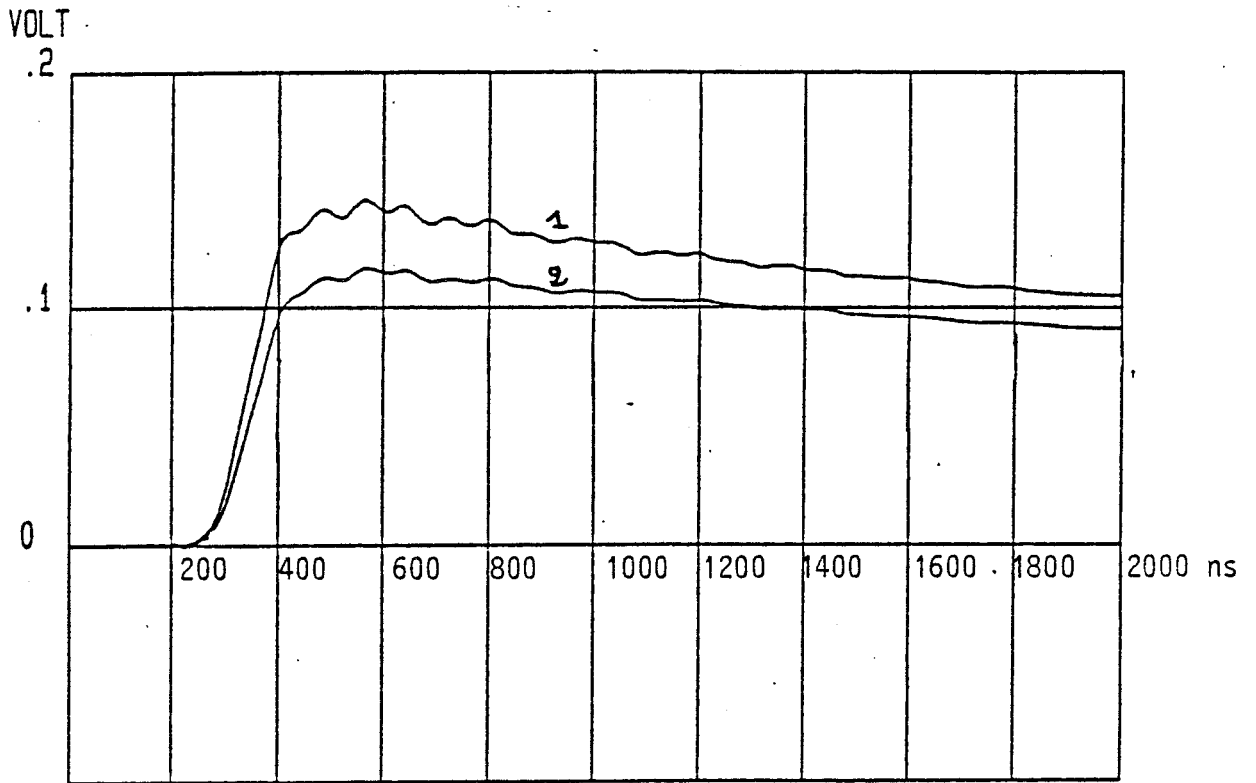
Courbe 2 : Réponse moyenne sur 6 semaines







ARES 12 m



Courbe 1 : Réponse moyenne sur 6 semaines + écart type

Courbe 2 : Réponse moyenne sur 6 semaines

réponse de la semaine	Dimension longitudinale du cordon	
	L = 2 mètres	L = 12 mètres
1	inférieure à S_{rmax}	supérieure à S_{rmax}
2	inférieure à S_{rmax}	inférieure à S_{rmax}
3	supérieure à S_{rmax}	inférieure à S_{rmax}
4	inférieure à S_{rmax}	inférieure à S_{rmax}
5	inférieure à S_{rmax}	inférieure à S_{rmax}
6	inférieure à S_{rmax}	inférieure à S_{rmax}

Tableau (II-1)

Comparaison de la réponse moyenne de chaque semaine avec le gabarit S_{rmax} .

Les résultats que nous venons de présenter ne font pas de distinction entre les deux fabricants de cordons. Cependant il est à noter que les cordons fournis par l'un des fabricants font apparaître des niveaux de tension parasite deux fois plus importants que pour ceux de l'autre fabricant.

III.4 - Description complète du testeur [21] [19]

III.4.1 - Présentation de la chaîne de mesures

Le schéma de la Planche (II-21) regroupe l'ensemble des éléments qui constituent la chaîne de mesures utilisée pour déterminer la qualité de l'efficacité de blindage des cordons.

Sur ce schéma nous retrouvons les différents composants décrits dans l'étude de principe faite au début de ce chapitre. Le courant perturbateur est fourni par un générateur G d'impulsions récurrentes à transitions variables et de largeur variable.

La ligne perturbatrice est extrêmement simple puisqu'elle se compose d'un plan de référence conducteur P de dimension supérieure au diamètre de la bobine formée par le cordon à tester S qui sera directement posé sur ce plan.

La tension perturbatrice $V_o(o,t)$ sera mesurée à l'extrémité du câble. La liaison avec la chaîne de mesures se fait au moyen d'enceintes métalliques B_1 et B_2 étanches au champ électromagnétique. Elles ont aussi la fonction d'interface entre le connecteur du cordon C_o et C_L et un connecteur coaxial au standard 50Ω .

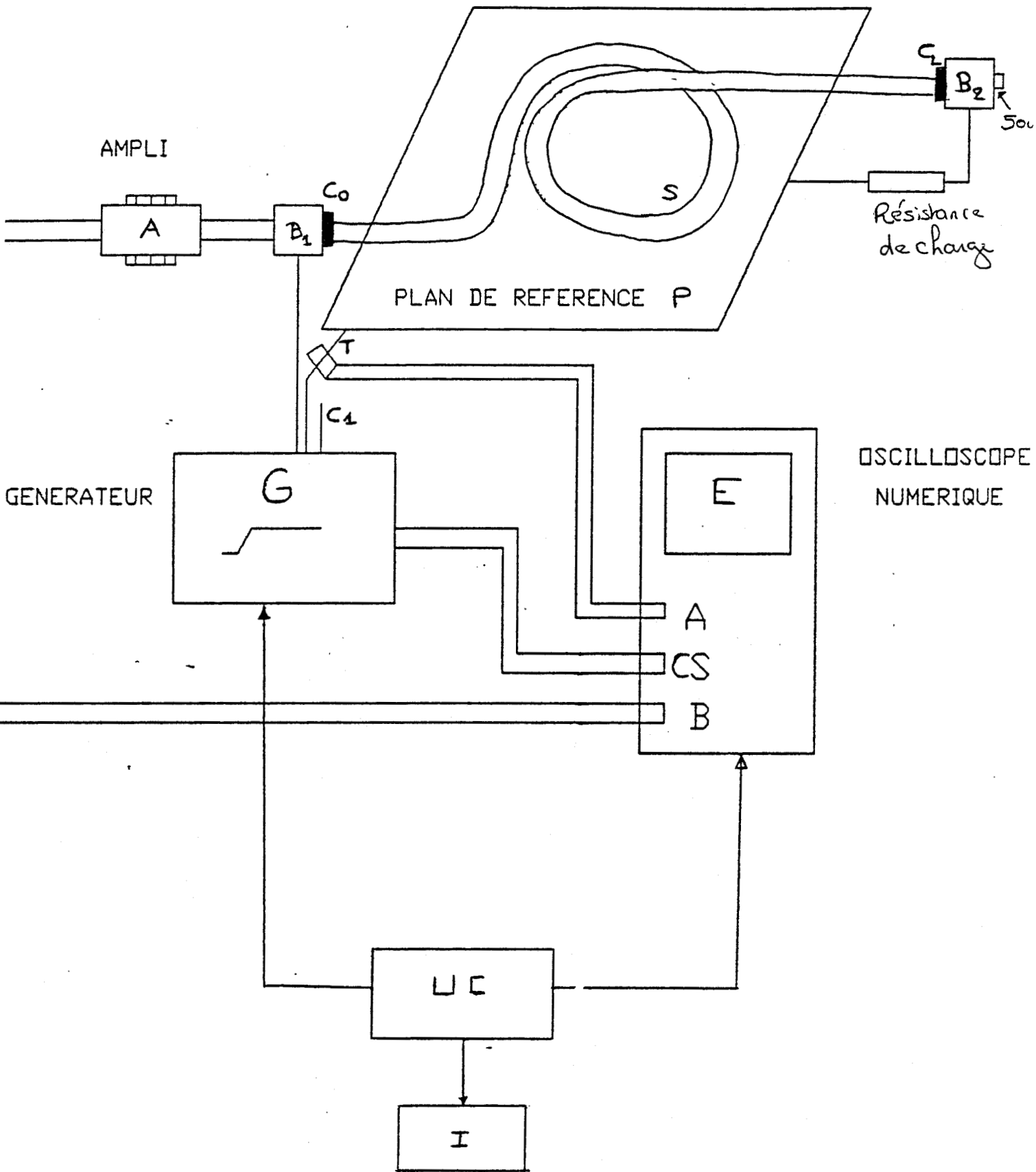
Le plan de référence est connecté sur une résistance de charge dont la valeur sera ajustée en fonction de l'inductance de la bobine du cordon.

Un certain nombre d'informations nécessaires au traitement de la mesure est recueilli par la chaîne de réception.

Il s'agit tout d'abord de la tension provenant du transformateur de courant large bande T. Ce transformateur torique passif placé sur le conducteur reliant la partie centrale du coaxial C_1 à la surface métallique du plan excitateur indique la valeur du courant perturbateur $i_p(o,t)$ par conversion courant tension.

Il vient ensuite la tension prélevée à l'extrémité du câble et enfin un signal de synchronisation C_s véhiculé par un câble coaxial qui est nécessaire au récepteur de mesure E.

Un ordinateur assure enfin le dialogue entre les différents appareils de mesures.



III.4.2 - Description de la chaine de mesures

La mesure de la tension perturbatrice et du courant perturbateur sera effectuée au moyen d'un numériseur double voies de signaux E. Il peut s'agir, ce qui a été le cas pour notre travail, d'un oscilloscope numérique. Cet appareil devra être équipé d'un dispositif permettant de transférer la valeur numérique des signaux échantillonnés vers le calculateur.

Nous ferons parvenir sur la voie B la tension perturbatrice dont l'amplitude sera élevée par l'intermédiaire d'un amplificateur de tension large bande A d'impédance d'entrée égale à 50Ω pour le cas où les tensions parasites recueillies sur le cordon sont inférieures à une dizaine de mV. Le gain de l'amplificateur sera approximativement de 30 dB. Sur la voie A sera observé le signal issu du transformateur mesurant le courant perturbateur.

III.5. - Contrôle automatique du banc de mesures

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

Il permet de renouveler un très grand nombre de tests et ainsi de vérifier rapidement la qualité de l'efficacité de blindage des échantillons. La gestion du processus est sous contrôle d'un calculateur de type BULL MICRAL 60 travaillant sous langage GW BASIC, couplé à une unité de disquette et une imprimante I.

Description des organigrammes

Nous avons développé un logiciel conversationnel offrant une grande convivialité répondant à plusieurs niveaux d'utilisation.

Ce logiciel est constitué de 5 modules.

1) Programme principal

Ce module permet d'interroger les instruments afin d'en vérifier la mise sous tension et l'adressage des appareils programmables. On a ensuite deux possibilités : Planche (II-22)

- . le test est bon : affichage du menu général
- . le test est mauvais : affichage du menu réduit.

2) Test go/nogo

Il permet la comparaison de la signature du cordon en cours de test avec la signature de référence (signature étalon). La caractéristique résultante est mémorisée sur fichier. Planche (II-23)

3) Test spécifique

Le module test spécifique est composé de 3 sous-modules :

a) Réglage du générateur

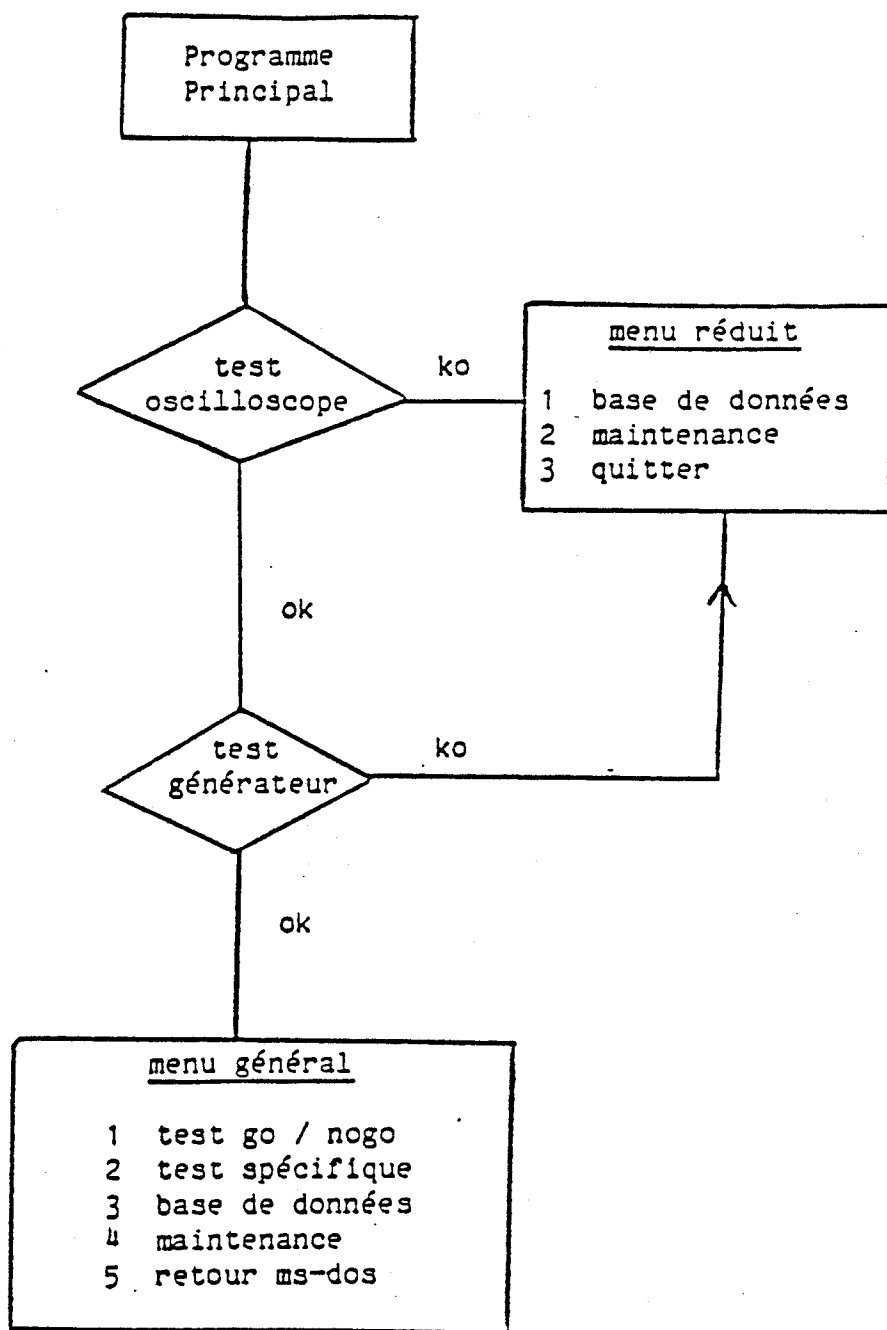
Ce programme permet d'accéder aux réglages du générateur d'impulsions. Deux possibilités s'offrent au technicien

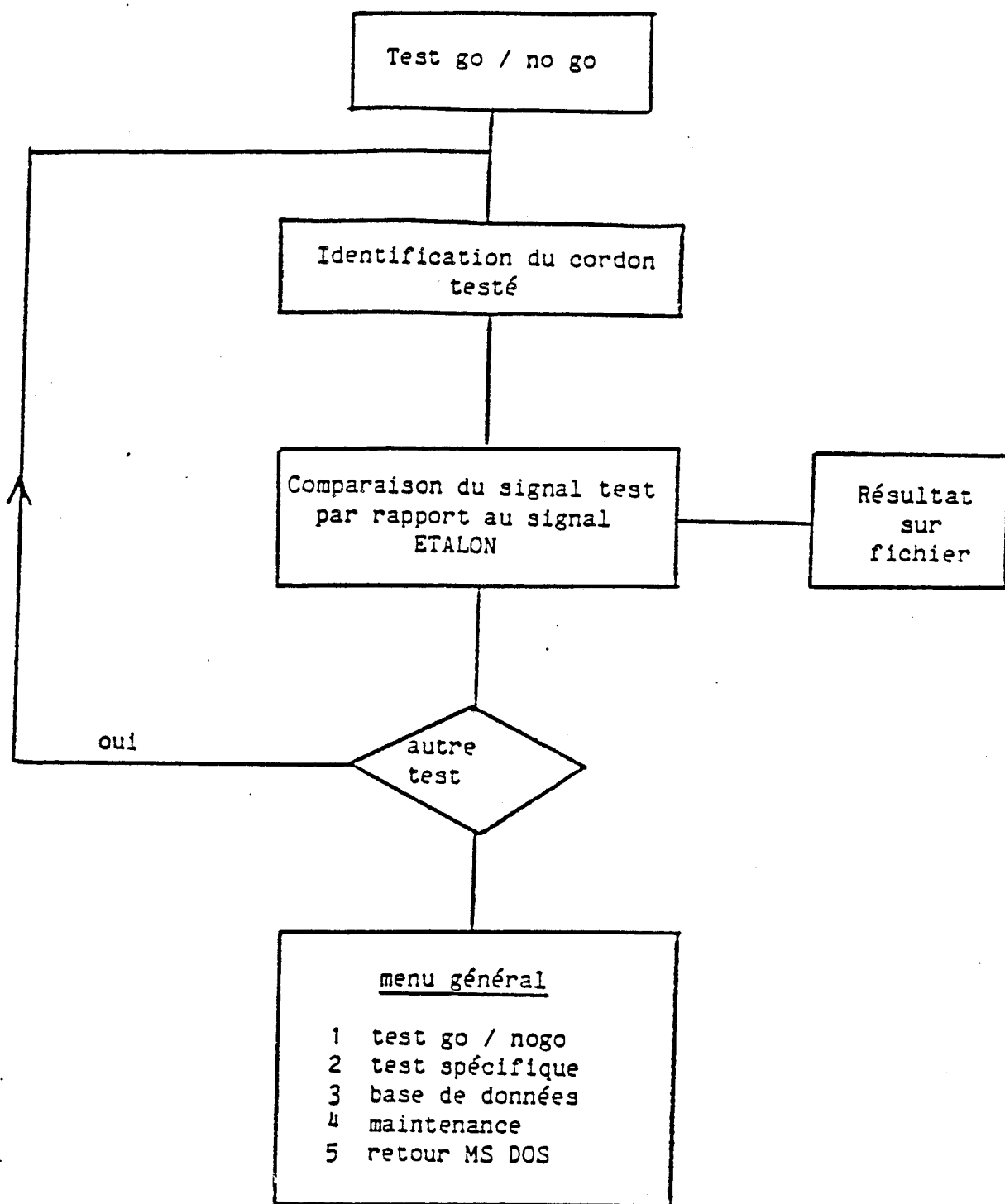
- . nouveau réglage et donc création d'un nouveau fichier réglage
- . lecture d'un ancien fichier de réglage.

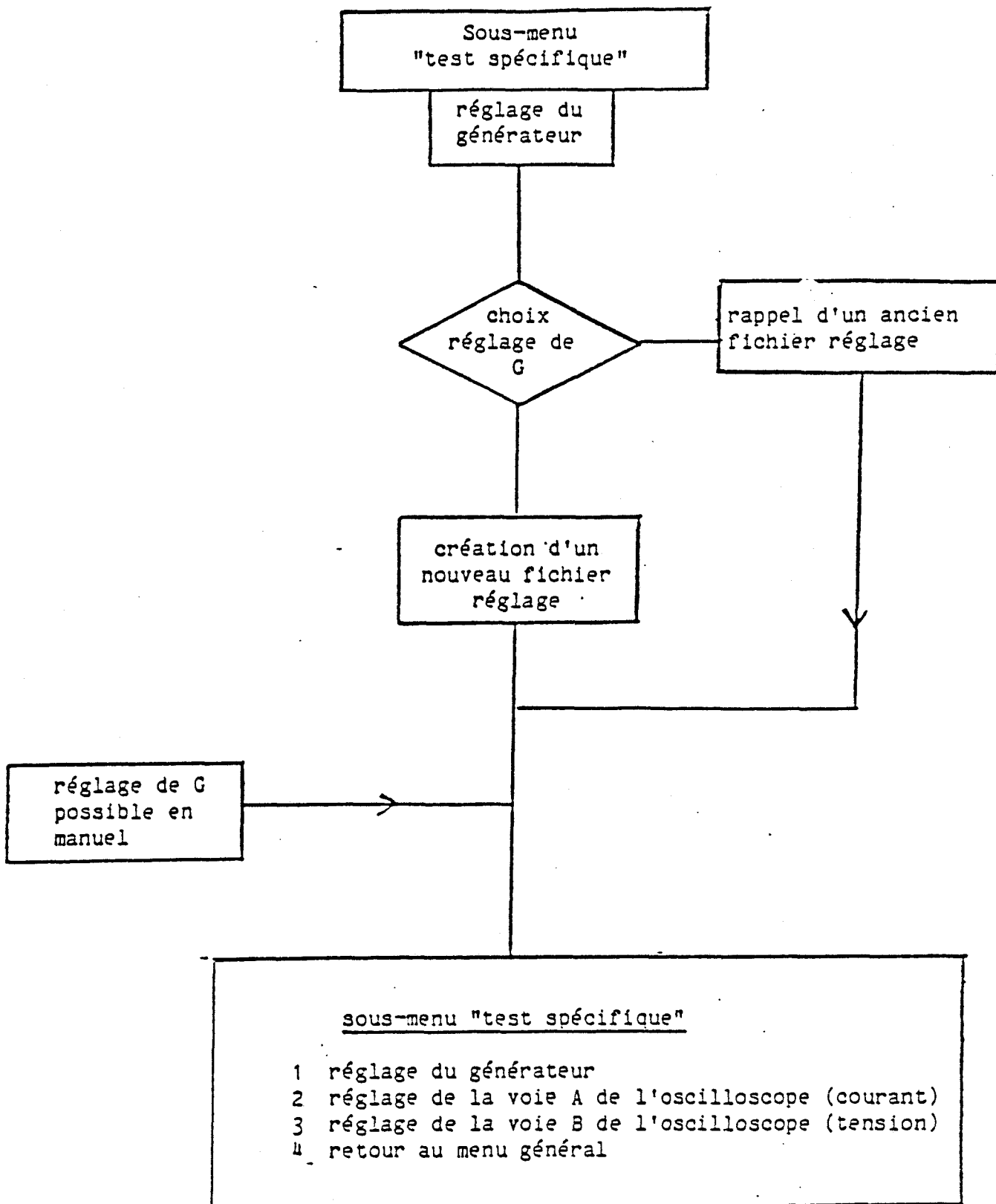
Planche (II-24)

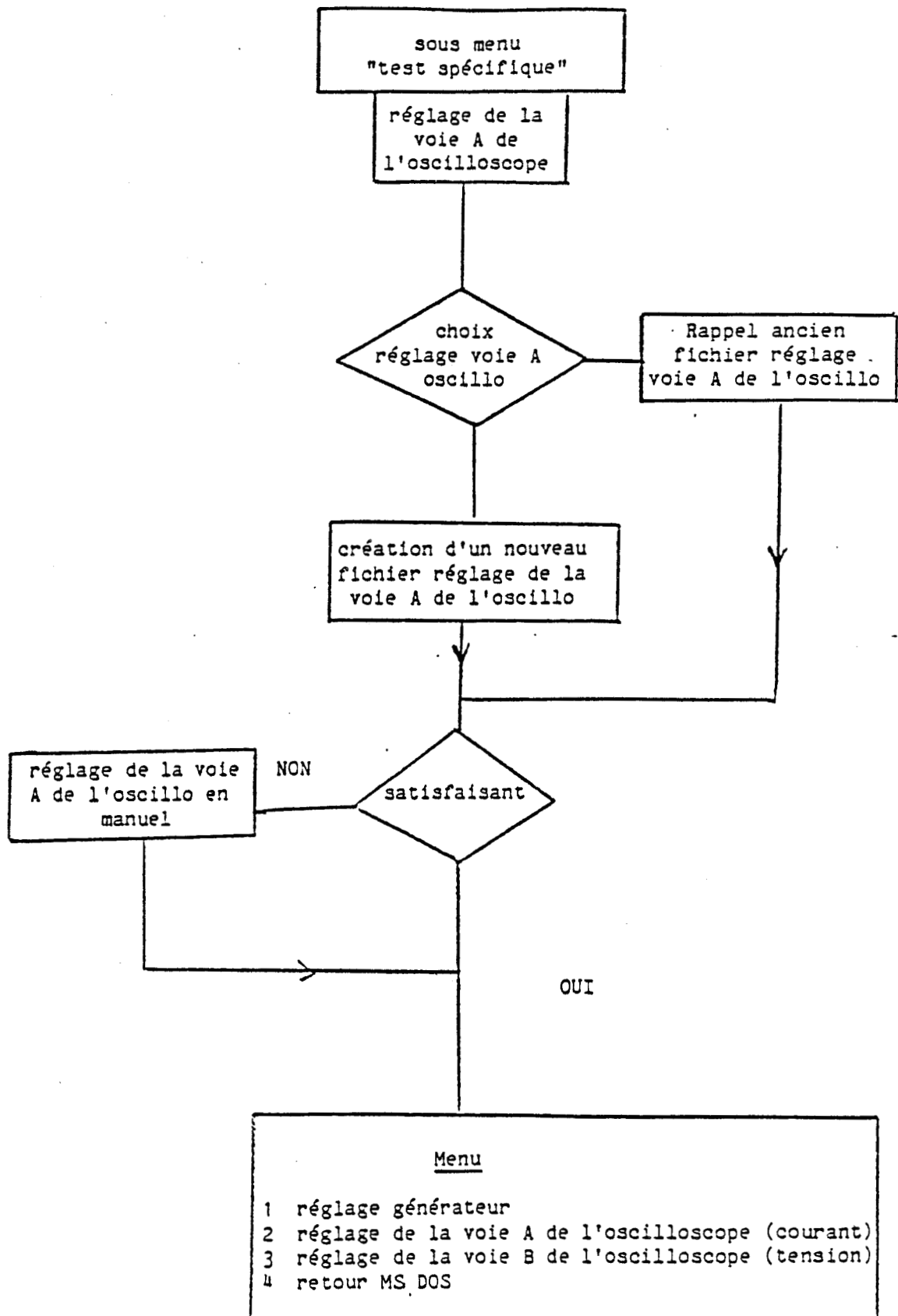
b) Réglage de la voie A de l'oscilloscope

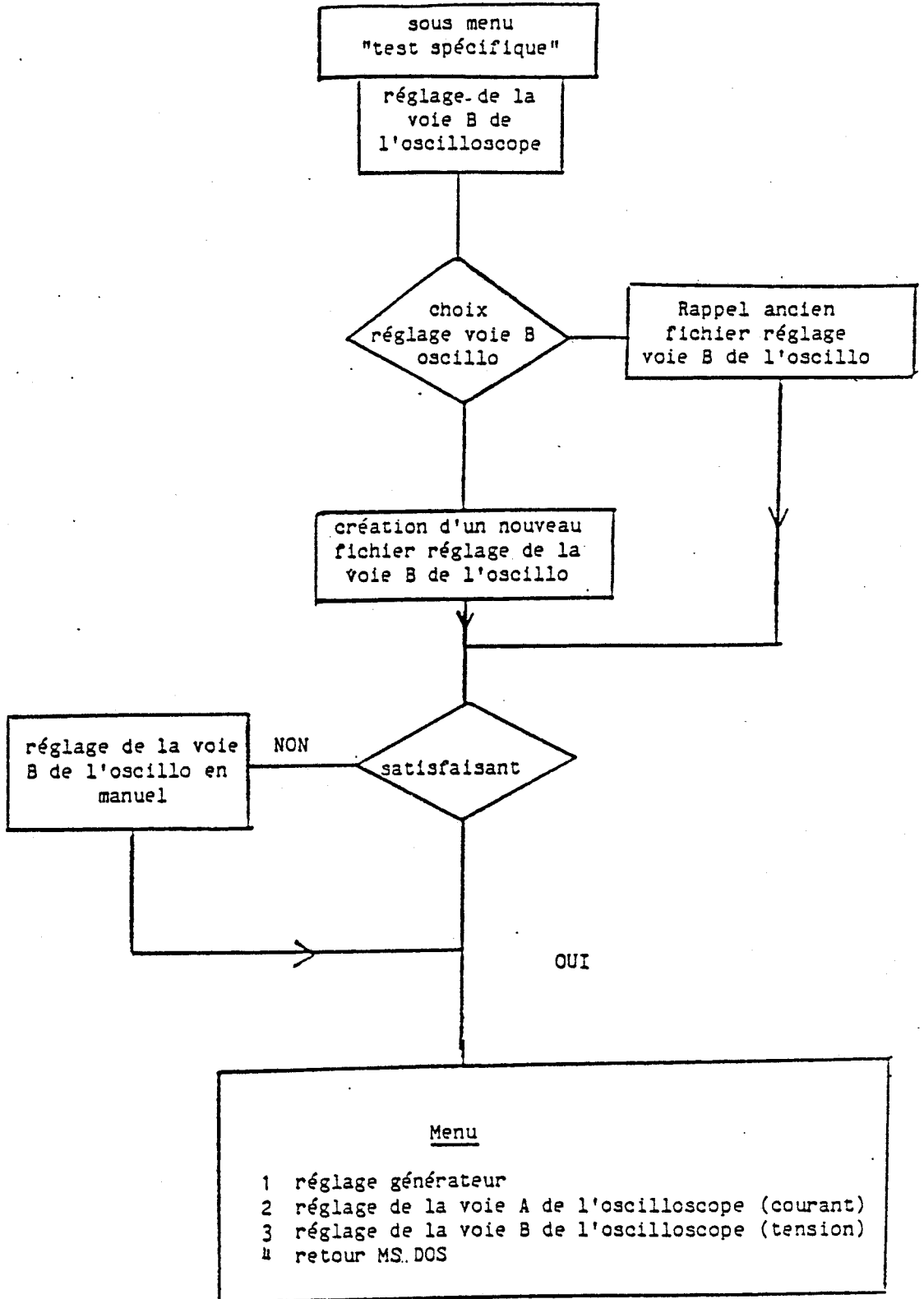
Il accède au réglage de la voie A de l'oscilloscope qui reçoit la signature du courant perturbateur. Là aussi on peut créer un nouveau fichier ou faire appel à un fichier déjà existant. Planche(II-25)

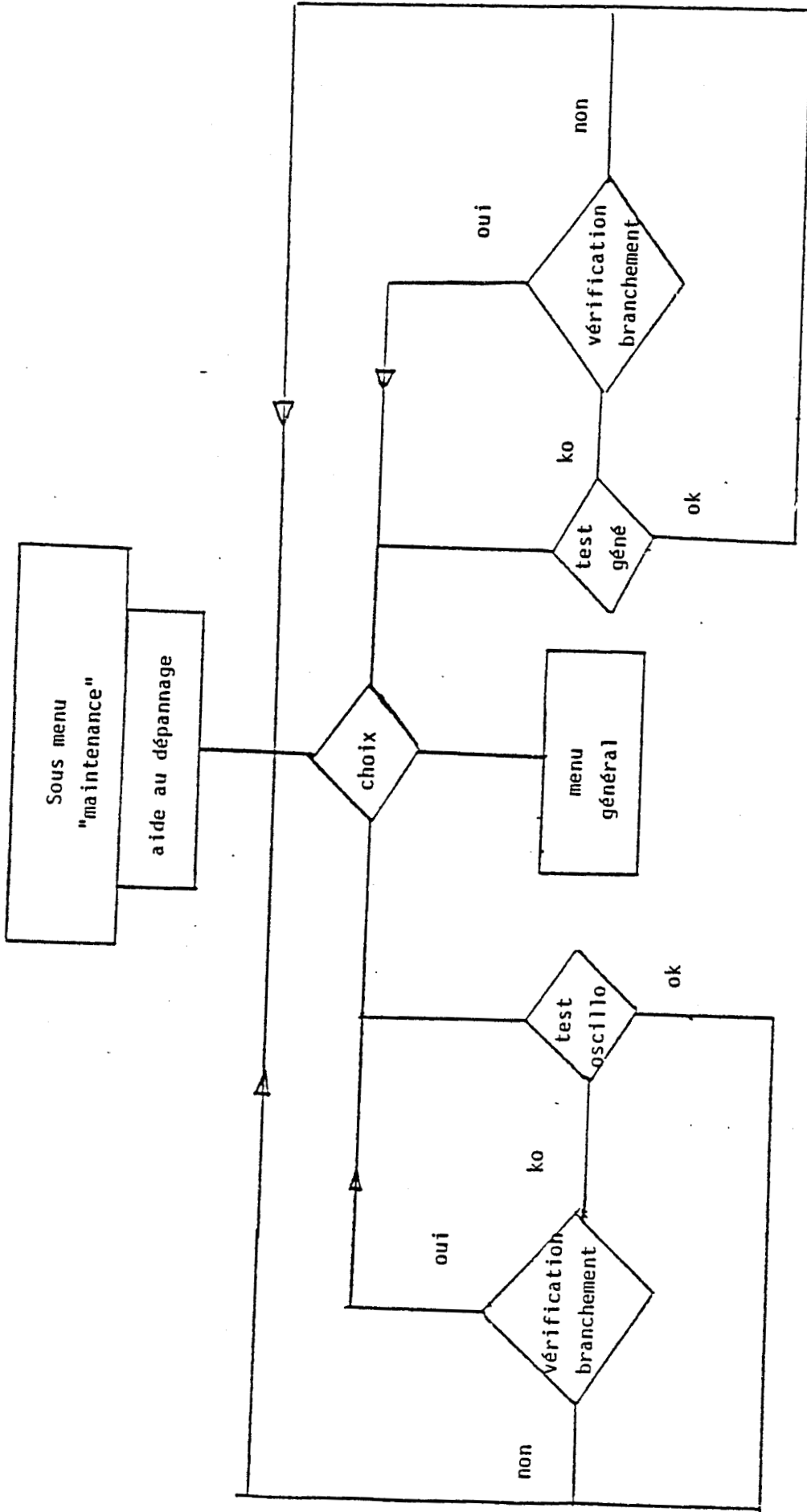












PL(11-27)

c) Réglage de la voie B de l'oscilloscope

Il accède au réglage de la voie B de l'oscilloscope chargée de la visualisation du signal parasite. Mêmes possibilités que pour le réglage de la voie A de l'oscilloscope. Planche (II-26)

4) Maintenance

Le module maintenance est composé de deux sous-modules.

a) Aide au dépannage

Il permet de tester chaque appareil pour offrir le diagnostic d'une panne. Planche (II-27)

b) Aide à la gestion de la mémoire de masse

Ce sous-ensemble permet la sauvegarde de fichiers, et d'en gérer la bibliothèque.

5) Base de données

Ce module consiste à extraire de la base de données les résultats de tests de cordons par référence et par date, mettre en forme ces résultats et les transférer dans un fichier texte afin de pouvoir l'exploiter en dehors de l'application sur d'autres logiciels.

Ce module est actuellement en cours de réalisation.

III.6 - Déroulement du protocole préparatoire du test

La procédure préparatoire du test est une phase indispensable lors de la qualification de nouveaux câbles ou lors de réajustement de la banque de données.

Ce test s'adresse à des séries importantes de cordons, il est donc nécessaire de déterminer le comportement électromagnétique du cordon et d'évaluer la signature de référence sur laquelle est établie la conformité ou la non conformité de la qualité de blindage.

La procédure préparatoire peut être menée au laboratoire. Elle consiste tout d'abord à installer le cordon dans un tube métallique ou à recouvrir la face externe du cordon d'une enveloppe métallique souple. La première solution convient aux cordons de dimensions inférieures à 2m alors que la seconde sera plus souple d'emploi pour les cordons de dimensions supérieures.

Le générateur d'impulsions et le numériseur (ou oscilloscope numérique) seront connectés conformément au schéma de la figure (I-28).

Cette mesure préliminaire a donc pour but de rechercher dans la signature de la tension parasite l'origine des couplages électromagnétiques provoqués par un câble conforme.

La signature typique est donc celle de la figure (I-23).

v_0 nous renseigne sur le couplage résistif et v_{max} sur le couplage magnétique. Le front de montée τ_d qui sera utilisé dans la suite du test est défini lors de cet essai. Il sera choisi de telle manière que v_{max} soit inférieure à v_0 .

La seconde étape de la phase préparatoire consiste à évaluer l'inductance L de la bobine composant le cordon lors de son conditionnement en sortie de chaîne de production. La mesure de l'inductance se fera par une méthode V/I tout à fait classique, le câble étant posé contre le plan excitateur. L déterminée, on fixe la valeur de la résistance R_{OL} du circuit excitateur.

La troisième étape de la phase préparatoire consiste à rechercher la signature de référence. Celle-ci peut être établie à partir d'une signature moyenne obtenue à partir d'essais pratiqués sur un prélèvement de cordons sur plusieurs lots de fabrication.

Les informations recueillies au cours de cette phase préparatoire permettront de paramétrer le logiciel qui fera l'initialisation et la gestion du test.

CHAPITRE III

La mesure de l'impédance de transfert au moyen de méthodes classiques utilisant le banc triaxial de la figure (I-21) ne permet pas d'explorer les fréquences supérieures à 30 MHz.

Les phénomènes de propagation qui prennent naissance aussi bien sur la ligne perturbatrice que sur le câble expérimenté influencent la mesure dès que la longueur d'onde est plus petite que les dimensions longitudinales du banc.

Pour explorer les fréquences élevées on peut réduire la dimension du banc à quelques cm. Ainsi le banc mesurerait environ 10 cm si on veut atteindre le GHz, ce qui n'est pas réaliste.

Nous proposons dans ce chapitre de décrire les principes de quelques méthodes de mesure de l'impédance de transfert permettant d'aller au-delà de la limite des 30 MHz.

- La méthode de la tension de la télédiaphonie

Lorsqu'on applique la théorie des lignes de transmission couplées au cas particulier du banc de mesures d'impédances de transfert totalement adapté, un fait remarquable apparaît. Les tensions parasites induites aux extrémités du câble sont diversement influencées par la propagation suivant que l'on considère la tension de paradiaphonie ou la tension de télédiaphonie. La première est celle que l'on prélève à l'extrémité du câble située près de l'injection du courant perturbateur alors que la seconde est prélevée à l'extrémité opposée.

Les phénomènes de propagation se manifestent surtout par d'importantes fluctuations d'amplitude de ces tensions en fonction de la fréquence. Ces phénomènes sont gérés par des mécanismes de battement d'onde se propageant à des vitesses différentes. La fréquence singulière à laquelle se manifeste la fluctuation d'ordre le plus bas définit assez grossièrement la frontière BF-HF.

Les développements analytiques montrent que cette première fréquence singulière est proportionnelle à l'inverse de la somme des vitesses de propagation extérieures et intérieures au blindage si on considère la tension de paradiaphonie.

Par contre vis-à-vis de la tension de télédiaphonie cette fréquence singulière est proportionnelle à l'inverse de la différence des vitesses de propagation.

Cette seconde propriété peut être exploitée pour la mesure d'impédance de transfert en recherchant l'égalisation des vitesses de propagation. Cette méthode autorise des mesures d'impédances de transfert jusqu'à plusieurs centaines de MHz sans que les phénomènes de propagation interviennent de façon sensible.

- La méthode de la discontinuité

Un autre moyen consiste à éliminer les phénomènes de propagation par une réduction de la dimension de l'éprouvette à quelques centimètres. Cette solution qui semble irréaliste sur le plan physique peut toutefois être appliquée moyennant un conditionnement particulier du câble et de la ligne perturbatrice.

Le principe utilisé dans la méthode de la discontinuité de blindage permet de bénéficier des avantages combinés d'une ligne perturbatrice de dimension raisonnable et d'une éprouvette de dimension réduite.

- La méthode de la pince absorbante

Cette technique de mesure recommandée par la norme C.E.I.-96-1 n'est pas à proprement parler une détermination directe d'impédance de transfert. Il s'agit d'évaluer une efficacité d'écran qui n'est autre que le rapport du courant injecté à l'intérieur d'un coaxial et du courant véhiculé par l'onde de surface qui diffuse à l'extérieur du câble isolé dans l'espace. Les conditions requises pour mener la mesure sont que les dimensions du câble soient très supérieures à la longueur d'onde et que le blindage soit suffisamment éloigné de tout élément absorbant. La

méthode de mesure est facile à mettre en oeuvre, toutefois elle nécessite une calibration délicate et une conversion assez complexe si on souhaite déduire l'impédance de transfert de l'efficacité de l'écran.

- La méthode du fil d'injection

Cette méthode développée par MM. FOWLER et EACHER consiste à faire circuler un courant perturbateur sur un fil conducteur directement posé sur le câble à tester et en utilisant les propriétés du banc de mesure adapté.

Après avoir rappelé les différents principes nous tenterons de dissocier les avantages et les inconvénients pour chacune de ces méthodes, en comparant l'impédance de transfert obtenue sur plusieurs types de câble coaxial pour des fréquences variant de 10 MHz à quelques GHz.

I - INFLUENCE DES PHENOMENES DE PROPAGATION [22]

Nous avons vu dans la première partie de notre thèse que dans le cas où les phénomènes de propagation n'influencent pas la mesure, les tensions parasites sont données par la relation (I-40). Dans le cas contraire, et pour les structures adaptées, il faut recourir pour $V_C(o,\omega)$ et $V_C(L,\omega)$ à des relations plus complètes faisant intervenir les phénomènes de propagation.

Relations que nous exprimons :

$$V_C(o,\omega) = -\frac{1}{2} Z_t I_{p0} L \frac{1 - e^{-(\gamma_p + \gamma_c)L}}{(\gamma_p + \gamma_c)L} \quad \text{(III-1)}$$

$$V_C(L,\omega) = -\frac{1}{2} Z_t I_{p0} L \frac{1 - e^{-(\gamma_p + \gamma_c)L}}{(\gamma_p - \gamma_c)L} e^{-\gamma_c L} \quad \text{(III-2)}$$

Pour apprécier le rôle joué par les phénomènes de propagation nous supposons que l'impédance de transfert obéit à un modèle simple que nous résumons à l'expression

$$Z_t = R_0 + jL_t \omega \quad \text{(III-3)}$$

Nous admettons en plus que les paramètres γ_p et γ_c sont purement imaginaires, soit :

$$\gamma_p = j \frac{\omega}{v_p} \quad ; \quad \gamma_c = j \frac{\omega}{v_c} \quad \text{(III-4)}$$

où v_p et v_c représentent respectivement la vitesse de propagation du mode TEM dans la ligne perturbatrice et dans le câble coaxial.

Compte tenu de ces hypothèses simplificatrices l'évolution de $V_C(o,\omega)$ et $V_C(L,\omega)$ avec la fréquence peut être représentée par les caractéristiques de la figure (III-1)

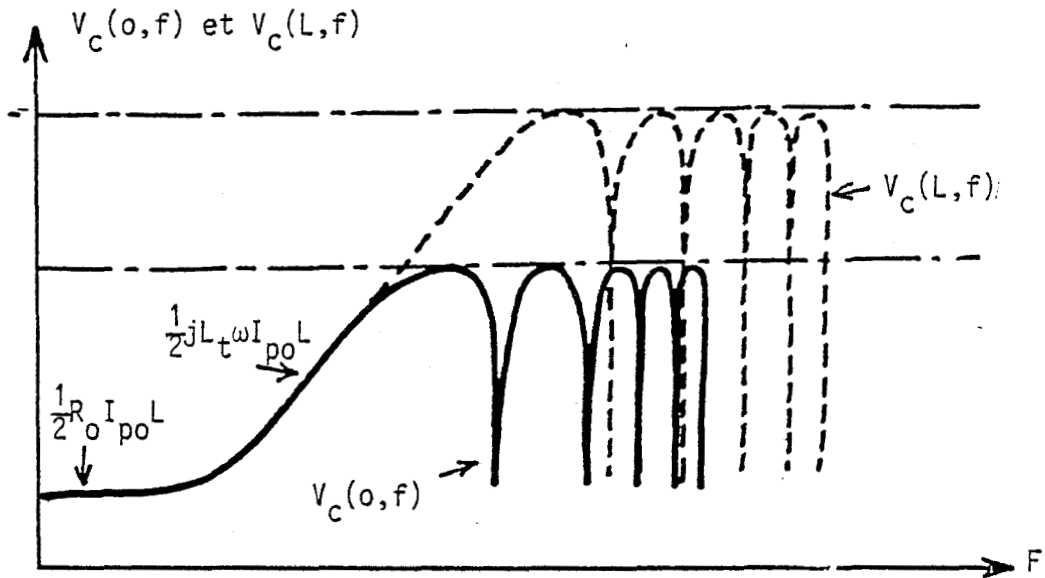


Figure (III-1)

Les courbes partagent le spectre en deux régions bien significatives.

En ce qui concerne $V_c(o, \omega)$ on remarque qu'au-dessous de la fréquence F_0 la tension de paradiaphonie est l'homothétique de la caractéristique d'impédance de transfert, et qu'au-dessus de F_0 la variation de la tension enregistre des maximums et de zéros qu'on peut aisément relier à v_p et v_c . La tension de télédiaphonie $v_c(L, \omega)$ obéit aussi à ce comportement, toutefois la fréquence F_L qui délimite l'intervention des phénomènes de propagation est plus importante que F_0 .

Nous allons maintenant rechercher les conditions produisant les maximums et les zéros.

Tension de paradiaphonie $V_c(o, \omega)$

maximum lorsque $\left| 1 - e^{-(\gamma_p + \gamma_c)L} \right| = 2$ (III-5)

zéro lorsque $\left| 1 - e^{-(\gamma_p + \gamma_c)L} \right| = 0$

La première condition intervient pour toutes les fréquences f_{on} telles que

$$\cos \left[2\pi f_{on} \left(\frac{1}{V_p} + \frac{1}{V_c} \right) L \right] = -1 \quad \text{(III-6)}$$

soit

$$f_{on} = \frac{2n+1}{2} \frac{1}{\left(\frac{1}{V_p} + \frac{1}{V_c} \right) L} \quad \text{(III-7)}$$

La seconde condition intervient aux fréquences f_{op} telles que

$$\cos \left[2\pi f_{op} \left(\frac{1}{V_p} + \frac{1}{V_c} \right) L \right] = 1 \quad \text{(III-8)}$$

soit :

$$f_{op} = \frac{P}{\left(\frac{1}{V_p} + \frac{1}{V_c} \right) L} \quad \text{(III-9)}$$

Tension de télédiaphonie $V_c(L, \omega)$

maximum lorsque $\left| 1 - e^{-(\gamma_p - \gamma_c)L} \right| = 2$

(III-10)

zéro lorsque $\left| 1 - e^{-(\gamma_p - \gamma_c)L} \right| = 0$

Soit pour la première condition les fréquences f_{Ln} telles que

$$\cos \left[2\pi f_{Ln} \left| \frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_c} \right| L \right] = -1 \quad (III-11)$$

$$f_{Ln} = \frac{2n+1}{2} \frac{1}{\left| \frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_c} \right| L} \quad (III-12)$$

Soit pour la seconde les fréquences f_{Lp} telles que

$$\cos \left[2\pi f_{Lp} \left| \frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_c} \right| L \right] = +1 \quad (III-13)$$

$$f_{Lp} = \frac{p}{\left| \frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_c} \right| L} \quad (III-14)$$

Ces propriétés seront mises à profit pour déterminer l'impédance de transfert des câbles coaxiaux aux fréquences élevées.

II - ESSAIS PRELIMINAIRES MENES SUR UN CABLE DE 10 m [22]

Les essais ont surtout pour objectif de mettre en évidence les phénomènes de propagation prévus par les expressions (III-1) et (III-2). La position des maximums de la tension de paradiaphonie telle qu'elle est prévue par la relation (III-7) montre que les fréquences où apparaissent les phénomènes de propagation sont inversement proportionnelles à la dimension longitudinale L du câble. Si celle-ci est voisine de 10 m et si on suppose des vitesses de propagation approchant $2 \cdot 10^8$ m/s, le premier maximum est à 5 MHz. S'il est facile d'adapter le câble jusqu'à 1 GHz, il en va tout autrement pour la ligne perturbatrice. La pratique montre que l'adaptation est réalisable à l'aide d'un réseau de résistances disposé en étoile jusqu'à une fréquence de 100 MHz ce qui est amplement suffisant pour visualiser la courbe enveloppe de façon satisfaisante et ainsi vérifier les hypothèses avancées par la théorie.

Le câble utilisé pour faire l'expérience est un câble coaxial du type KX-4 d'impédance caractéristique 50 Ω .

Le câble comporte une tresse à bon recouvrement (90 %) et l'angle de tressage est voisin de 20° . L'impédance de transfert mesurée sur des échantillons de petite dimension et pour les fréquences inférieures à 10 MHz est caractérisée par une remontée dès 1 MHz, remontée qu'on peut assimiler entre 1 et 10 MHz à une loi en \sqrt{f} .

Les dimensions importantes du câble ne permettent pas de l'installer dans le banc triaxial classique usuel. C'est pour cette raison que nous avons opté pour une ligne perturbatrice comprenant une tresse maintenue en contact avec la gaine PVC de protection extérieure du câble.

Le générateur de perturbation est en contact direct avec la ligne perturbatrice, le potentiel du générateur est au contact du blindage alors que la masse est connectée au conduit le plus extérieur. Figure (III-2).

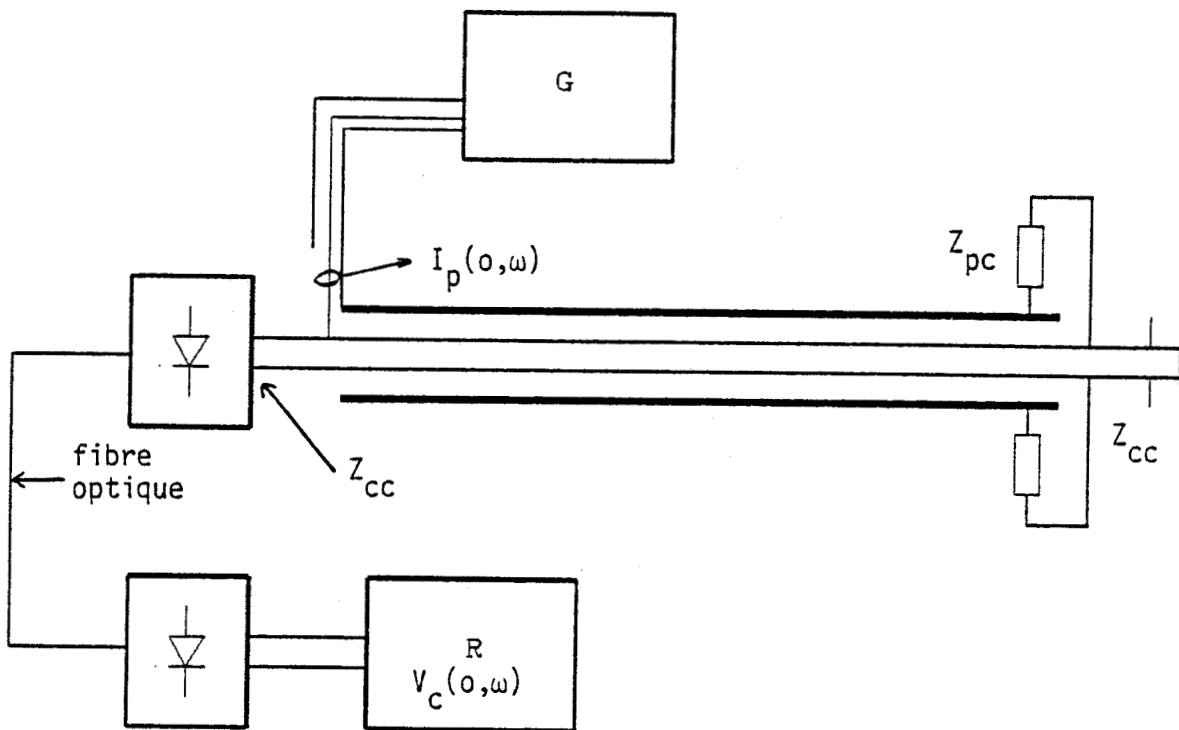


Figure (III-2)

Il fallait résoudre la compatibilité des masses du générateur et du récepteur. L'isolation galvanique de ces deux équipements est matérialisée par une conversion électro optique analogique à large bande. La mesure est pilotée par un calculateur de type HP 1000, ce qui autorise une scrutation très fine du spectre.

III - EXPERIMENTATION ET INTERPRETATION

III.1 - Expérimentation

Les caractéristiques d'impédance de transfert sont directement déduites des tensions de paradiaphonie et de télédiaphonie $V_C(0, \omega)$ et $V_C(L, \omega)$.

Pour la première, la caractéristique s'exprime $Z_t(0, \omega)$

$$Z_t(0, \omega) = \frac{2}{L} \frac{V_C(0, \omega)}{I_p(0, \omega)} \quad (\text{III-15})$$

Pour la seconde, la caractéristique $Z_t(L, \omega)$

$$Z_t(L, \omega) = \frac{2}{L} \frac{V_c(L, \omega)}{I_p(o, \omega)} \quad (\text{III-16})$$

L'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice est estimée par un essai en réflectométrie, elle est égale à $Z_{pc} = 12,5 \Omega$.

La mesure de la vitesse de propagation dans chaque ligne a montré que v_c et v_p sont pratiquement identiques et égales à 2.10^8 m/s.

La Planche (III-1) montre l'évolution de $Z_t(o, \omega)$ telle qu'elle est mesurée au cours de l'expérience. Sur cette courbe sont positionnées les fréquences des maximums f_{on} et des minimums f_{op} telles qu'elles sont prédéterminées par les relations (III-7) et (III-9).

Les traits verticaux correspondant aux positions théoriques montrent un accord satisfaisant avec l'expérience.

La courbe peut être divisée en trois régions :

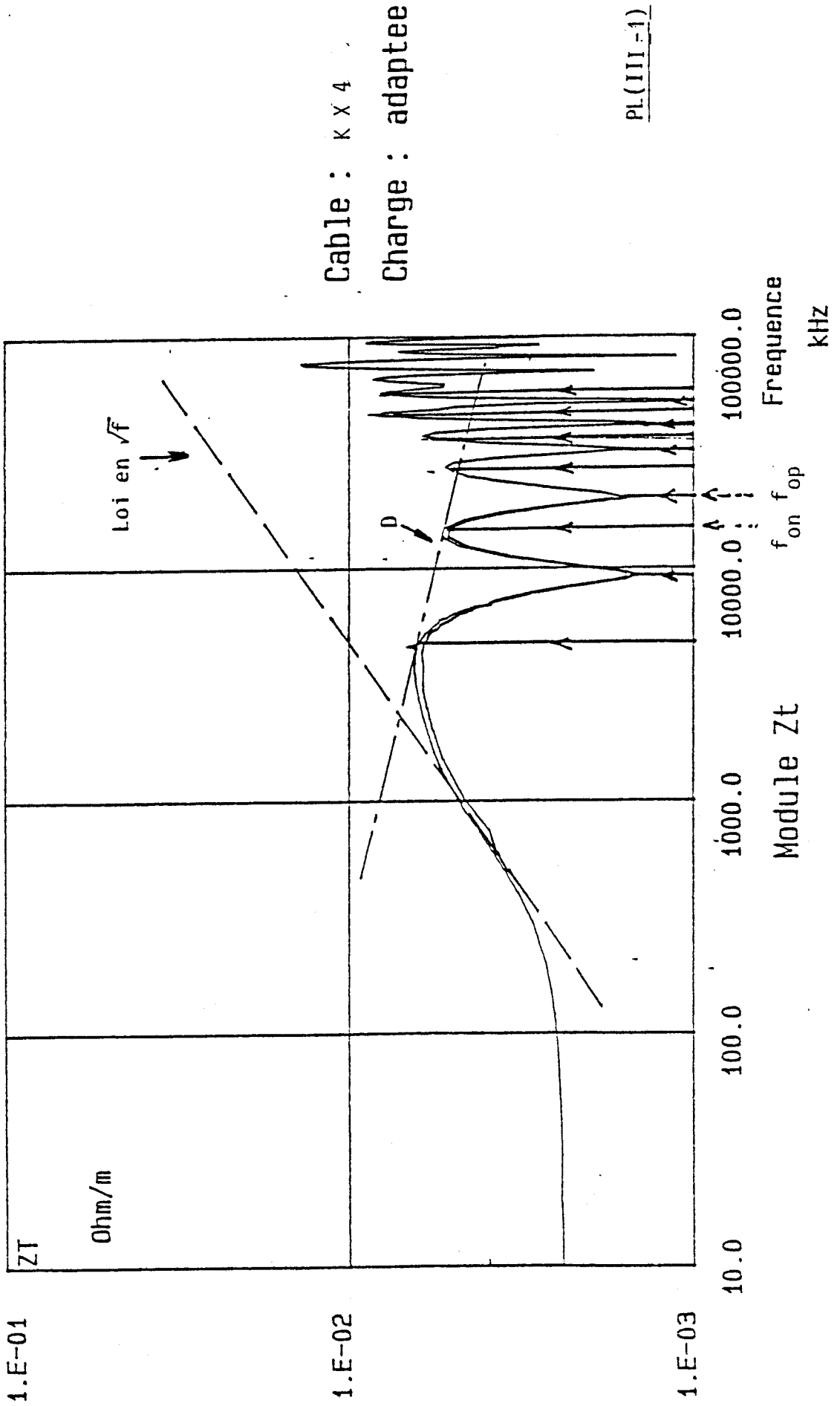
- de 10 kHz à 1 MHz elle est peu influencée par les phénomènes de propagation, l'impédance de transfert s'inscrit d'ailleurs très bien avec le modèle en \sqrt{f} . [6]

- de 1 MHz à 20 MHz les phénomènes de propagation se manifestent. Sur les courbes nous superposons la droite D qui s'appuie sur les maximums. Cette droite de pente négative traduit effectivement un comportement de l'impédance de transfert différent d'une loi proportionnelle à $f^{-\alpha}$ où le coefficient α est inférieur à l'unité. La droite enveloppe des maximums correspond à $\alpha = 0,15$ au lieu de $\alpha = 0,5$ s'il y a continuité de la remontée en \sqrt{f} de l'impédance de transfert.

- Au-dessus de 20 MHz, l'amplitude des maximums croît avec la fréquence en évoluant toutefois de façon erratique.

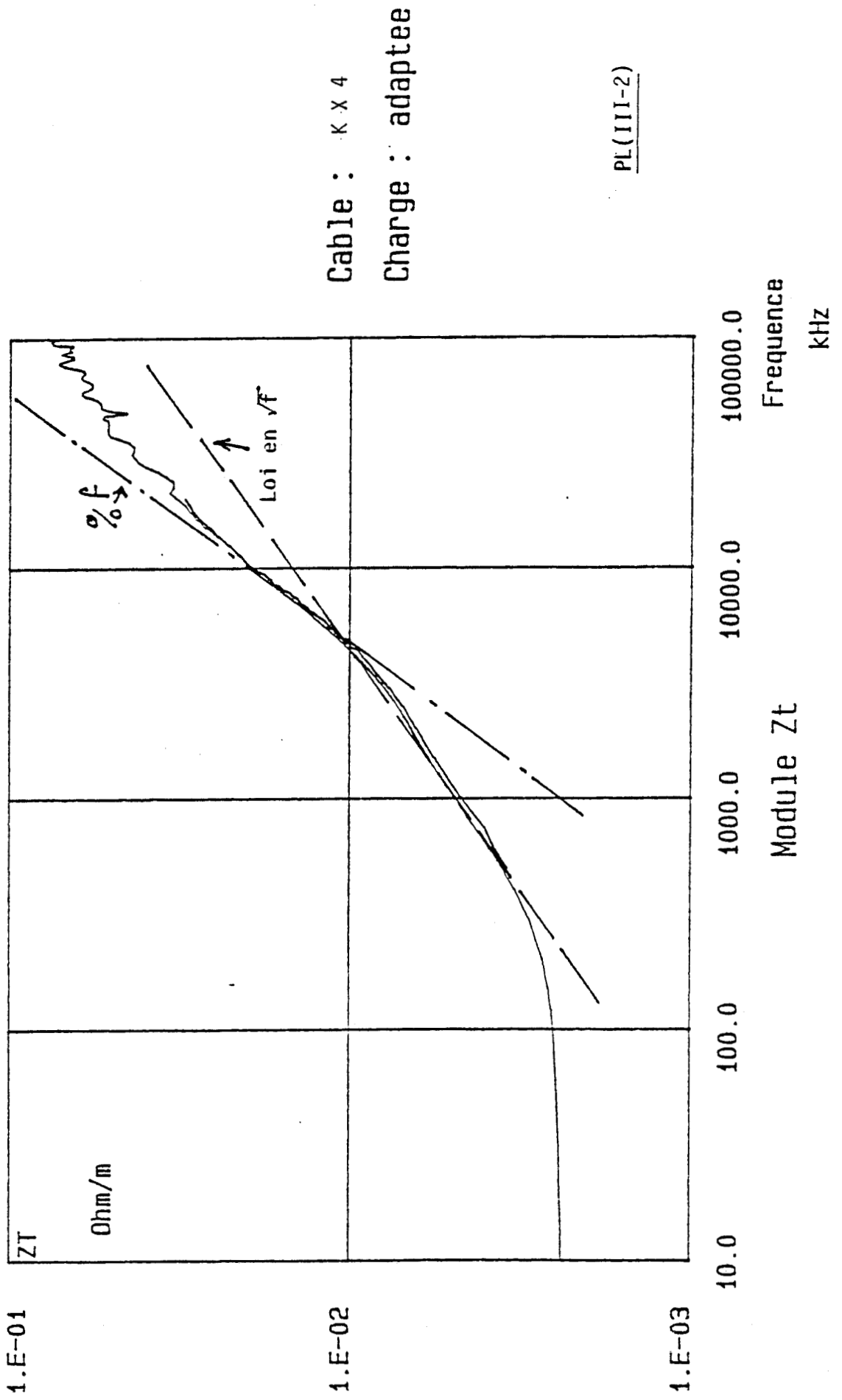
MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

Methode harmonique



MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

Methode harmonique



Cable : K X 4
 Charge : adaptee

PL(III-2)

1.E-01

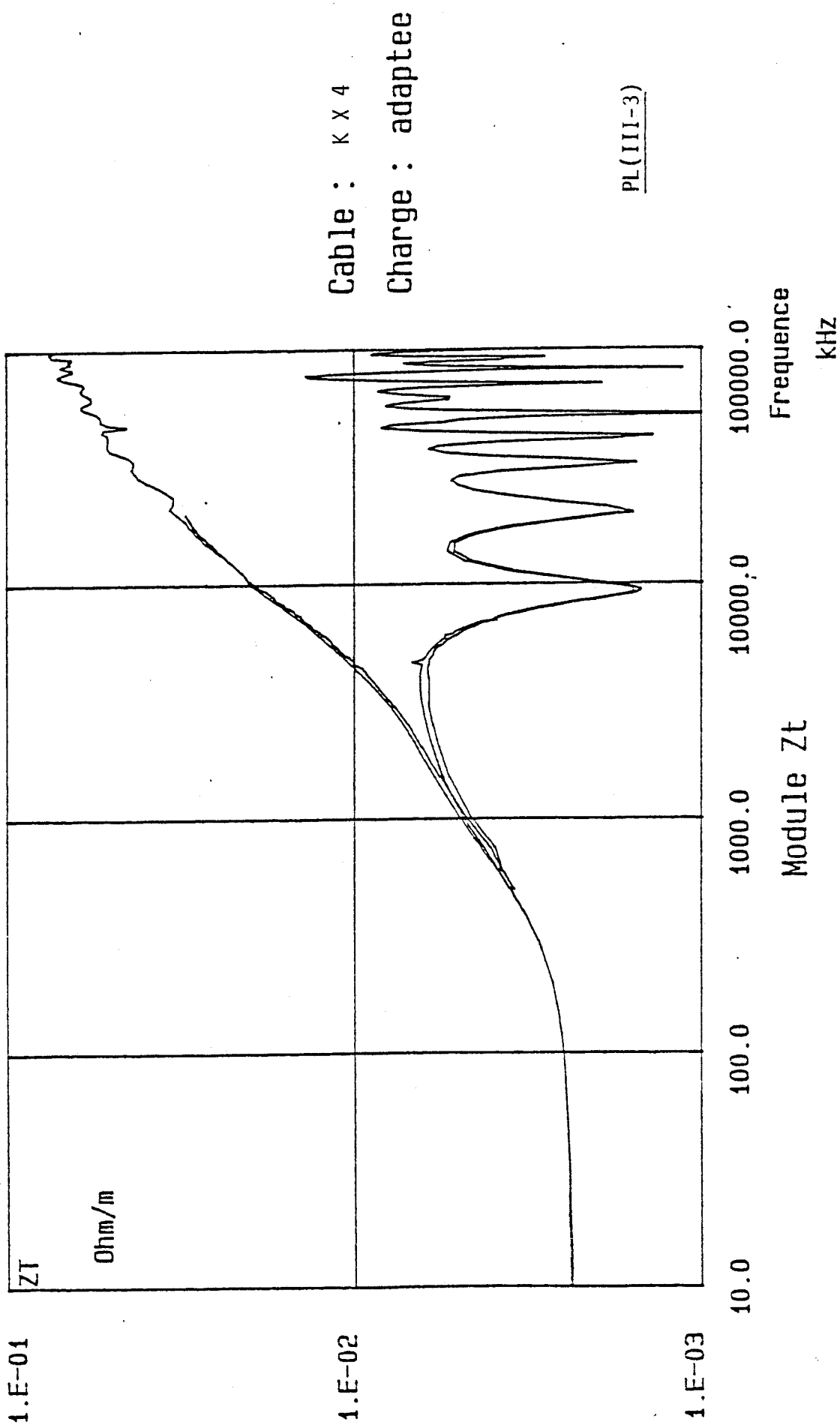
1.E-02

1.E-03

10.0 100.0 1000.0 10000.0 100000.0
 Module Z_t Frequence
 KHZ

MESURE DE L'IMPEDANCE DE TRANSFERT

Methode harmonique



La Planche (III-2) correspond à $Z_t(L,\omega)$ telle qu'elle est mesurée lors de l'expérience. Les maximums et minimums reliés aux phénomènes de propagation semblent se produire bien au-dessus de 100 MHz. Ce résultat est à priori logique quand on sait que v_p et v_c sont presque identiques.

La courbe peut être divisée en trois régions de 10 kHz à 5 MHz, la remontée est bien conforme à la loi en \sqrt{f} .

Au-dessus de 5 MHz et jusqu'à 10 MHz, la courbe s'oriente vers une loi proportionnelle à la fréquence.

Au-dessus de 10 MHz, $Z_t(L,\omega)$ s'écarte de cette loi proportionnelle avec une inflexion orientée vers des valeurs plus faibles que celle prévue par l'extrapolation linéaire. Cet écart va d'ailleurs croissant avec la fréquence, il caractérise certainement l'effet précurseur des phénomènes de propagation qui se produisent au-dessus de 100 MHz.

La Planche (III-3) qui rassemble les caractéristiques $Z_t(o,\omega)$ et $Z_t(L,\omega)$ confirme bien ces remarques.

III.2 - Interprétation

La remontée irrégulière des maximums de la tension de paradiaphonie peut assez facilement s'interpréter en pratiquant un essai en impulsion. Le générateur d'impulsions trapézoïdales est installé dans les mêmes conditions que le générateur de signaux harmoniques. Le récepteur utilisé pour cette expérience est un oscilloscope numérique de bande passante 200 MHz.

Les signaux représentés sur les Planches (III-4), (III-5) et (III-6) sont tels qu'ils sont mémorisés lors de l'expérience.

Sur la Planche (III-4) le courant perturbateur $i_p(o,t)$ peut être assimilé à un échelon de courant visualisé sur une fenêtre temporelle de 200 ns.

Sur la Planche (III-5) figurent la tension de paradiaphonie et sur la Planche (III-6), la tension de télédiaphonie représentée sur une fenêtre

de 1 μ s. On remarque une opposition de phase entre ces deux signaux, elle s'explique par le fait que les informations mémorisées sont $+ v_c(o,t)$ et $- v_c(L,t)$ si on se conforme aux conventions de signe de la figure (I-21) et des relations (III-1) et (III-2).

Pour faciliter l'interprétation, on a représenté sur la Figure (III-3) ces trois signaux en indiquant leur paramètres les plus caractéristiques. On soulignera que les tensions sont représentées en phase et conformes aux conventions.

L'échelon de courant est caractérisé par son amplitude I_{p0} et le front de montée τ_d .

Les tensions $V_c(o,t)$ et $V_c(L,t)$ comportent un transitoire que l'on peut définir par une largeur et une amplitude, à l'extrémité droite de la fenêtre nous observons un comportement asymptotique du signal représenté par un palier d'amplitude V_{c0} .

On remarquera que l'amplitude V_{comax} du transitoire de la tension de paradiaphonie est bien inférieure au transitoire V_{cLmax} de la tension de télédiaphonie. Inversement c'est la largeur τ_o du premier transitoire qui est bien supérieure à la largeur τ_L du second soit :

$$V_{comax} \ll V_{cLmax} \quad (III-17)$$

$$\tau_o \gg \tau_L$$

Pour faciliter l'interprétation nous assignons au blindage un modèle d'impédance de transfert simplifié dont nous verrons qu'il simule assez bien la réalité. Il s'agit du modèle

$$Z_t = R_o - jL_t\omega \quad (III-18)$$

Si nous négligeons l'affaiblissement des lignes et si nous passons aux variables symboliques, les relations (III-1) et (III-2) introduites au début du rapport s'expriment *

* On supposera que $i_p(o,t)$, $v_c(o,t)$ et $v_c(L,t)$ ont leur origine en $t=0$.

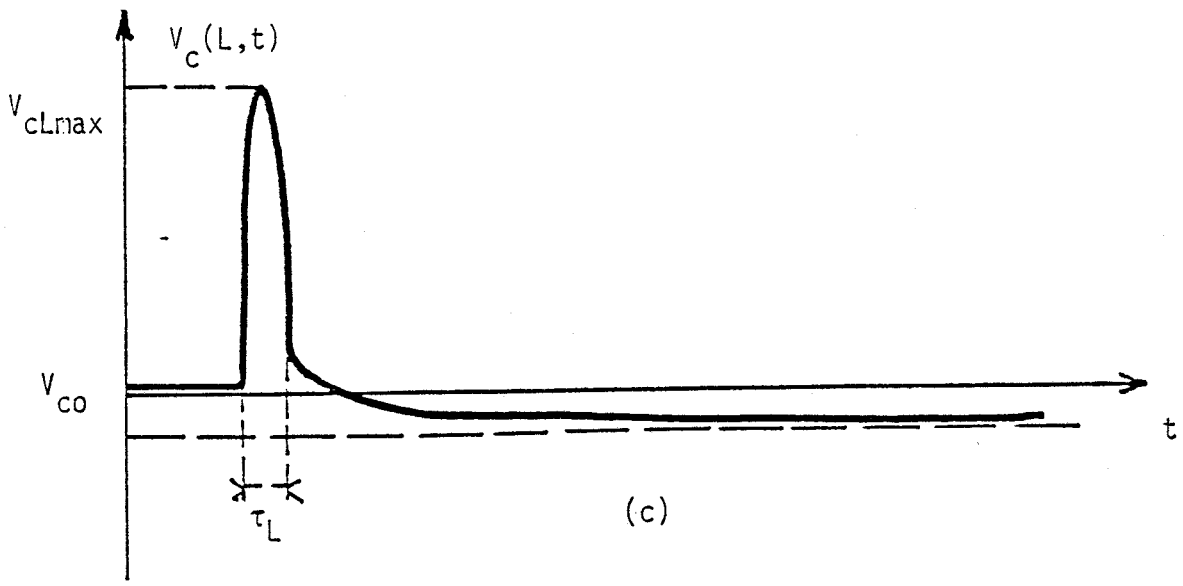
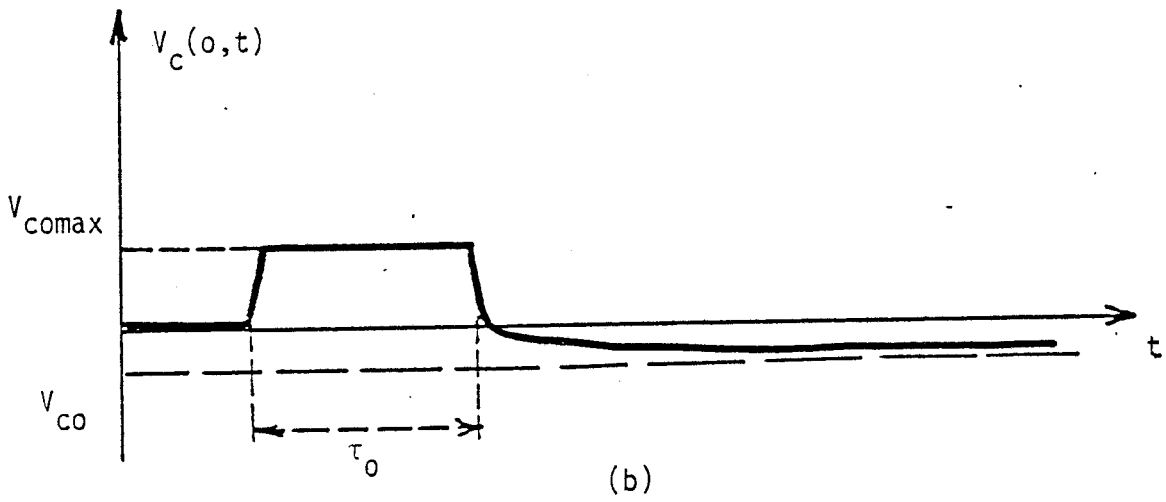
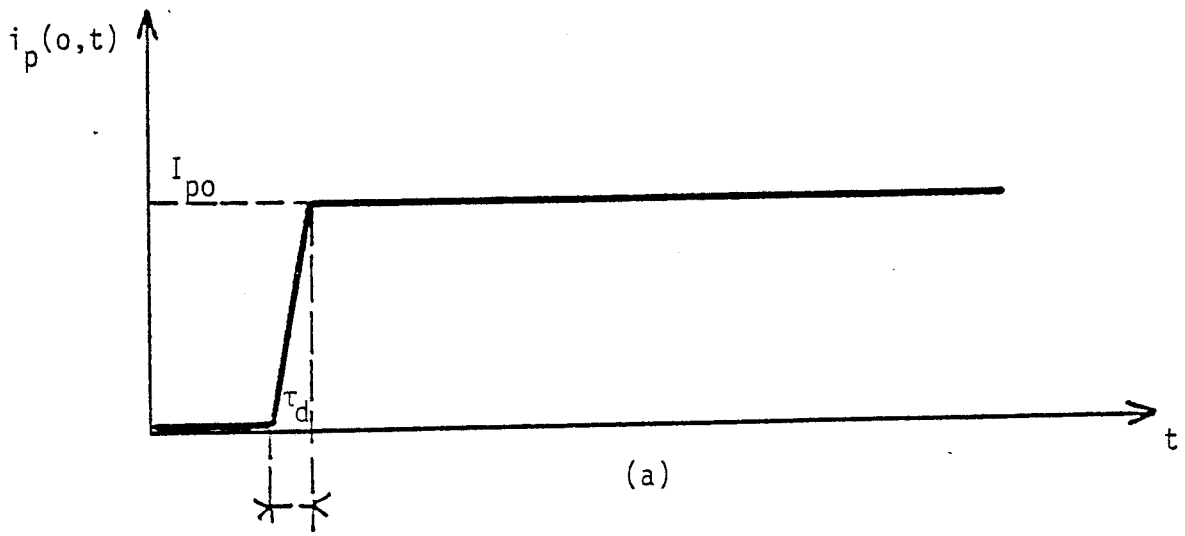
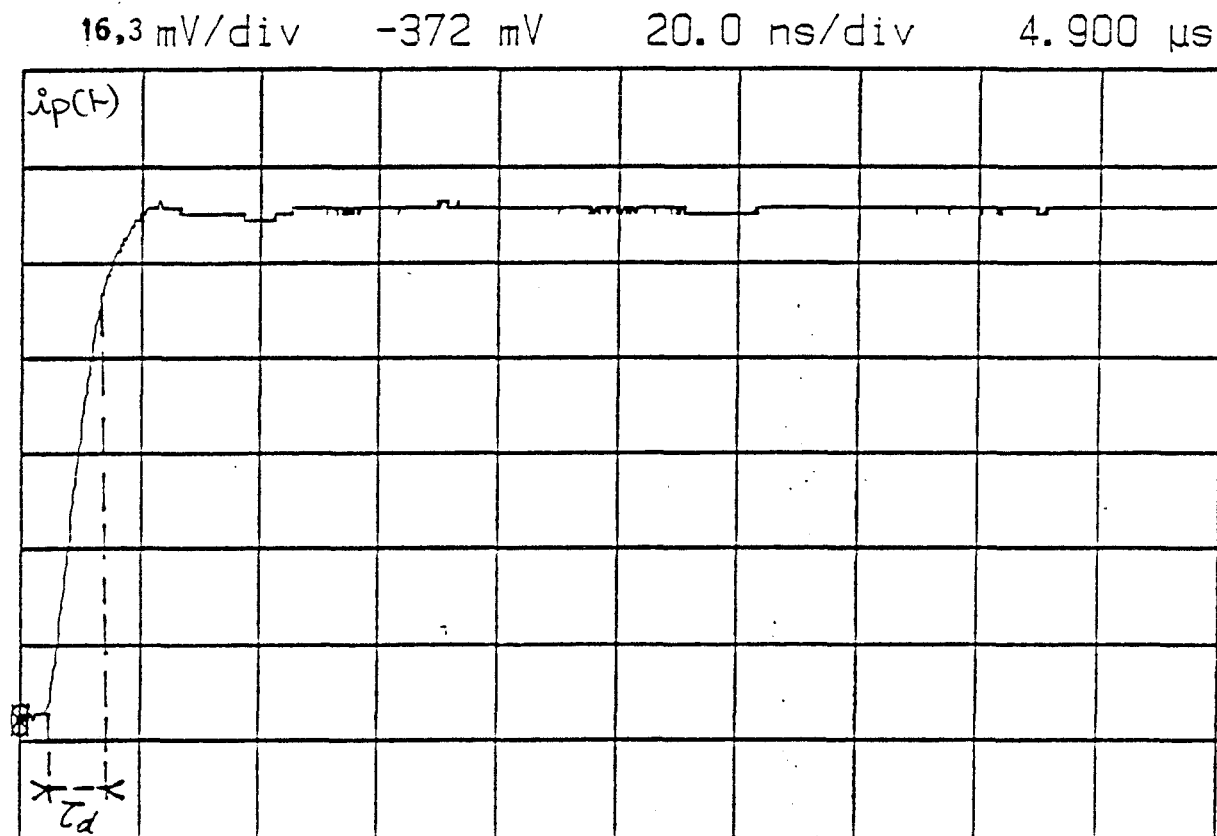


Figure (III-3)

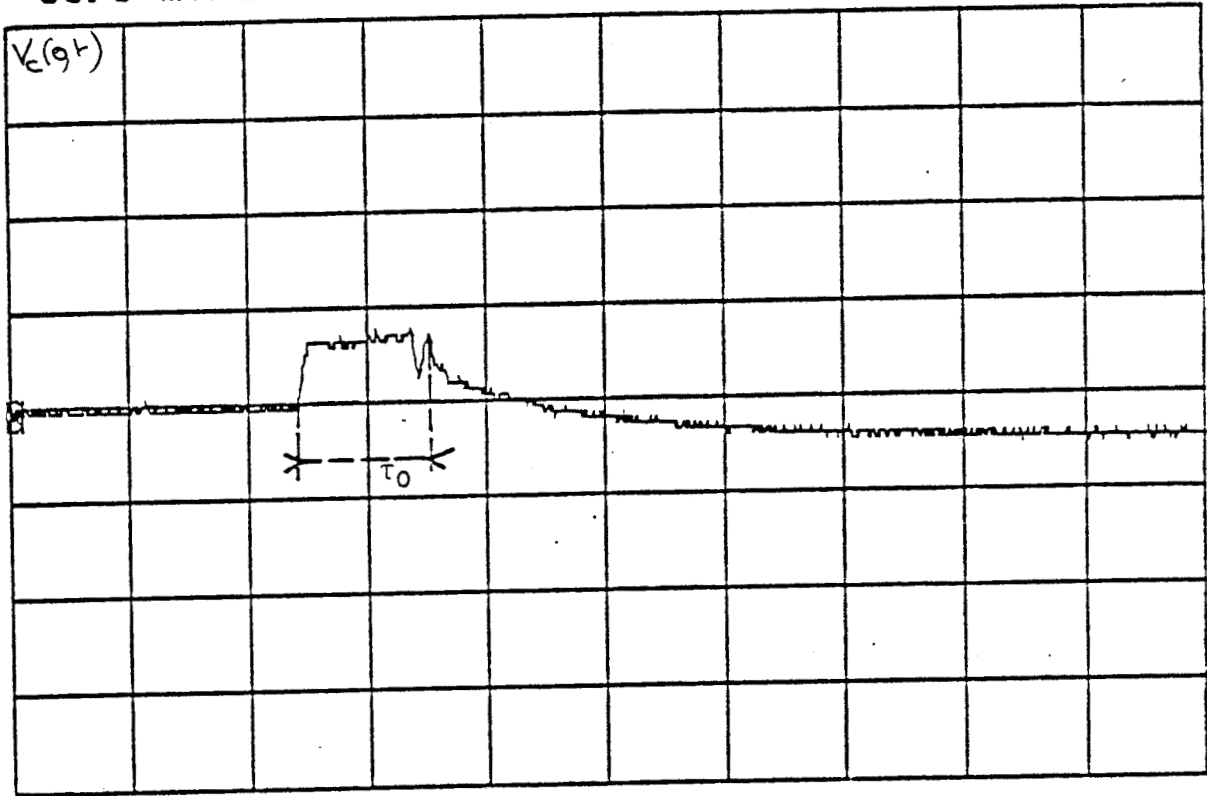


Courant perturbateur visualisé sur une fenêtre de 200 ns

Front de montée à 70 % $\tau_d \approx 10$ ns

PL(III-4)

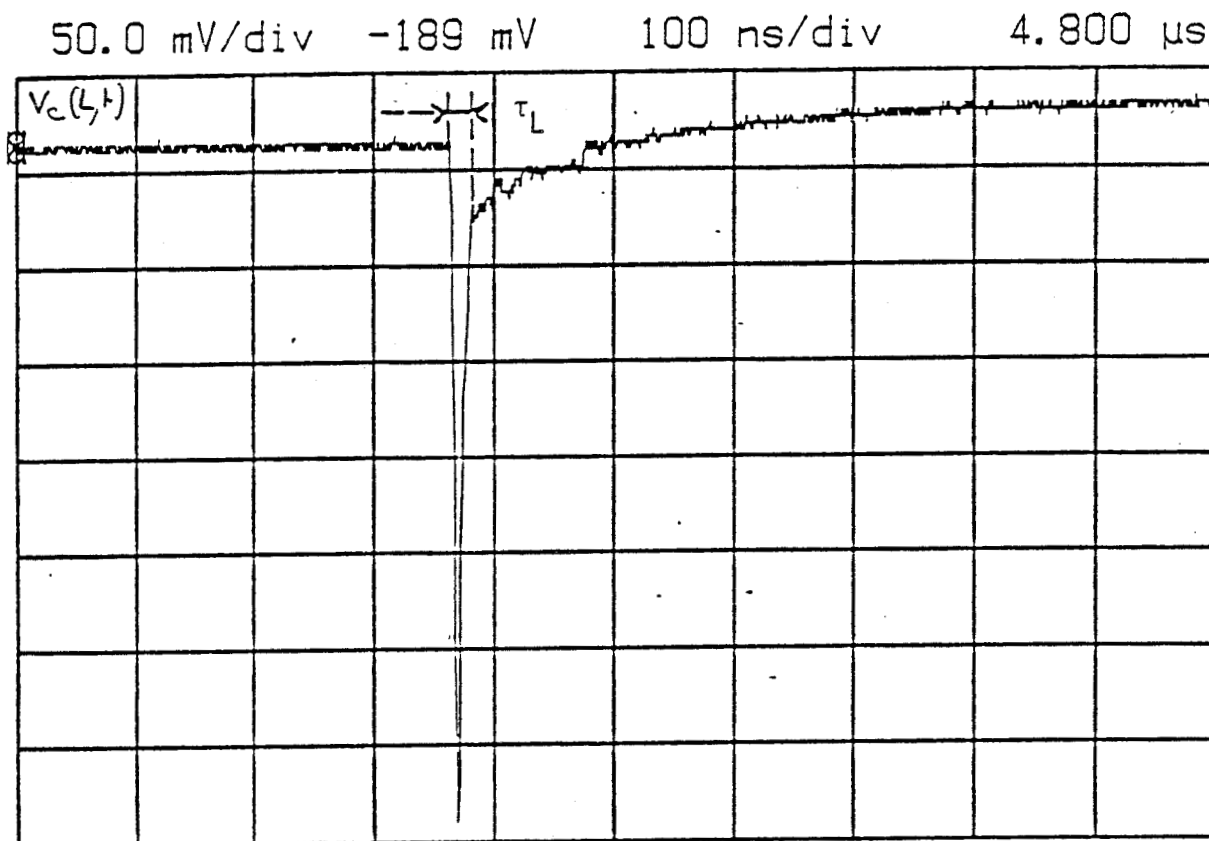
50.0 mV/div 15.9 mV 100 ns/div 4.900 μ s



Tension de paradiaphonie $v_c(0,t)$ sur une fenêtre de 1 μ s
largeur du transitoire $\tau_0 \approx 100$ ns

Amplitude du transitoire $V_{CO\max} \approx 33$ mV
amplitude du palier $V_{CO} \approx 25$ mV

PL(III-5)



Tension de télédiaphonie $v_c(L,t)$ sur une fenêtre de 1 μ s
largeur du transitoire $\tau_L \approx 10$ ns

Amplitude du transitoire $V_{cL \max} \approx 350$ mV
largeur du palier $V_{c0} \approx 25$ mV

PL(III-6)

$$V_C(o,p) = -\frac{1}{2} (R_o - Lt_p) I_{po}(o,p) \frac{1 - e^{-(\theta_p + \theta_c)p}}{(\theta_p - \theta_c)p} L \quad (\text{III-19})$$

$$V_C(L,p) = -\frac{1}{2} (R_o - Lt_p) I_{po}(o,p) \frac{1 - e^{-|\theta_p - \theta_c|p}}{|\theta_p - \theta_c|p} L \quad (\text{III-20})$$

θ_p et θ_c représentent les temps de propagation dans la ligne perturbatrice et dans la ligne coaxiale

$$\theta_p = \frac{L}{v_p} \quad \text{et} \quad \theta_c = \frac{L}{v_c} \quad (\text{III-21})$$

Pour faciliter la recherche des fonctions originales nous supposons que le front de montée du courant est nul $\tau_d = 0$. Nous verrons que cette approximation n'enlève rien à la généralité du problème.

$I_{po}(o,p)$ s'exprime alors

$$I_{po}(o,p) = \frac{I_{po}}{p} \quad (\text{III-22})$$

Les relations (III-19) et (III-20) vont donc s'écrire

$$V_C\left(\begin{matrix} o \\ L \end{matrix}, p\right) = -\frac{1}{2} (R_o - Lt_p) \frac{1 - e^{-|\theta_p \pm \theta_c|p}}{|\theta_p \pm \theta_c|} I_{po} L \quad (\text{III-23})$$

Dont les solutions originales s'expriment facilement

$$v_C\left(\begin{matrix} o \\ L \end{matrix}, t\right) = -\frac{1}{2} (R_o \frac{t}{|\theta_p \pm \theta_c|} - \frac{Lt}{|\theta_p \pm \theta_c|}) I_{po} L \quad (\text{III-24})$$

$$0 \leq t \leq |\theta_p \pm \theta_c|$$

$$v_c \begin{pmatrix} 0 \\ L \end{pmatrix} (t) = - \frac{1}{2} R_0 I_{p0} L$$

(III-25)

$$|\theta_p \pm \theta_c| < t \leq T_0$$

Faisons intervenir maintenant le front de montée τ_d du courant. Si on suppose que θ_p et θ_c sont voisins et que $(\theta_p + \theta_c)$ est très supérieur à τ_d , on montre que $v_c(0, t)$ est pratiquement indépendante de τ_d alors que $v_c(L, t)$ est indépendante de θ_c et θ_p , mais fonction de τ_d . On obtient en première approximation

$$v_c(0, t) \cong - \frac{1}{2} \left(R_0 \frac{t}{\theta_p + \theta_c} - \frac{L t}{\theta_p + \theta_c} \right) I_{p0} L$$

$$0 \leq t \leq \theta_p + \theta_c$$

(III-26)

$$\tau_d \ll \theta_p + \theta_c$$

$$v_c(L, t) \cong - \frac{1}{2} \left(R_0 \frac{t}{\tau_d} - \frac{L t}{\tau_d} \right) I_{p0} L$$

$$0 \leq t \leq \tau_d$$

$$v_c(0, t) = - \frac{1}{2} R_0 I_{p0} L$$

$$\theta_p + \theta_c \leq t \leq T_0$$

(III-27)

$$v_c(L, t) = - \frac{1}{2} R_0 I_{p0} L$$

$$\tau_d \leq t \leq T_0$$

Signaux que l'on peut représenter par les schémas de la Figure (III-4).

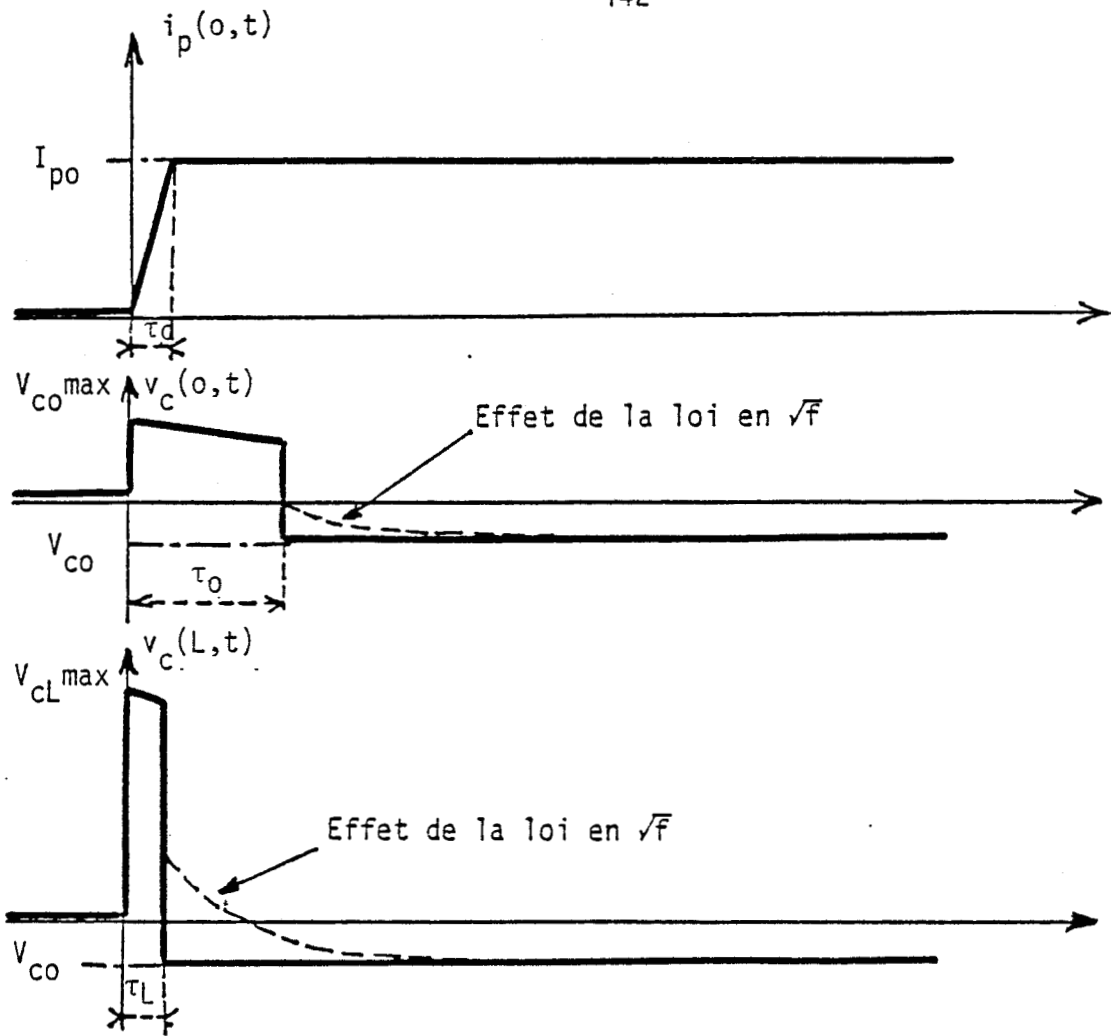


Figure (III-4)

Dont on peut déduire les caractéristiques essentielles, soit :

$$V_{co} = -\frac{1}{2} R_o I_{po} L$$

$$V_{comax} = +\frac{1}{2} \frac{L_t}{\theta_p + \theta_c} I_{po} L$$

$$\tau_o = \theta_p + \theta_c$$

(III-28)

$$V_{cLmax} = \frac{1}{2} \frac{L_t}{\tau_d} I_{po} L$$

$$\tau_d \ll \theta_p + \theta_c$$

$$\tau_L = \tau_d$$

Ces résultats montrent une certaine analogie avec l'expérience menée sur le câble KX⁴ Figure (III-3) où la jonction entre le transitoire et le palier se fait de façon progressive. Ce comportement tient à la loi en \sqrt{f} de l'impédance de transfert que nous avons négligée dans la présente modélisation et qui intervient entre 1 MHz et 5 MHz.

Si nous tentons maintenant de chiffrer les paramètres (III-28) à partir des courbes des Planches (III-4), (III-5) et (III-6), on peut attribuer τ_d à une valeur voisine de 10 ns et τ_0 approximativement à 100 ns. La vitesse de propagation de la ligne perturbatrice et dans la ligne coaxiale étant de $2 \cdot 10^8$ m/s, nous remarquons que τ_0 correspond bien à $\theta_p + \theta_c$.

Les expressions (III-28) imposent par conséquent une relation d'identité au rapport des amplitudes du transitoire et au rapport de leur largeur.

$$\frac{V_{CLmax}}{V_{COMax}} = \frac{\tau_0}{\tau_L} \quad (III-29)$$

Ce résultat est d'ailleurs assez bien confirmé par l'expérience puisque

$$\frac{V_{CLmax}}{V_{COMax}} = \frac{\tau_0}{\tau_L} = 10 \quad (III-30)$$

Si nous entreprenons maintenant une comparaison plus approfondie des signaux théoriques et expérimentaux, on observe à l'extrémité droite du transitoire de la tension de paradiaphonie une irrégularité. Cette irrégularité se traduit par la superposition d'une impulsion très étroite et de faible amplitude. Figure (III-5)

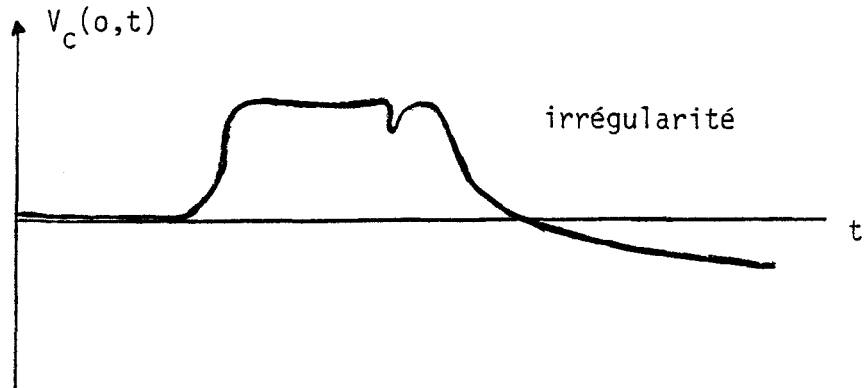
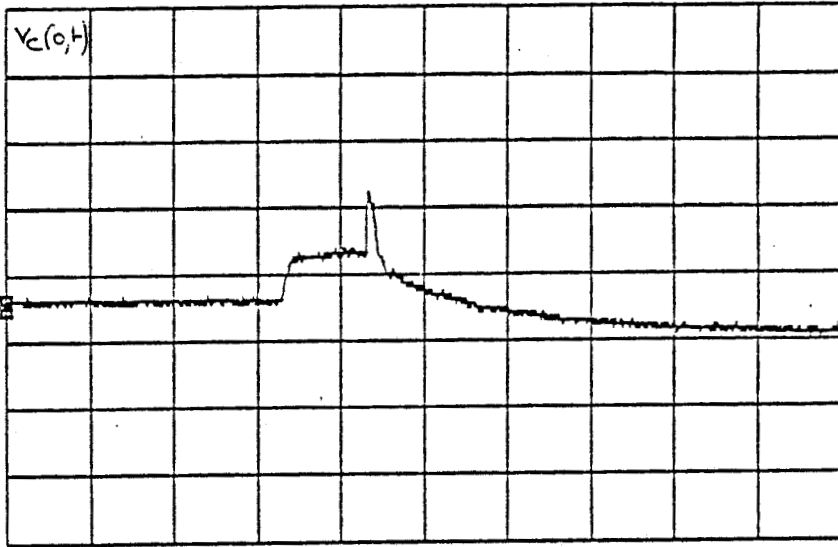


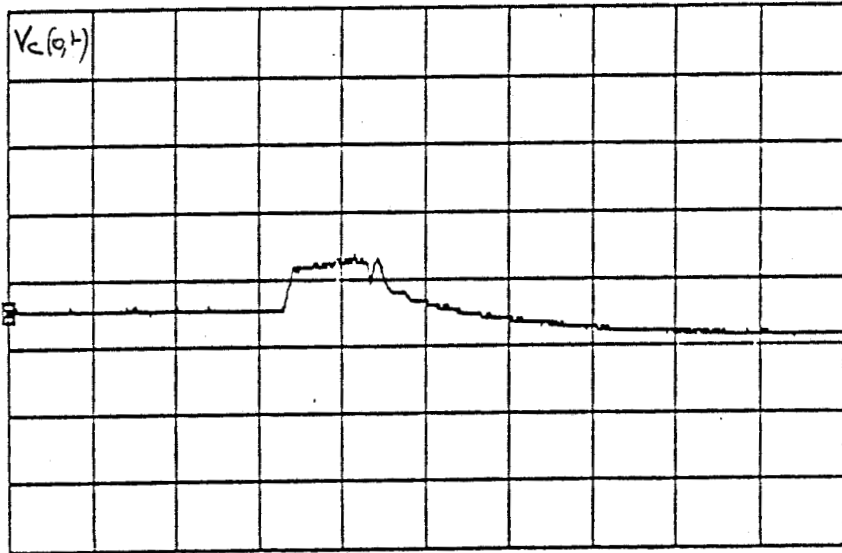
Figure (III-5)

50.0 mV/div 24.2 mV 100 ns/div -400.0 ns



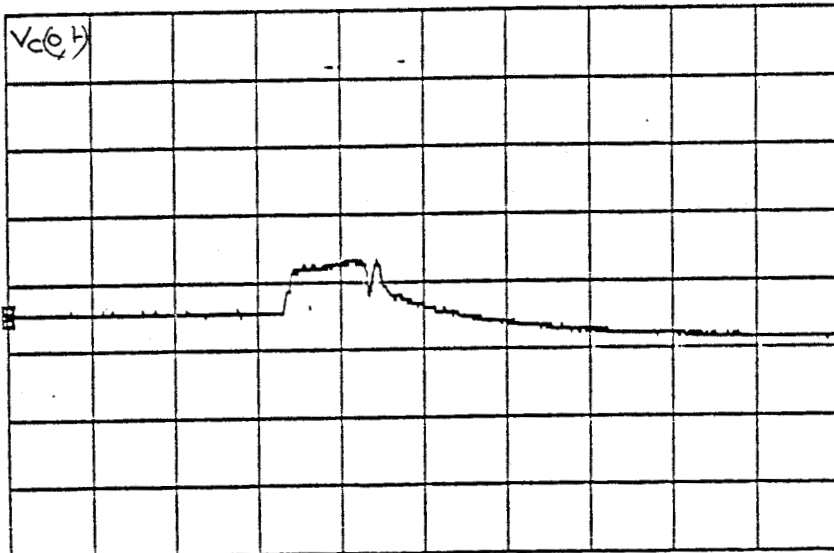
a)
 $Z_L = 33 \Omega$

50.0 mV/div 24.2 mV 100 ns/div -400.0 ns



b)
 $Z_L = 50 \Omega$

50.0 mV/div 24.2 mV 100 ns/div -400.0 ns



c)
 $Z_L > 50 \Omega$

Ce phénomène est dû à un défaut d'adaptation du câble coaxial à l'extrémité $Z = L$.

En effet, nous venons de montrer que l'amplitude du transitoire de télédiaphonie est dix fois supérieure au transitoire de paradiaphonie. Il suffit que l'impédance connectée à l'extrémité $Z = L$ soit un peu inférieure ou supérieure à l'impédance caractéristique pour que le transitoire de télédiaphonie soit partiellement réfléchi sur l'extrémité $Z = L$. Pour vérifier par l'expérience cette hypothèse nous avons mesuré $V_C(o,t)$ en connectant à l'extrémité du câble ($Z = L$) des impédances respectivement égales à $Z_L = 33 \Omega$, 50Ω et un peu supérieures à 50Ω .

Les signaux de la Planche (III-7) montrent que l'irrégularité change de polarité en fonction de Z_L , ce phénomène semble donc bien lié à l'adaptation de la ligne coaxiale.

Traduit dans le domaine fréquentiel, ce mécanisme de réflexion implique par conséquent la remontée irrégulière des maximums de $V_C(o,\omega)$. Dans de telles conditions de mesures la méthode de la tension de paradiaphonie est inexploitable.

Dès que les vitesses de propagation V_p et V_C sont presque identiques, il est préférable de mesurer l'impédance de transfert par la tension de télédiaphonie. La méthode de la tension de télédiaphonie semble donc tout à fait réalisable.

IV - METHODE DE LA TENSION DE TELEDIAPHONIE

La simulation de la méthode de mesure par la tension de télédiaphonie pratiquée sur un câble coaxial tressé de 10 mètres semble prometteuse lorsque les vitesses de propagation sont pratiquement identiques. Pour en appliquer le principe il faut transposer cette technique à des éprouvettes dix fois plus petites et à des fréquences allant jusqu'à 1 GHz.

La méthodologie exposée au paragraphe précédent doit donc être extrapolée à des éprouvettes d'une dimension longitudinale voisine d'un mètre. L'exploration de fréquences largement supérieures à 100 MHz est réalisable à condition de résoudre les problèmes d'ordre technologique.

IV.1 - Choix technologiques [23]

Conception de la ligne perturbatrice et de l'impédance de charge

Les essais effectués sur des coaxiaux de diamètre sur blindage de 7,8 mm ont montré que l'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice évolue peu d'un câble à l'autre et a une valeur égale à 12,5 ohms environ.

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que les phénomènes de propagation se manifestent pour des fréquences supérieures à 70 MHz lorsque la dimension longitudinale de l'éprouvette est de 10 m. Si on réduit L à 1 mètre, on peut espérer que ces phénomènes se produisent au-dessus de 700 MHz ce qui laisse en principe la possibilité d'explorer l'impédance de transfert Z_t jusqu'à 1 GHz moyennant quelques corrections.

La charge d'extrémité qui doit être égale à 12,5 Ω est réalisée par des résistances localisées et uniformément réparties sur la périphérie de l'éprouvette. Figure (III-6)

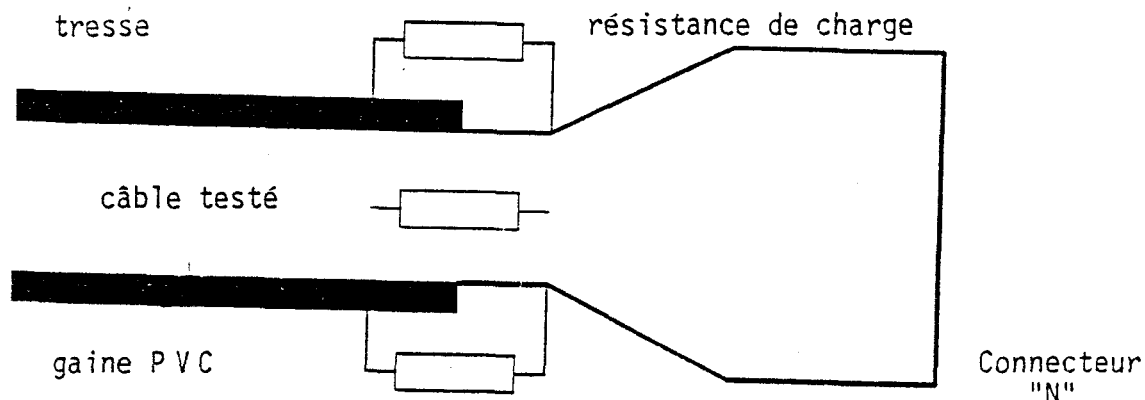


Figure (III-6)

Des essais menés aussi bien en réflectométrie qu'en mesure d'impédance ont montré que cette solution est acceptable jusqu'à 1 GHz. D'autre part elle se révèle également simple sur le plan de l'installation.

IV.2 - Connexion de l'éprouvette au générateur

Jusqu'à 100 MHz les transitions d'impédances caractéristiques telles qu'elles sont provoquées par le dispositif de la figure (III-2) sont tolérées mais au delà, la continuité coaxiale assortie d'une transition progressive d'impédance caractéristique est impérative. Cette condition fait que le banc de mesure doit s'approcher d'une structure coaxiale la plus régulière possible pour maîtriser les problèmes de nature électromagnétique. Nous nous proposons maintenant de décrire le dispositif de raccordement de l'éprouvette au générateur schématisé sur la Planche (III-8) utilisé pour la mesure de l'impédance de transfert par la méthode de la tension de télédiaphonie.

IV.3 - Descriptif du dispositif de connexion éprouvette - générateur

La tête coaxiale assemblée au niveau de l'excitation du banc de mesure est composée de 2 coquilles hémicylindriques qui s'appuient sur une entretoise diélectrique cylindrique posée sur le connecteur et la charge d'extrémité de l'éprouvette.

Une attention toute particulière a été accordée au rapport entre le diamètre "Dext" de l'entretoise diélectrique et le diamètre "Dint" de l'ensemble connecteur charge. Dext et Dint sont fonction de la position longitudinale concrétisée par une variable Z orientée sur un axe parallèle au banc de mesures. L'impédance caractéristique de la structure coaxiale sera par conséquent fonction de "Z" et peut s'écrire

$$Z_c(z) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log} \left(\frac{D_{ext}(z)}{D_{int}(z)} \right) \quad (\text{III-31})$$

relation dans laquelle ϵ_r représente la permittivité relative du diélectrique installé dans la structure. la tête d'excitation se comporte d'une façon générale comme un tronçon de ligne coaxiale inhomogène.

L'impédance caractéristique de la ligne perturbatrice présentée sur l'embase coaxiale fixée sur le banc de mesure sera par conséquent égale à Z_{pc} . Il faut maintenant satisfaire la condition d'adaptation électrique du générateur et de l'instrumentation connexe normalisée à une impédance caractéristique de 50Ω . La solution consiste à insérer entre ces dispositifs et le banc de mesure une résistance additionnelle Z_a telle que

$$Z_a = 50 - Z_{pc} \quad (\text{III-32})$$

Cette résistance peut être installée dans un boîtier coaxial.

Figure (III-7).

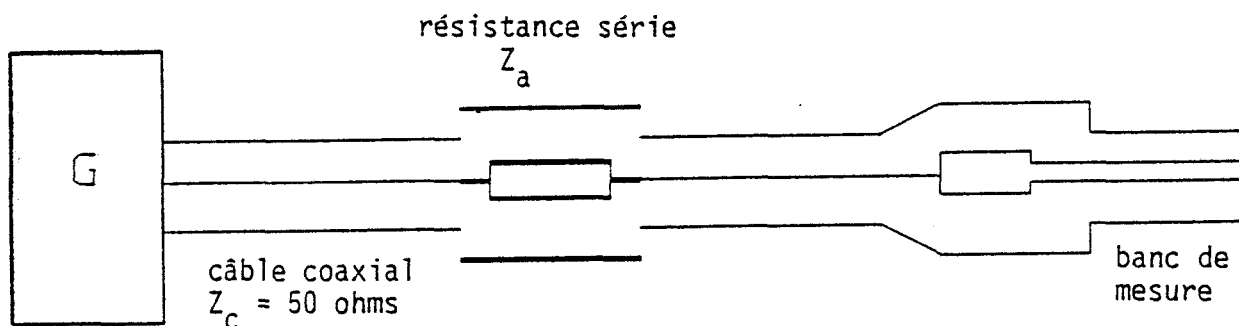
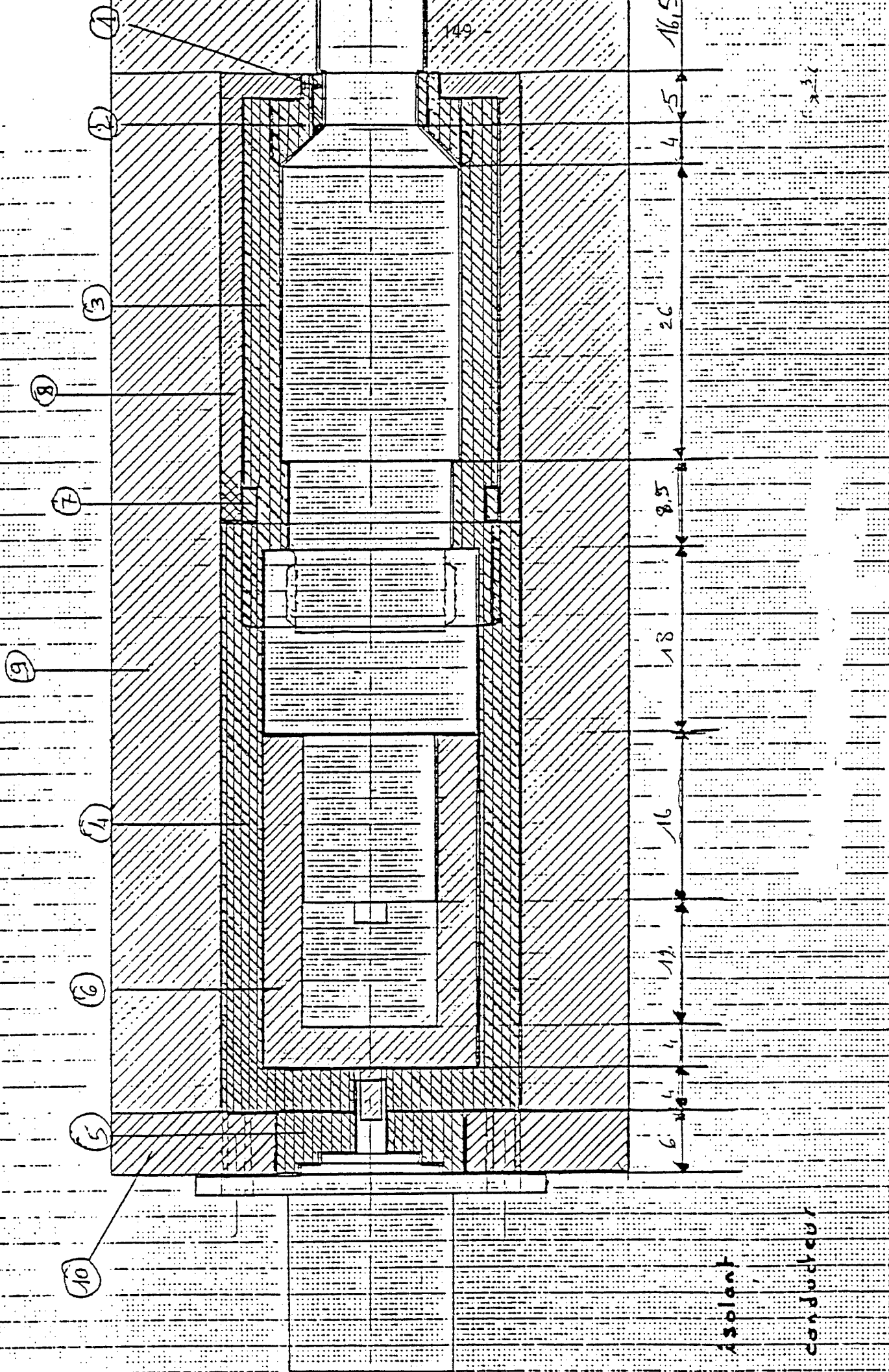


Figure (III-7)

L'impédance à l'entrée de la transition étant en principe de 50 ohms , il n'est pas utile de mesurer le courant perturbateur. On déduit cette grandeur à partir d'une mesure de tension à l'entrée du banc. Cette solution simplifie beaucoup la mise en oeuvre du banc puisqu'elle élimine la discontinuité provoquée par l'implantation du capteur de courant large bande.



V - METHODE DE LA DISCONTINUITÉ [5] [24] [31]

Une autre méthode permettant d'explorer les fréquences élevées a été développée au laboratoire par L. Koné. Le principe est de réduire la dimension longitudinale des éprouvettes à une dizaine de centimètres. Cependant une éprouvette de dimension aussi petite n'a plus grande réalité physique lorsqu'il faut y définir la ligne perturbatrice sur le plan de la propagation [25] . La méthode de la discontinuité consiste à harmoniser les avantages d'une ligne perturbatrice de grande dimension et les possibilités théoriques offertes par une petite éprouvette.

Considérons un échantillon de câble coaxial d'une longueur voisine de un mètre. Le blindage du câble est recouvert sur la presque totalité de l'échantillon d'un masque étanche au champ électromagnétique sauf sur la partie médiane de l'échantillon de câble et ceci sur une dizaine de centimètres. Figure (III-8)

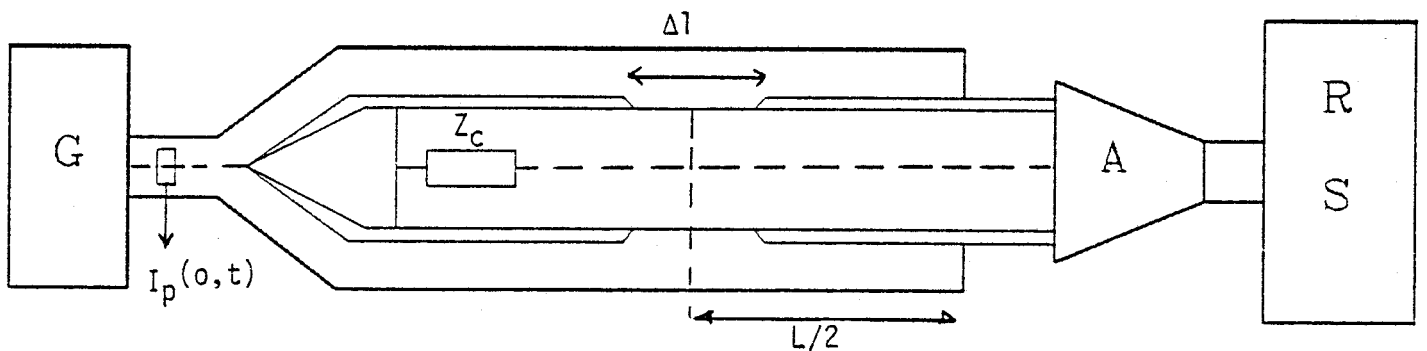


Figure (III-8)

Soumis à un courant perturbateur, cette discontinuité donnera naissance à des tensions parasites aux extrémités du câble qui seront en rapport avec les paramètres de transfert du blindage du câble. Il suffit alors de scruter le spectre avec une résolution suffisamment fine pour décrire les modes de résonances de la cavité. L'évolution du courant perturbateur ($I_p(o,f)$) en fonction de la fréquence tel qu'il est mesuré à l'entrée de la ligne perturbatrice est une courbe entâchée de fluctuations qui correspondent aux résonances de la cavité.

Figure (III-8)

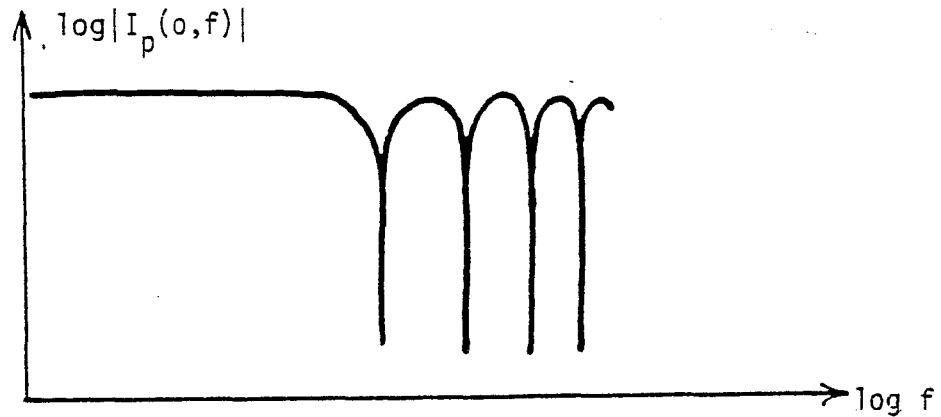


Figure (III-9)

L'évolution de la tension mesurée à l'extrémité du coaxial $V_c(L,f)$ sera également une courbe entâchée de fluctuations. Les maximums correspondent au maximum du courant perturbateur sur la discontinuité $I_p(\frac{L}{2},f)$, et les minimums ou minimum du courant perturbateur sur la discontinuité. Figure (III-10)

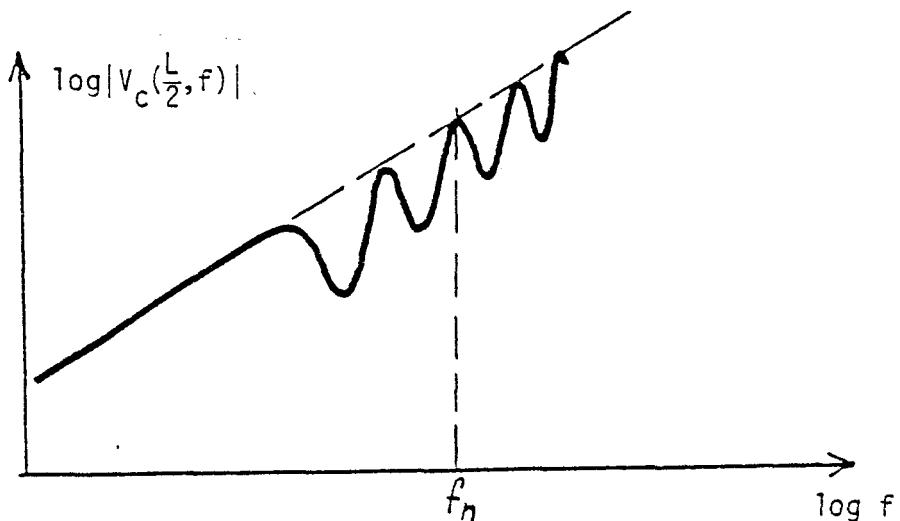


Figure (III-10)

Le fonctionnement du banc sera différent suivant que la fréquence est supérieure ou inférieure au premier mode de résonance de cavité.

Aux fréquences inférieures au 1^{er} mode de résonance, la longueur d'onde est bien supérieure à la dimension de la discontinuité ΔL , le courant sera pratiquement constant sur la discontinuité.

$$I_p\left(\frac{L}{2}, \omega\right) \cong I_p(0, \omega) \quad (\text{III-33})$$

L'impédance de transfert sera déterminée de façon équivalente à la procédure utilisée sur un banc triaxial classique

$$Z_t = \frac{2 V_C(L, \omega)}{I_p(0, \omega) \Delta L} \quad (\text{III-34})$$

En revanche au-dessus des 1^{ers} modes de résonance, si la dimension de la discontinuité " ΔL " est petite devant la longueur d'onde, on déduira l'impédance de transfert $Z_t(\omega_n)$ déterminée sur le maximum d'ordre "n" s'exprimera

$$Z_t(\omega_n) = \frac{Z}{\Delta L} \frac{V_C(L)_{\max}}{I_p\left(\frac{L}{2}\right)_{\max}} \quad (\text{III-35})$$

Le courant $I_p\left(\frac{L}{2}\right)$ est maximum pour les fréquences

$$I_p\left(\frac{L}{2}\right)_{Z \max} \implies f_n = n \frac{c}{L} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{III-36})$$

Alors que le courant à l'entrée devient maximum pour d'autres fréquences f_p telles que

$$I_p(0)_{\max} \implies f_p = \frac{p}{2} \frac{c}{L} \quad p = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{III-37})$$

Comme

$$I_p\left(\frac{L}{2}\right) \Big|_{f=f_n} = I_p(0) \Big|_{f=f_p} \quad (\text{III-38})$$

on a alors

$$Z_t = \frac{2}{\Delta L} \frac{V_C(L) \Big|_{f=f_n}}{I_p(0) \Big|_{f=f_p}} \quad (\text{III-39})$$

Au-dessus de la première résonance, la mesure de l'impédance de transfert va donc se faire par un échantillonnage fréquentiel dont le pas dépend évidemment de la dimension de la cavité.

VI - METHODE DE LA PINCE ABSORBANTE [26] [28]

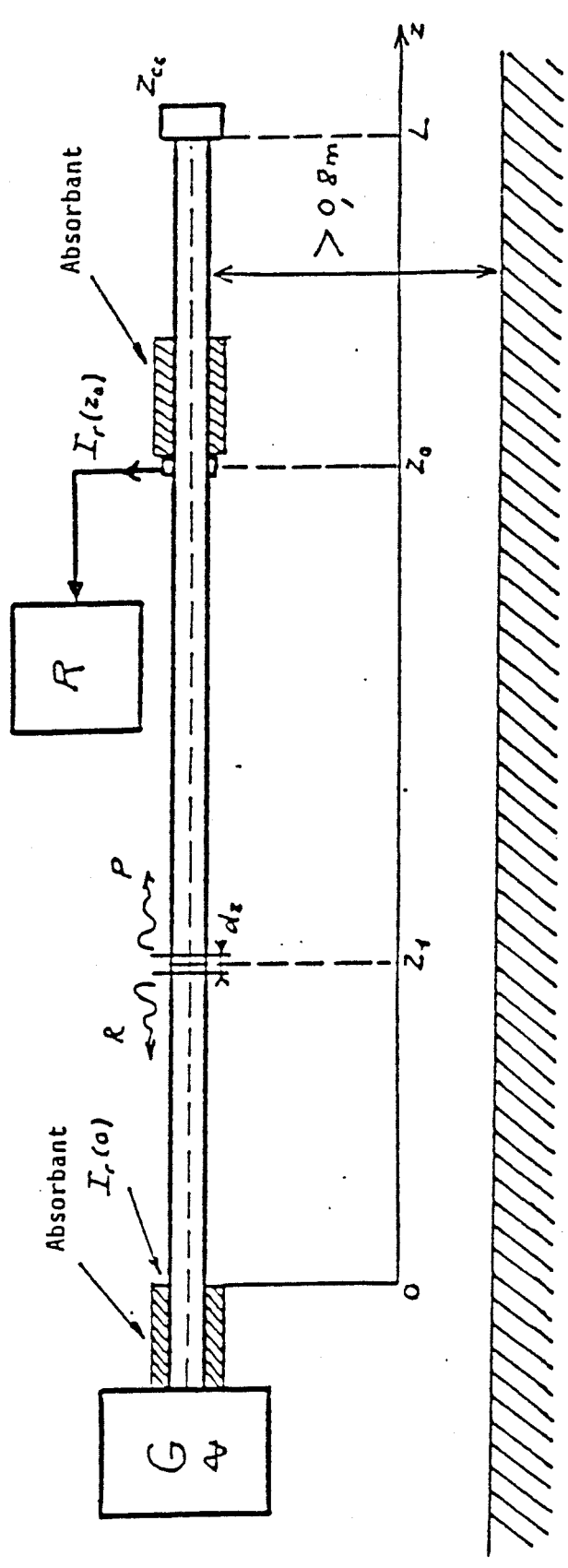
La méthode de la pince absorbante développée par SZENKKUTI et HALME ne permet pas de mesurer directement l'impédance de transfert. Elle permet d'évaluer la puissance rayonnée à proximité d'un câble coaxial alimenté par une source HF. Cette puissance rayonnée sera ensuite reliée à l'impédance de transfert. Cette méthode permet en théorie de couvrir les fréquences de 30 MHz à 1 GHz.

VI.1 - Principe de la mesure (annexe 2)

Le banc de mesure comporte un câble test d'une dimension longitudinale qu'il faut choisir bien supérieure à la longueur d'onde. C'est d'ailleurs cette contrainte qui limite les mesures aux fréquences inférieures à 30 MHz. Le générateur de perturbations électromagnétiques est directement connecté sur le coaxial. Planche (III-9)

L'extrémité du câble coaxial de dimension longitudinale L est connectée sur sa propre impédance caractéristique pour que l'onde se propageant dans le câble soit progressive.

La puissance rayonnée à l'extérieur du câble est estimée avec un transformateur de courant installé sur le blindage. Ce transformateur amovible qu'on peut déplacer parallèlement au câble joue un double rôle. Comme nous venons de le dire il mesure la puissance rayonnée mais il a également pour fonction, absorber l'énergie électromagnétique véhiculée par les ondes qui se propagent sur la surface extérieure du blindage. L'absorbant électromagnétique sera bien souvent un fourreau en ferrite (F) d'une dimension longitudinale pouvant atteindre 30 à 40 cm. Un second fourreau de taille comparable est aussi installé à l'extrémité du blindage en contact avec le générateur. Ce composant absorbe le rayonnement électromagnétique qui progresse vers le générateur.



Considérons maintenant un élément infinitésimal du câble "dz₁" positionné à une abscisse quelconque "Z₁" définie entre le générateur et le transformateur de courant, soit :

$$0 \leq Z_1 \leq Z_0 \quad (\text{III-40})$$

Le courant I_c(0) et la tension V_c(0) à l'origine du câble sont reliés par l'impédance caractéristique Z_{cc} du coaxial

$$V_c(0) = I_c(0) Z_{cc} \quad (\text{III-41})$$

La puissance électromagnétique transmise dans le câble P₀ peut donc s'écrire

$$P_0 = \frac{V_c^2(0)}{Z_{cc}} \quad (\text{III-42})$$

A l'abscisse "Z₁" les courants et tensions s'expriment

$$I_c(Z_1) = I_c(0) e^{-\gamma_c Z_1} \quad (\text{III-43})$$

$$V_c(Z_1) = Z_{cc} I_c(0) e^{-\gamma_c Z_1} \quad (\text{III-44})$$

Si on attribue au blindage une impédance de transfert Z_t, l'action de l'intérieur du câble vers l'extérieur se traduit par un générateur de f.e.m. élémentaire dE telle que

$$dE = Z_t I_c(Z_1) dZ_1 \quad (\text{III-45})$$

Ce générateur élémentaire crée à l'extérieur du blindage deux ondes de surface. Une onde progressive "P" de z₁ vers le transformateur de courant et une onde régressive "R" se déplaçant vers le générateur. Ces ondes seront absorbées par le fourreau en ferrite, elles ne subissent donc pas de réflexions. Les conditions d'adaptation sont par conséquent requises pour ces deux ondes extérieures.

Le principe communément admis dans la littérature consiste à dire que le générateur débite dans deux impédances Z_{cr} identiques que l'on connecte conformément au schéma de la Figure (III-11)

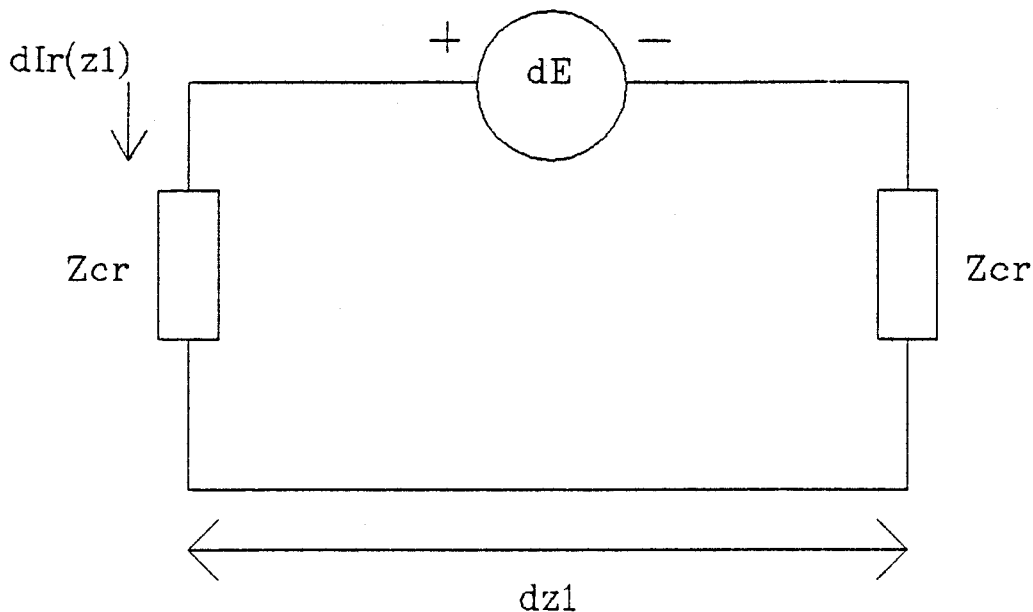


Figure (III-11)

Z_{cr} peut être assimilée à l'impédance caractéristique des ondes se propageant à la surface du blindage.

Le générateur élémentaire produit ainsi un courant élémentaire $dI_r(z_1)$ qui contribue au rayonnement du câble

$$dI_r(z_1) = \frac{dE(z_1)}{2 Z_{cr}} \quad (III-46)$$

Si nous supposons maintenant que le transformateur de courant est disposé à l'extrémité du fourreau en ferrite faisant face à z_1 , le transformateur mesure le courant élémentaire $dI_r(z_0)$ que nous convenons d'écrire

$$dI_r(z_0) = dI_r(z_1) e^{-\gamma_r(z_0 - z_1)} \quad (III-47)$$

relation dans laquelle γ_r représente l'exposant de propagation associé aux ondes de surface.

Le courant $I_r(z_0)$ mesuré par le transformateur est en réalité la contribution des générateurs uniformément répartis entre $z = 0$ et $z = z_0$ soit :

$$I_r(z_0) = \frac{1}{2} \frac{Z_t}{Z_{cr}} I_c(0) e^{-\gamma_r z_0} \int_0^{z_0} e^{-(\gamma_c - \gamma_r) z_1} dz_1 \quad (III-48)$$

que nous écrivons :

$$I_r(Z_0) = \frac{1}{2} \frac{Z_t}{Z_{cr}} I_c(0) \frac{1 - e^{-(\gamma_c - \gamma_r)Z_0}}{\gamma_c - \gamma_r} e^{-\gamma_r Z_0} \quad (\text{III-49})$$

Le générateur élémentaire positionné à l'abscisse z_2 située entre le transformateur et l'extrémité libre du câble produit également un système d'ondes de surface.

Toutefois à la différence du fonctionnement précédent, lorsque ces ondes parviennent au transformateur de courant elles se trouvent fortement atténuées par le ferrite de l'absorbant. Elles n'influencent donc pas la détermination de $I_r(z_0)$ calculée par la relation (III-49).

Le transformateur et son environnement absorbant s'appellent "pince absorbante". On conçoit d'après cette démonstration que l'orientation de la face active de la pince où se situe le transformateur revêt pour la faisabilité de la mesure une importance de tout premier ordre.

Si maintenant on permute la position de la pince absorbante et la position du fourreau en ferrite installé près du générateur, la pince reçoit l'onde régressive.

Le courant $I_r(0)$ mesuré lorsque la face active de la pince est orientée vers z_1 peut être déterminé avec le raisonnement utilisé plus haut.

$I_r(0)$ s'exprime :

$$I_r(0) = -\frac{1}{2} \frac{Z_t}{Z_{cr}} I_c(0) \frac{1 - e^{-(\gamma_c + \gamma_r)Z_0}}{\gamma_c + \gamma_r} \quad (\text{III-50})$$

Les relations (III-49) et (III-51) font d'ailleurs apparaître une dualité avec les tensions de paradiaphonie et de télédiaphonie mesurées sur un banc triaxial classique.

La puissance dissipée dans l'absorbant installé en $z = 0$ est $P_r(0)$

$$P_r(0) = Z_{cr} |I_r(0)|^2 \quad (\text{III-51})$$

alors que la puissance dissipée dans l'absorbant positionné en $z = z_0$ s'exprime

$$P_r(z_0) = Z_{cr} |I_r(z_0)|^2 \quad (\text{III-52})$$

Ces relations supposent que I_r s'exprime en valeur efficace.

VI.2 - Mise en oeuvre de la mesure

L'application de la technique de la pince absorbante est basée sur l'hypothèse que la distance z_0 entre le générateur et l'absorbant mobile soit bien supérieure à la longueur d'onde

$$z_0 \gg \lambda \quad (\text{III-53})$$

Cette condition vérifiée, les conclusions établies au paragraphe I s'appliquent. Il en résulte une propriété intéressante lorsque le spectre des fréquences est exploré de façon uniforme. Les phénomènes de propagation interviennent et on enregistre des fluctuations de la puissance absorbée par les absorbants. La mesure consistera à apprécier au moyen du transformateur de courant l'amplitude de ces maximums ou plus exactement leur rapport avec la puissance transmise par le générateur dans le coaxial.

Si nous admettons les exposants de propagation γ_c et γ_r purement imaginaires, ces valeurs maximales s'expriment

$$P_r(z_0) \Big|_{\text{maxi}} = \frac{Z_t^2}{Z_{cr}} \left(\frac{1}{v_c} + \frac{1}{v_r} \right)^{-2} \frac{|I_c(o)|^2}{\omega^2} \quad (\text{III-54})$$

$$P_r(z_0) \Big|_{\text{maxi}} = \frac{Z_t^2}{Z_{cr}} \left(\frac{1}{v_c} - \frac{1}{v_r} \right)^{-2} \frac{|I_c(o)|^2}{\omega^2} \quad (\text{III-55})$$

relation dans laquelle v_c est la vitesse de propagation de l'onde dans le coaxial et v_r la vitesse de l'onde de surface.

Pratiquement on déterminera le coefficient d'atténuation d'écran a_s par le rapport des puissances $P_r(0)|_{\text{maxi}}$ $P_r(z_0)|_{\text{maxi}}$ et de la puissance P_0 transmise par le générateur dans le coaxial, soit :

$$a_s = 10 \log \left(\frac{P_r(0)|_{\text{maxi}}}{P_0} \right) \quad \text{ou} \quad \text{(III-56)}$$

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

Cette méthode basée sur la circulation du spectre combinée avec la recherche de maximums est certainement souple d'emploi avec une instrumentation gérée par ordinateur.

VI.3 - Relation entre l'atténuation d'écran et l'impédance de transfert

Dans la phase actuelle de notre démonstration la mesure de l'atténuation d'écran ne permet qu'une évaluation comparative de l'efficacité de blindage des câbles. Le coefficient a_s n'a aucun caractère absolu, il faut donc rechercher sa relation avec l'impédance de transfert Z_t .

Si nous admettons que la vitesse de l'onde de surface est égale à la vitesse de la lumière, que la permittivité électrique relative de l'isolant primaire du coaxial est ϵ_{rc} , on peut exprimer l'atténuation $a_s(0)$ mesurée sur $P_r(0)|_{\text{maxi}}$ et l'atténuation $a_s(z_0)$ mesurée sur $P_r(z_0)|_{\text{maxi}}$ à partir des relations

$$a_s(0) = 20 \log \frac{Z_t}{\sqrt{Z_{cr}Z_{cc}}} \left(\frac{C}{\omega(\sqrt{\epsilon_{rc}} + 1)} \right) \quad \text{(III-57)}$$

$$a_s(z_0) = 20 \log \frac{Z_t}{\sqrt{Z_{cr}Z_{cc}}} \left(\frac{C}{\omega(\sqrt{\epsilon_{rc}} - 1)} \right) \quad \text{(III-58)}$$

Ces expressions sont calculées avec la puissance transmise au câble donnée par la relation (III-42).

Des expressions (III-57) et (III-58) on peut déduire l'impédance de transfert

$$Z_t = \frac{\omega(\sqrt{\epsilon_{rc}} \pm 1)}{C} \sqrt{Z_{cr} Z_{cc}} \cdot 10^{-\frac{a_s(Z_0)}{20}} \quad (III-59)$$

Relation qui suppose la détermination préalable de Z_{cc} et Z_{cr} .

Z_{cc} est connue puisqu'il s'agit de l'impédance caractéristique du coaxial, par contre la détermination de Z_{cr} est plus difficile. En effet Z_{cr} correspond à "l'impédance d'onde" de l'onde de surface qui se propage à l'extérieur du blindage.

L'impédance Z_{cr} est approximée par l'impédance caractéristique présentée par un fil de longueur infinie de diamètre "d" négligeable devant la longueur d'onde λ . Z_{cr} s'exprime : [29]

$$Z_{cr} = 60 \left(\log\left(\frac{\lambda}{\pi d}\right) + 0,116 \right) \quad (III-60)$$

La longueur d'onde est liée à la fréquence par la relation

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (III-61)$$

En réalité la puissance mesurée par le récepteur connecté à la pince absorbante n'est pas la puissance P_r qui entre dans les relations (III-54) et (III-55), c'est une puissance P_L proportionnelle à P_r . Le coefficient de proportionalité qui lie P_L et P_r est évalué par une procédure de calibration de la pince absorbante.

La méthode est simple, il suffit de connecter au générateur un fil de dimension longitudinale L très supérieure à la longueur d'onde, il peut s'agir par exemple du blindage du câble à expérimenter.

C'est le rapport de la puissance P_{Go} provenant du générateur et de la puissance mesurée par le récepteur connecté sur la pince P_L qui permet d'établir le coefficient de corrections a_{MDS} qu'on exprime en dB et que nous écrivons

$$a_{MDS} = 10 \log \left(\frac{2 P_{Go}}{P_{Lmax} + P_{Lmin}} \right) - a_{rd} - a_p \quad (III-62)$$

P_{G0} est la puissance provenant du générateur lors de la calibration.
 P_{Lmax} et P_{Lmin} sont les maximum et minimum de puissance mesurés sur le récepteur connecté à la pince lors de la calibration lorsqu'on déplace la pince parallèlement à l'axe du câble.

a_{rd} est un coefficient de correction qui fait intervenir le rayonnement propre du fil. En effet toute la puissance d'excitation n'est pas convertie en onde de surface, une faible proportion de cette puissance est rayonnée dans l'espace, le coefficient a_{rd} tient compte de ce phénomène physique. Il s'exprime [28] :

$$a_{rd} = 8,7 \frac{\log\left(22 \frac{Z_0}{\lambda}\right)}{\log\left(0,27 \frac{Z_0 \lambda}{d^2}\right)} \text{ (dB)} \quad \text{(III-63)}$$

où z_0 est la position de la pince lors de la calibration.

a_p est un coefficient de correction qui tient compte des critères d'adaptation électrique du générateur sur le fil. En effet avec le coaxial cette adaptation est faite par principe ce qui n'est pas le cas lors de la calibration.

$$a_p = 10 \log \left(\frac{(Z_0 + Z_a)^2}{4 Z_0 Z_a} \right) \quad \text{(III-64)}$$

Z_0 représente l'impédance interne du générateur, Z_a un paramètre qu'on assimile à l'impédance d'une antenne de grande dimension longitudinale ($L \gg \lambda$) normale à un plan parfaitement conducteur. Cette antenne a un diamètre "d".

Z_a a pour expression [29]

$$Z_a = 60 \left[\text{Log} \left(\frac{\lambda}{\pi d} \right) - 0,6 \right] \quad \text{(III-65)}$$

Le coefficient de calibration déterminé, on peut évaluer l'atténuation d'écran au moyen de la relation

$$a_s \left(\frac{0}{Z_0} \right) = 10 \log \left(\frac{P_G}{P_L \left(\frac{0}{Z_0} \right)} \right) - a_{MDS} \quad \text{(III-66)}$$

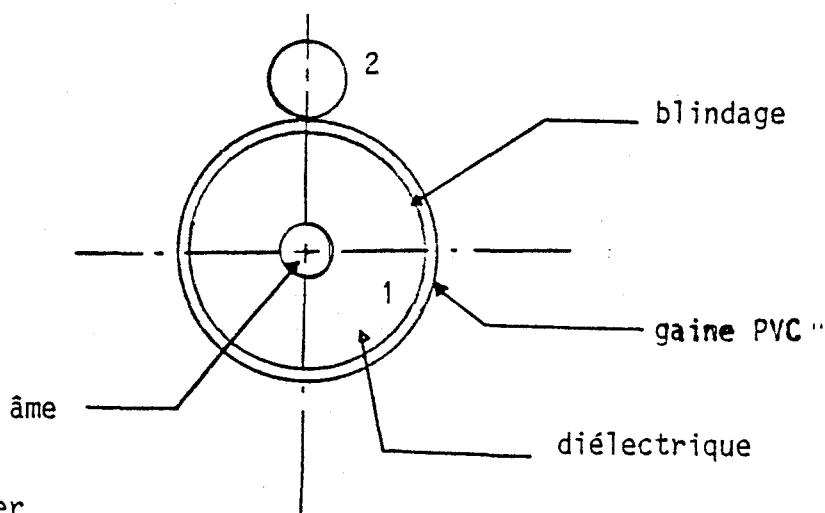
Expression dans laquelle P_G est la puissance provenant du générateur lors de l'expérience menée sur le coaxial, et $P_L(z_0)$ la puissance correspondante mesurée sur le récepteur connecté à la pince absorbante, les deux positions de la pince $z = 0$ et $z = z_0$ sont envisagées.

La relation (III-64) combinée à (III-54), (III-55) et (III-60) permet d'exprimer l'impédance de transfert du câble.

On remarquera qu'il n'est pas tenu compte de l'influence du sol. Celle-ci est en principe négligeable si le câble est situé à une distance au moins supérieure à 80 cm du sol et de toute paroi absorbante.

VII - PRINCIPE DE LA METHODE DU FIL D'INJECTION [30]

La méthode du "fil d'injection", développée par MM. FOWLER et EICHER, consiste à utiliser pour ligne perturbatrice un fil placé contre la gaine isolante du câble coaxial expérimenté ; on peut ainsi ajuster l'impédance caractéristique de cette ligne à 50Ω . Les vitesses de propagation dans la ligne perturbatrice et dans le câble étant voisines on peut, à partir de la mesure de la tension de télédiaphonie, déterminer l'impédance de transfert par un simple rapport tension/courant et atteindre ainsi quelques GHz. Figure (III-12)



- 1 câble à tester
- 2 fil d'injection

Figure (III-12)

Lorsqu'on crée une perturbation, le courant circulant sur le blindage du cordon à tester n'est plus uniformément réparti sur toute la circonférence du blindage comme c'est le cas du banc triaxial.

Figure (III-13)

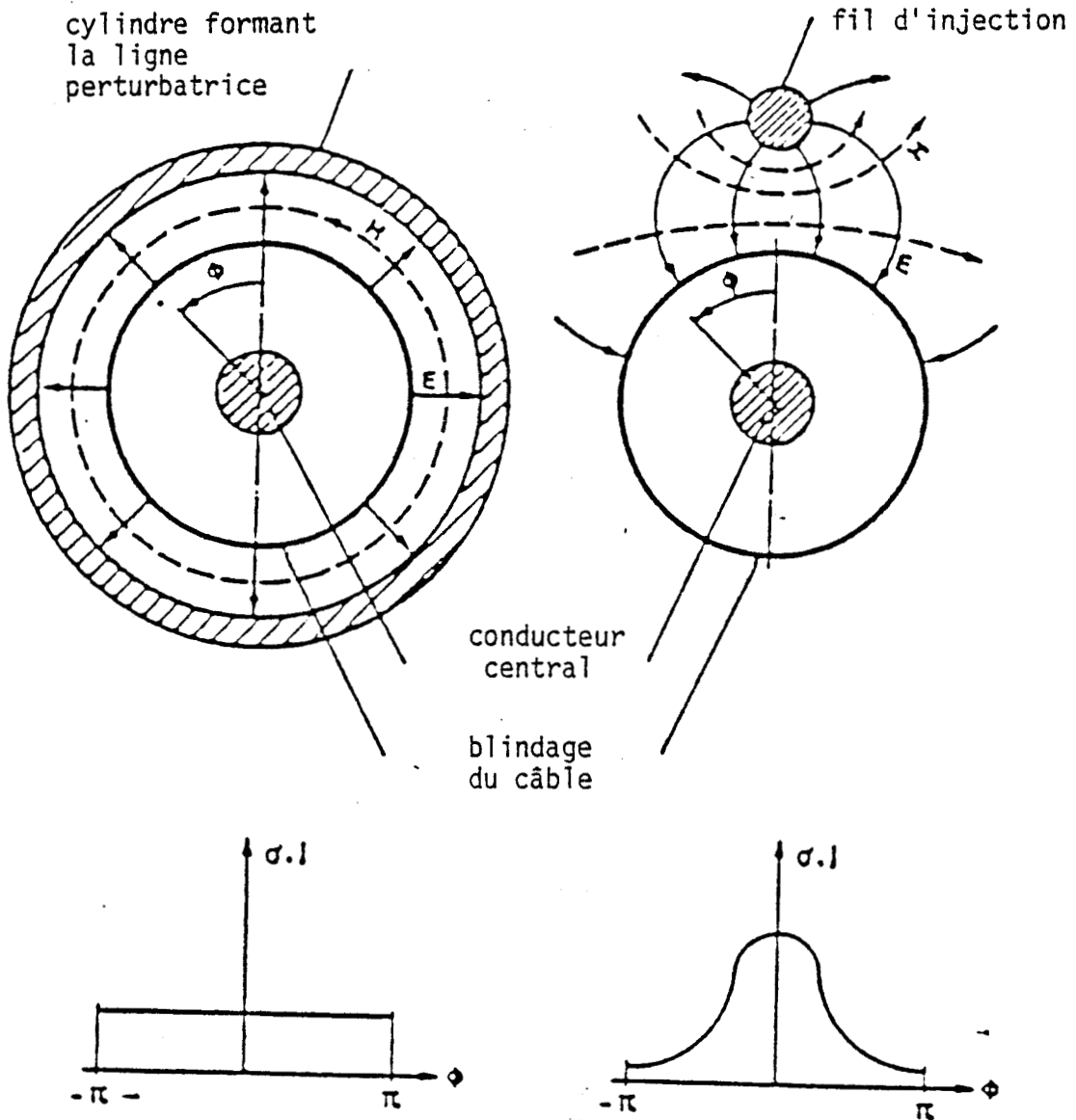


Figure (III-13)

Comme la densité de courant J varie en fonction de l'angle ϕ , il est donc nécessaire de faire au moins quatre mesures en déplaçant le fil d'injection de 90° à chaque mesure. Figure (III-14)

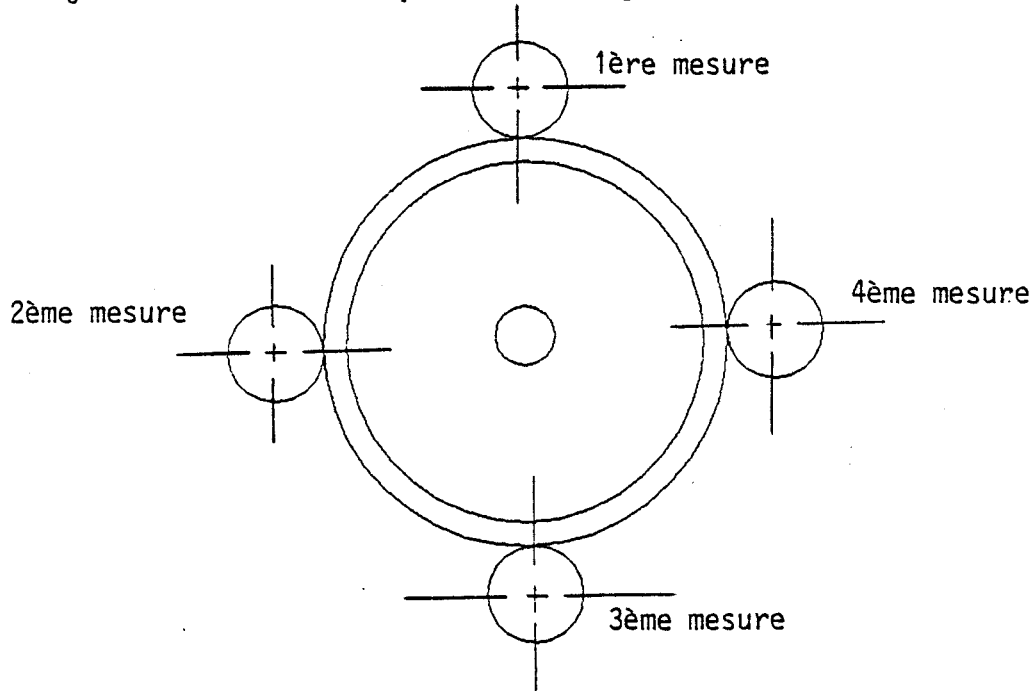
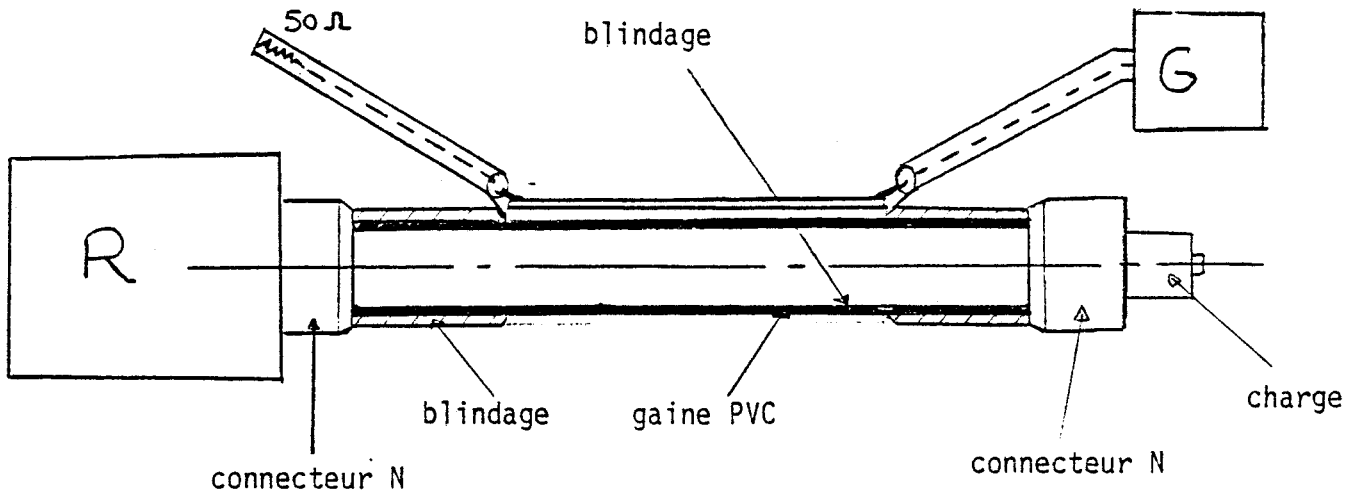


Figure (III-14)

Le résultat déduit de la moyenne de ces 4 mesures sera utilisé pour ensuite déterminer l'efficacité de blindage.

Schéma de montage



CHAPITRE IV

Pour nous permettre de comparer les différentes méthodes de mesures d'impédances de transfert dont les principes ont été décrits dans le chapitre précédent, nous utiliserons pour nos expériences des échantillons de câbles coaxiaux ayant un blindage de structures très variées allant de tresses à bon recouvrement optique aux associations tresse-écran en passant par des écrans homogènes.

Dans un premier temps nous comparons les caractéristiques de l'impédance de transfert d'un câble coaxial à blindage tressé à bon recouvrement optique (90 %) connu sous les références KX4 ou RG213. Il a un diamètre de 7,5 mm.

La caractéristique de l'impédance de transfert de ce câble étant croissante avec la fréquence et de valeur suffisante pour ne pas être confondue avec d'éventuelles erreurs dues à la sensibilité des bancs de mesures, nous pourrions apprécier les possibilités de chaque méthode sur le plan de leur comportement en hautes fréquences.

Dans un deuxième temps, nous tenterons de rechercher les limites de sensibilité des bancs de mesures. Pratiquement, cela consiste à évaluer la tension parasite minimale mesurable lorsqu'un courant perturbateur donné circule sur l'écran du câble.

Nous présenterons aussi quelques résultats obtenus par la méthode du fil d'injection. Nous verrons que la caractéristique de l'impédance de transfert peut être fortement modifiée selon la position du fil d'injection sur la périphérie du blindage.

Nous terminerons ce chapitre en présentant les résultats, obtenus sur un câble coaxial double blindage, communiqués par le Laboratoire de Réception de TDF (Télédiffusion de France). Ce câble, aux performances supérieures à celles du KX4, a une impédance caractéristique de 75 Ω . Il comporte deux blindages, un écran homogène en cuivre de faible épaisseur ($\approx 46 \mu\text{m}$). Sur cet écran, et en contact continu, est posé une tresse à faible recouvrement.

I - ESSAIS PRELIMINAIRES CONCERNANT LA METHODE DE LA TENSION DE
TELEDIAPHONIE

Avant d'interpréter les résultats obtenus par les différentes méthodes, des essais préliminaires ont été nécessaires sur le banc de mesure utilisant la méthode de la tension de télédiaphonie.

Ces essais ont pour but de mesurer l'impédance d'entrée de l'éprouvette.

Cette phase est décisive puisqu'il faut maintenir la condition d'adaptation de la ligne perturbatrice afin de déduire indirectement le courant perturbateur à partir de l'évaluation de l'impédance d'entrée de cette ligne et de garantir ainsi l'uniformité de la distribution du courant perturbateur.

Le dispositif utilisé pour mener l'expérience est schématisé sur la Figure (IV-1)

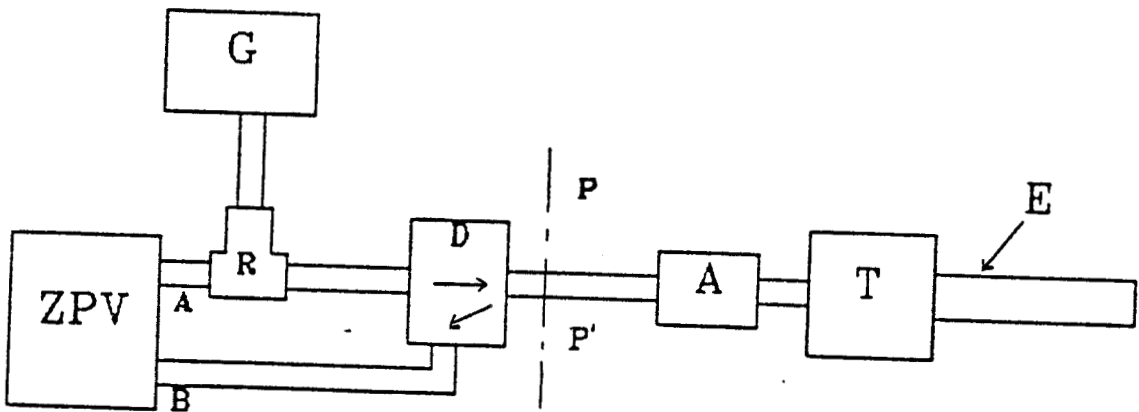


Figure (IV-1)

"T" représente la transition et "E" l'éprouvette connectée à la sortie de la transition. Une résistance additionnelle "A" intégrée à une structure coaxiale est connectée à l'entrée de la transition afin que l'impédance dans le plan PP' soit égale à 50Ω .

Le générateur de signaux harmoniques "G" alimente l'éprouvette par l'intermédiaire d'un répartiteur de puissance "R" et d'un coupleur directif "D". Une sortie du répartiteur est connectée à la voie (A) d'un vecteur mètre "ZPV" afin d'obtenir la référence alors que l'énergie réfléchie dans le plan PP' est transmise via le coupleur "D" vers la voie (B) du ZPV.

Pour vérifier l'adaptation de la ligne perturbatrice nous avons tout d'abord procédé à deux types d'essais représentés par les courbes de la Planche (IV-1). Ces courbes montrent l'évolution de l'impédance $Z_{pp'}$ dans le plan PP' lorsque la fréquence varie entre 10 MHz et 1000 MHz.

Planche (IV-1-a) : un échantillon de câble d'une dimension L_5 égale à 1 mètre est connecté à la sortie de la transition. La ligne perturbatrice d'impédance caractéristique $Z_{pc} = 12,5 \Omega$ est adaptée à l'extrémité opposée à la transition par un réseau de résistances parallèles uniformément réparties formant la valeur recherchée de $12,5 \Omega$.

Planche (IV-1-b) : il s'agit de la même expérience que précédemment, le câble n'intervient pas c'est le réseau de résistance ($12,5 \Omega$) qui est connecté en sortie de transition.

L'allure de ces courbes appelle deux remarques, de 10 MHz à 100 MHz, $Z_{pp'}$ est pratiquement indépendante de la fréquence alors qu'au-dessus de 100 MHz on enregistre une variation importante de $Z_{pp'}$ qui passe de 50Ω à 100 MHz pour atteindre un minimum de 6Ω vers 800 MHz.

Ce comportement a probablement pour origine un défaut d'adaptation que l'on peut situer entre le plan PP' et la sortie de la transition. En effet si on compare les deux caractéristiques de la Planche (IV-1), ces courbes sont pratiquement identiques ce qui signifie que l'impédance en sortie de la transition est identique dans les deux expériences, l'adaptation de la ligne perturbatrice est donc satisfaisante.

Les fluctuations de l'impédance " $Z_{PP'}$ " peuvent avoir une double origine, il peut s'agir de la combinaison de défauts d'adaptation provenant de la transition et des connecteurs coaxiaux en structure 50Ω reliant le coupleur, la résistance additive et l'entrée de l'éprouvette comme l'indique le schéma de la Figure (IV-2).

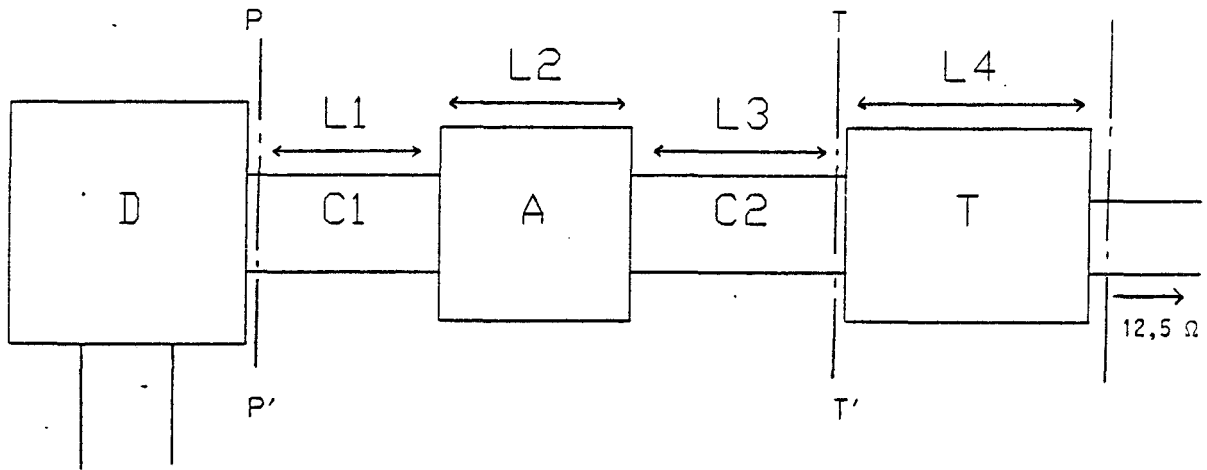
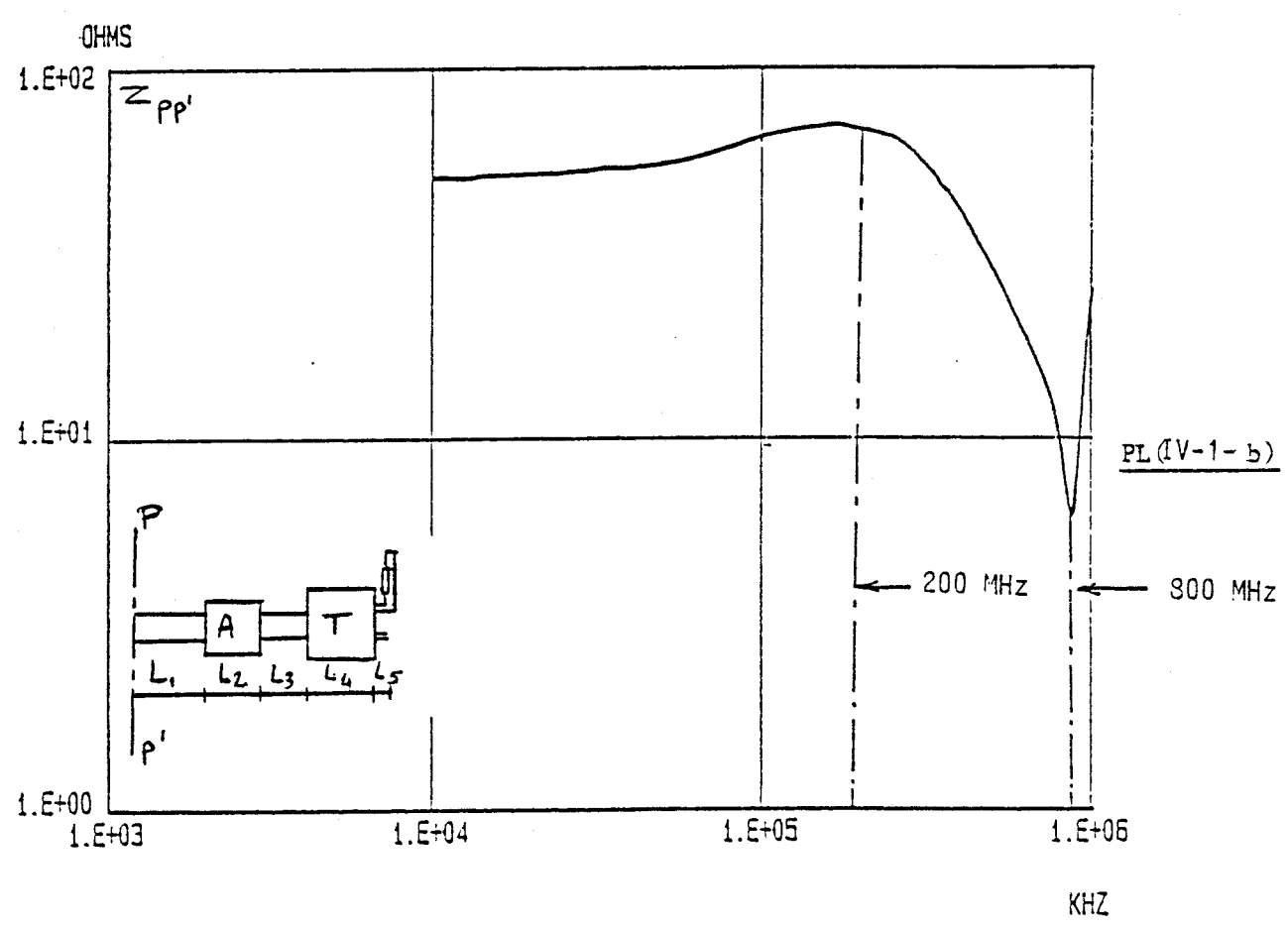
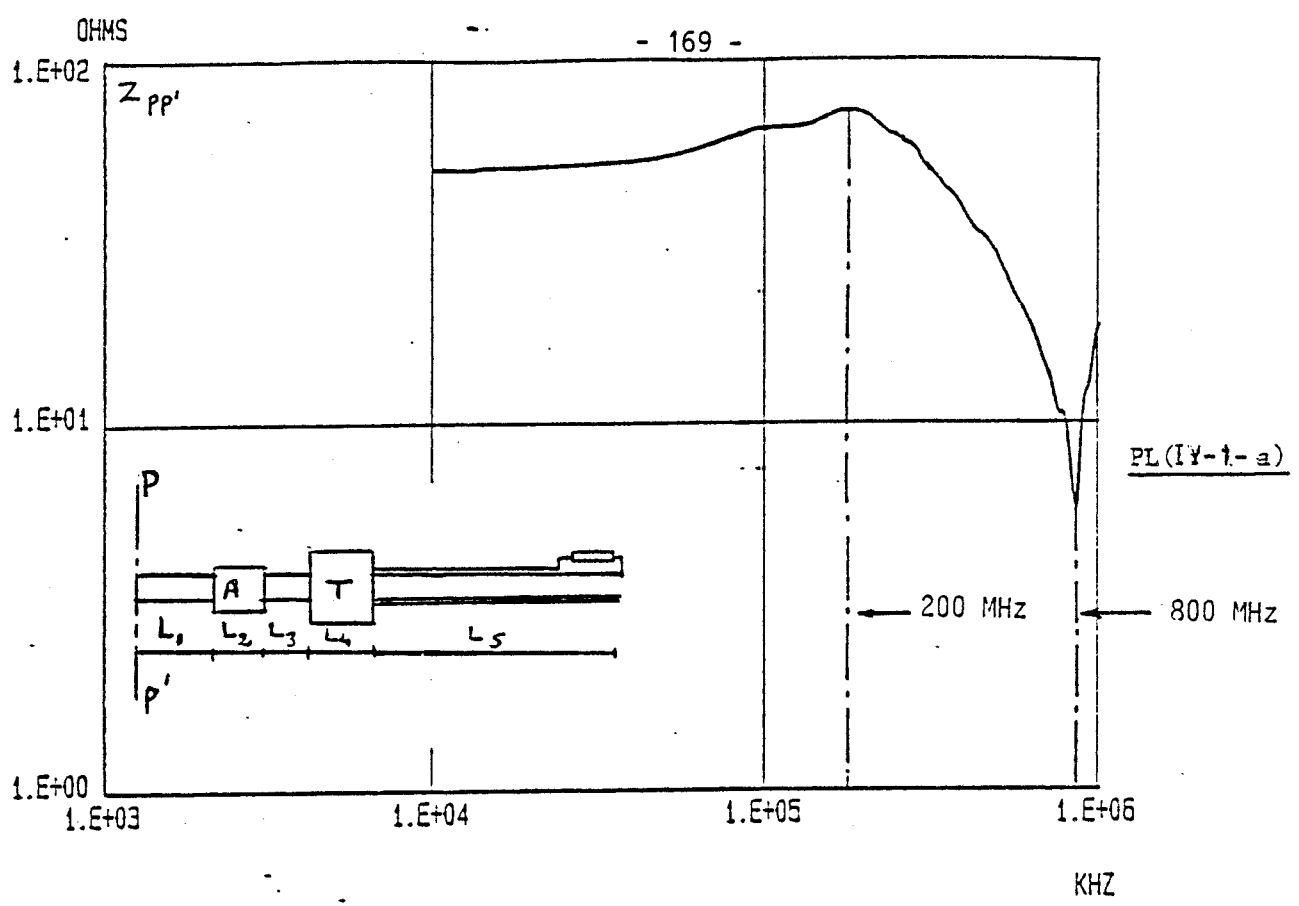


Figure (IV-2)

C_1 et C_2 représentent les connecteurs coaxiaux, les dimensions longitudinales de ces éléments ont respectivement pour valeurs $L_1 = 4$ cm, $L_2 = 4$ cm, $L_3 = 4$ cm et $L_4 = 12$ cm.

Sachant que la vitesse de propagation du mode TEM dans chacun de ces éléments est approximativement $v = 2 \cdot 10^8$ m/s, on peut mettre en évidence deux types de résonances. Si on suppose que l'impédance caractéristique diffère peu de $12,5 \Omega$ une résonance se produira à une longueur d'onde λ telle que

$$(C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}) \quad \lambda_1 = 4 \times (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) \quad \frac{C}{v} \quad (\text{IV-1})$$



Il s'agira d'une résonance de faible amplitude qui se manifeste dans le cas présent à $\lambda_1 = 1,44$ m soit $f_1 = 200$ MHz.

Une résonance beaucoup plus franche se produira lorsque l'impédance contenue dans le plan d'entrée de la transition "TT'" est transférée dans le plan PP'.

Les variations de l'impédance $Z_{TT'}$ seront de faible amplitude et centrées autour de $12,5 \Omega$, il en résultera que la résonance intéressante se traduira par un minimum de $Z_{PP'}$ égal à $12,5 \Omega$, minimum qui se produit pour une longueur d'onde λ_2 telle que

$$\lambda_2 = 2 (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) \frac{c}{v} \quad (IV-2)$$

C'est-à-dire $\lambda_2 = 0,72$ m, ce qui correspond à une fréquence f_2 égale à 800 MHz.

Si nous confrontons maintenant ce raisonnement aux caractéristiques de la Planche (IV-1) nous observons un maximum de faible amplitude de $Z_{PP'}$ à 200 MHz qui semble correspondre à la première résonance ; ce maximum est suivi d'un minimum à $f = 840$ MHz qui semble également coïncider avec la seconde résonance. L'amplitude du minimum est cependant au-dessous des $12,5 \Omega$ prévus par notre raisonnement. Ce comportement tient probablement à la valeur de $Z_{TT'}$ qui est peut être inférieure à $12,5 \Omega$ lorsque se manifeste cette résonance. Pour lever cette ambiguïté nous avons pratiqué d'autres expériences en ajoutant des connecteurs coaxiaux de façon à accroître " L_3 ".

La Planche (IV-2) correspond aux mêmes conditions de mesures de la Planche (IV-1) avec $L_3 = 12$ cm alors que la Planche (IV-3) donne les caractéristiques obtenues avec $L_3 = 16$ cm.

On observe bien un décalage de la première résonance puisque f_1 se trouve respectivement à 124 et 111 MHz alors que la relation (IV-1) prévoit ces résonances à 156 MHz et 138 MHz.

S'agissant de la seconde résonance elle se situe à 508 MHz et 387 MHz, alors que la relation (IV-1) prévoit leur position à 500 MHz et 416 MHz. L'amplitude des minimums est par contre plus grande que précédemment puisque égale à $12,9 \Omega$ et 30Ω .

Ces deux expériences semblent donc confirmer les hypothèses des défauts d'adaptation. Il existe cependant quelques écarts avec les prévisions théoriques qu'on peut certainement attribuer à l'approximation des vitesses de propagation et au fait que l'impédance caractéristique de la structure coaxiale contenant la résistance additionnelle est peut-être supérieure à 50Ω .

II - CARACTERISTIQUES DE LA TENSION DE TELEDIAPHONIE

Nous avons mesuré la tension de télédiaphonie sur la plus large gamme de fréquences soit 1 MHz - 1000 MHz. Le synoptique du banc de mesure est représenté sur la Figure (IV-3).

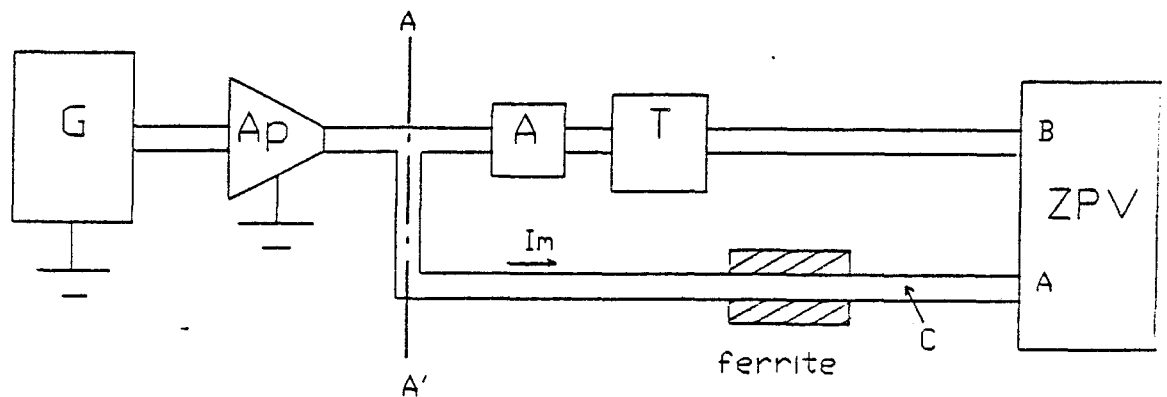


Figure (IV-3)

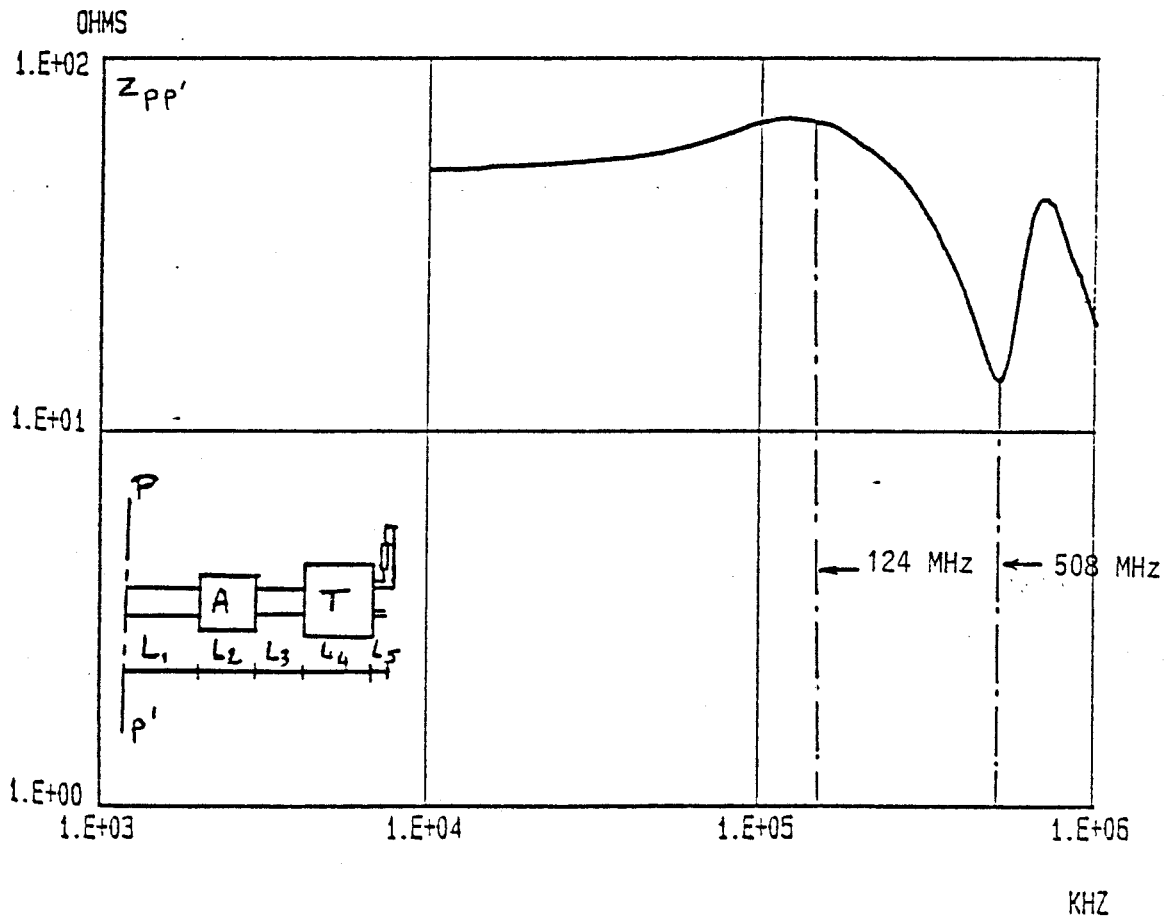
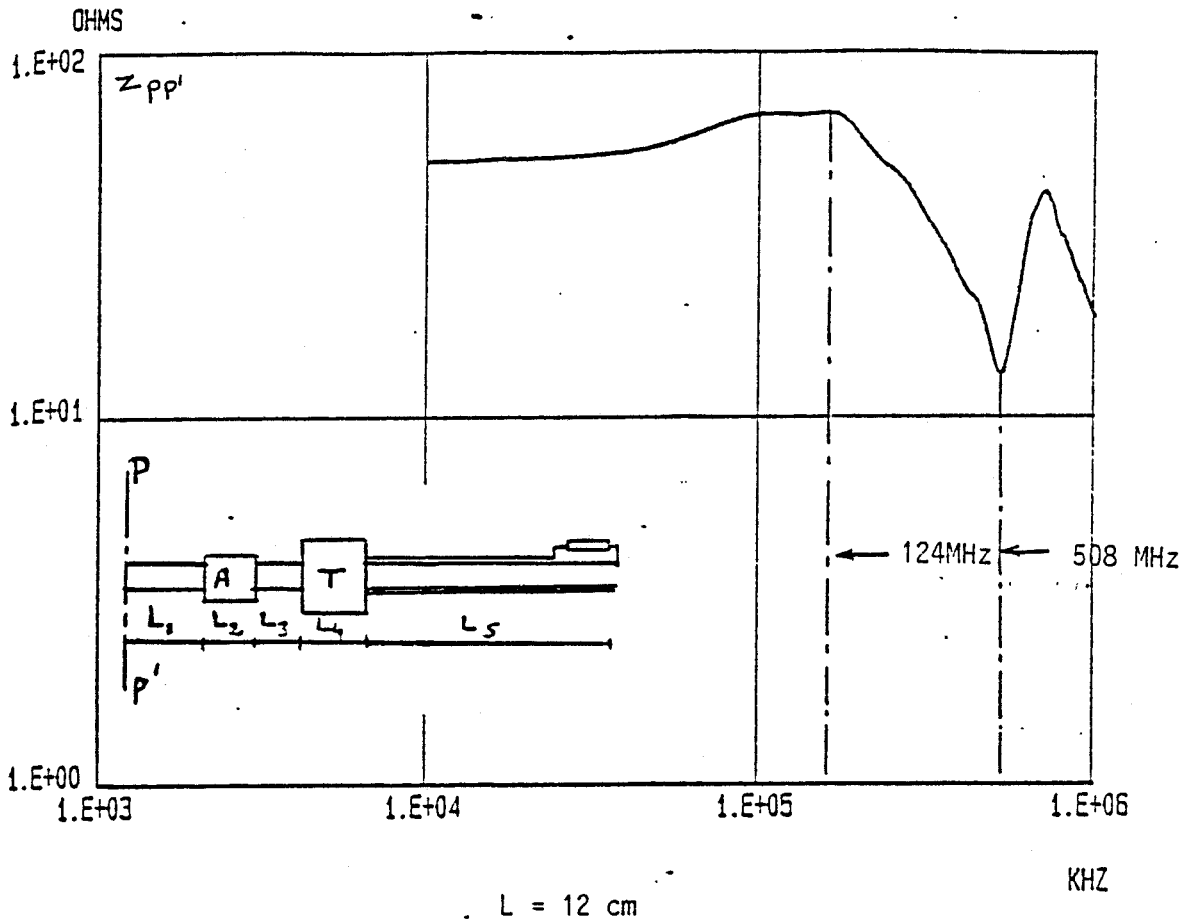
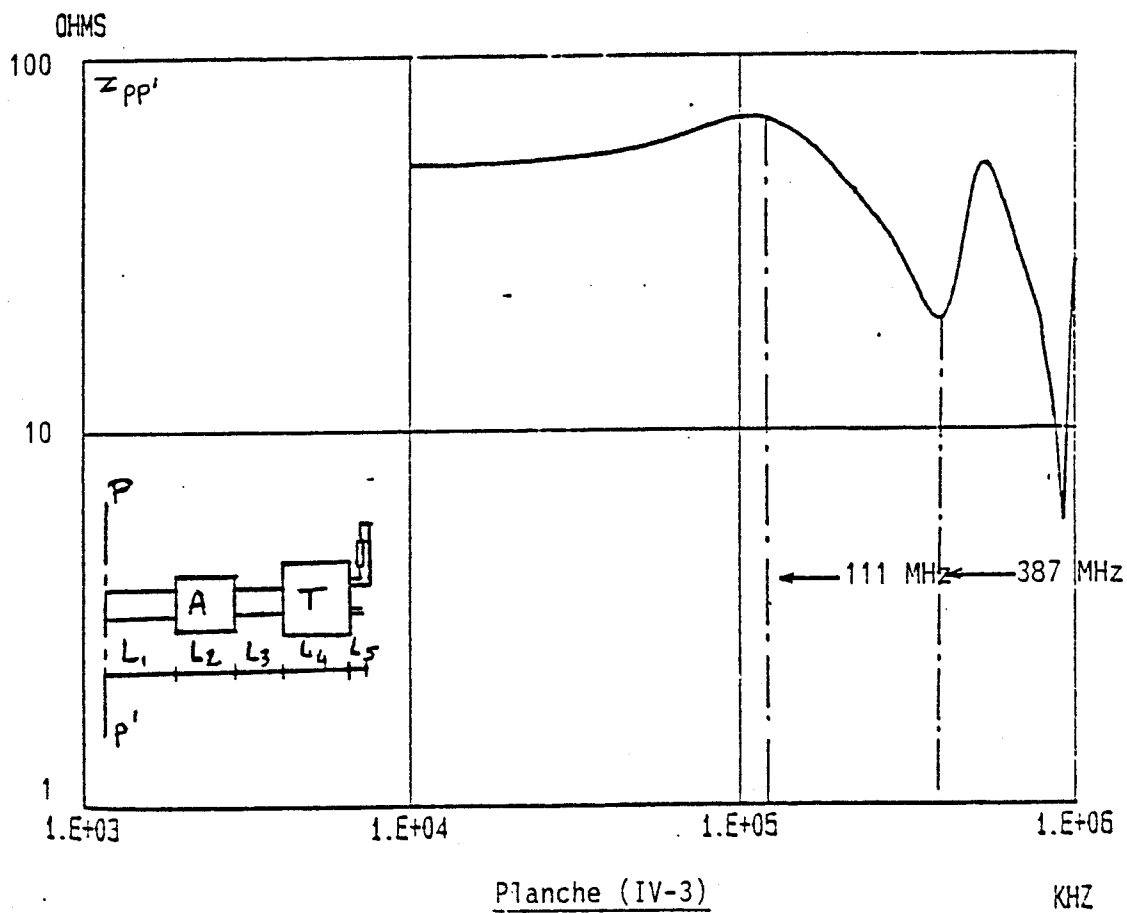
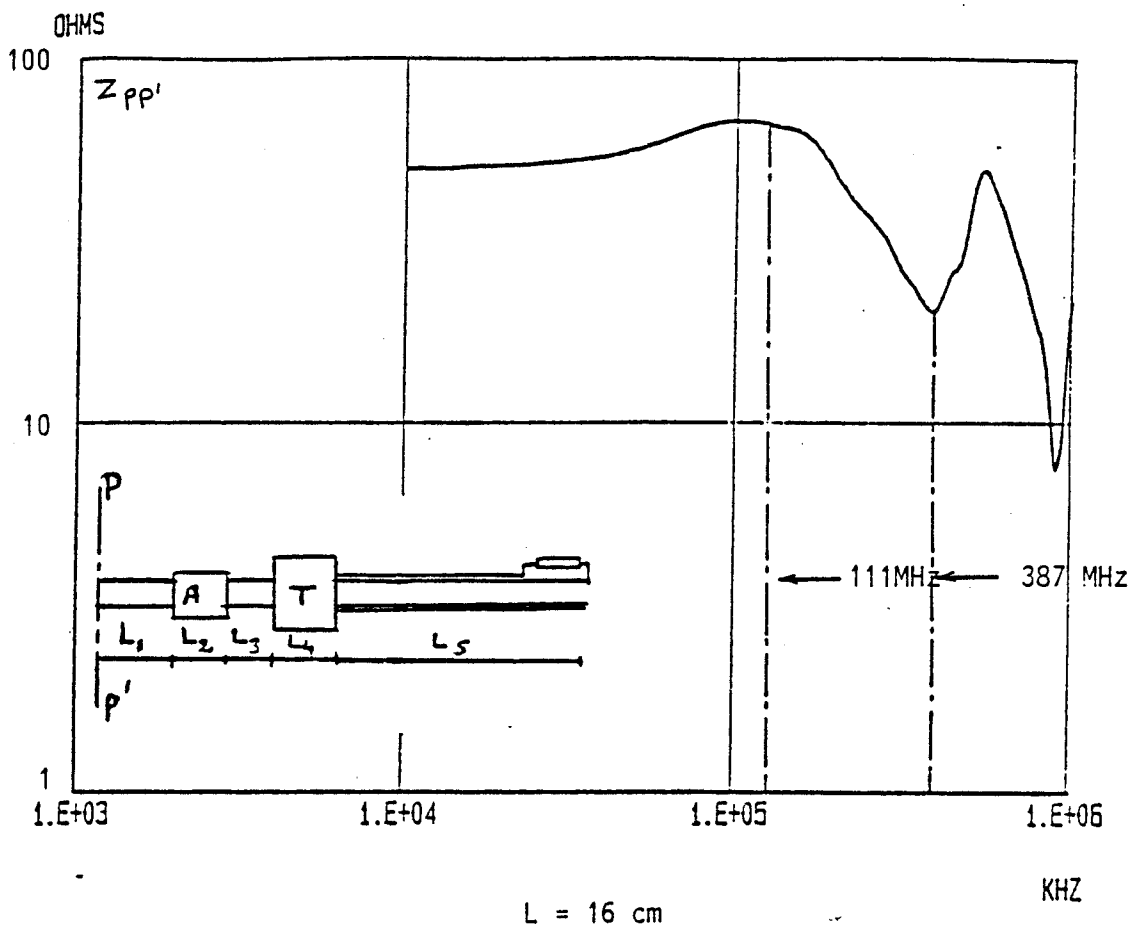


Planche (IV-2)



La mesure met en oeuvre un générateur de signaux harmoniques couvrant 1 MHz - 1000 MHz.

Un amplificateur de puissance "AP" permet de disposer à l'entrée de la résistance additionnelle d'une puissance HF pouvant varier de 1 W à 500 mW.

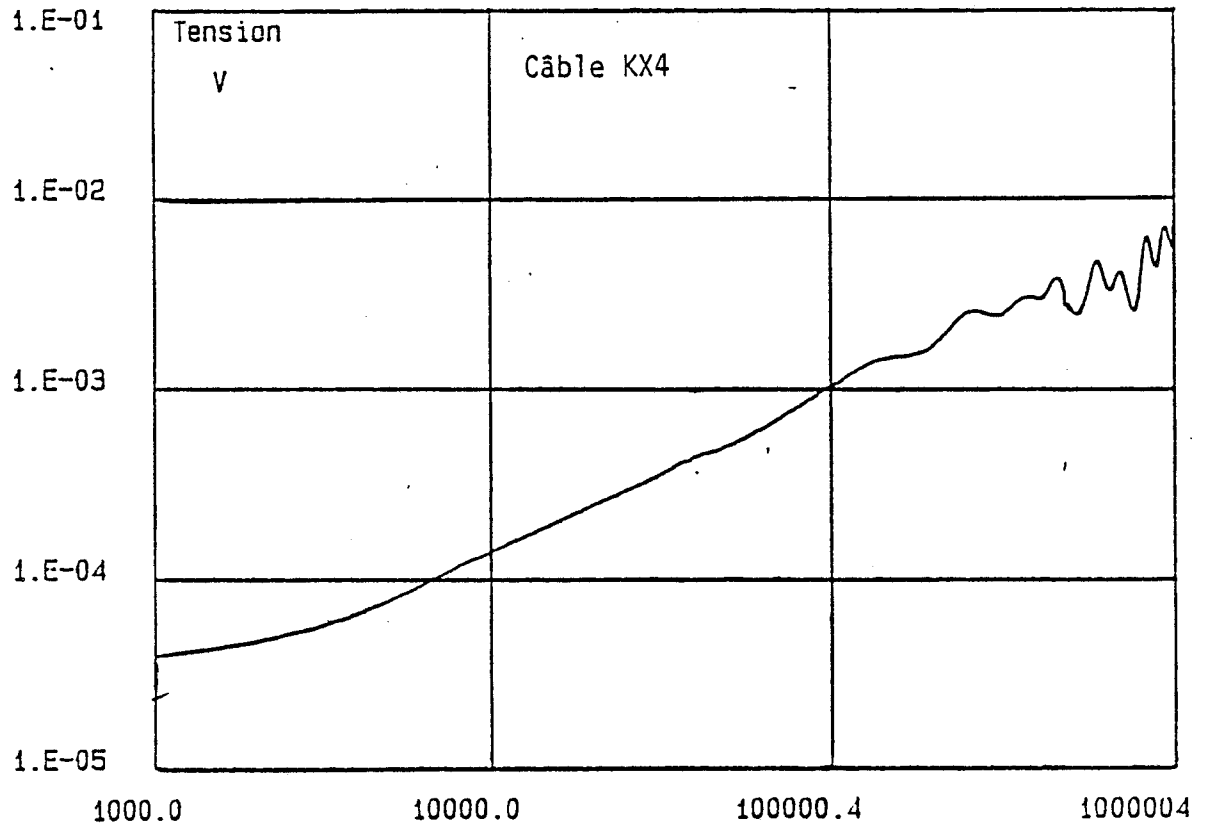
Le vecteur mètre "ZPV" utilisé en récepteur sélectif est directement connecté sur la sortie de l'éprouvette où apparait la tension de télédiaphonie. La voie la plus sensible (A) sera utilisée. La tension de référence est prélevée à l'entrée de la résistance additionnelle et dirigée vers la voie (B) du "ZPV". Ce signal assure une double fonction, son amplitude permettra de déduire le courant perturbateur circulant dans l'éprouvette il procure aussi la synchronisation du "ZPV".

La tension de télédiaphonie est d'amplitude insuffisante pour procéder à une synchronisation stable. Les voies (A) et (B) devront donc être activées simultanément. Cette remarque pose un problème d'ordre pratique dans la mesure où le châssis (masse) du "ZPV" est porté au potentiel de la source. Le câble de liaisons source "ZPV" (voie B) va donc engendrer un court-circuit. On peut réduire dans de grandes proportions le courant I_m dérivé par ce court-circuit en plaçant sur les câbles des anneaux en ferrite. L'expérience montre que cet artifice est efficace dès la fréquence de 10 MHz. D'autre part ce dispositif doit être complété par un isolement des circuits d'alimentation des sources et du récepteur que l'on peut résoudre par transformateur.

Les évaluations de la tension de télédiaphonie obtenues sur un câble coaxial de type KX⁴ entre 1 MHz et 1000 MHz sont présentées sur la Planche (IV-4).

Sachant qu'à 10 MHz la tension à l'entrée de la résistance additionnelle est de 666 mV * et si on suppose l'impédance dans le plan AA' ($Z_{AA'}$) (Figure (IV-3)) égale à 50 Ω , on déduit un courant perturbateur de 13 mA. Si on admet en première approximation $Z_{AA'}$ indépendante de la fréquence,

* L'amplificateur de puissance n'est pas inséré à la chaîne d'émission.



PL(IV-4)

on passe aisément à la caractéristique d'impédance de transfert par la relation

$$Z_t(\omega) = \frac{2}{L} \frac{V_c(L, \omega)}{I_p(L, \omega)} \quad (IV-3)$$

C'est cette relation qui sera aussi utilisée lorsqu'on recherchera l'impédance de transfert déterminée par la méthode du fil d'injection.

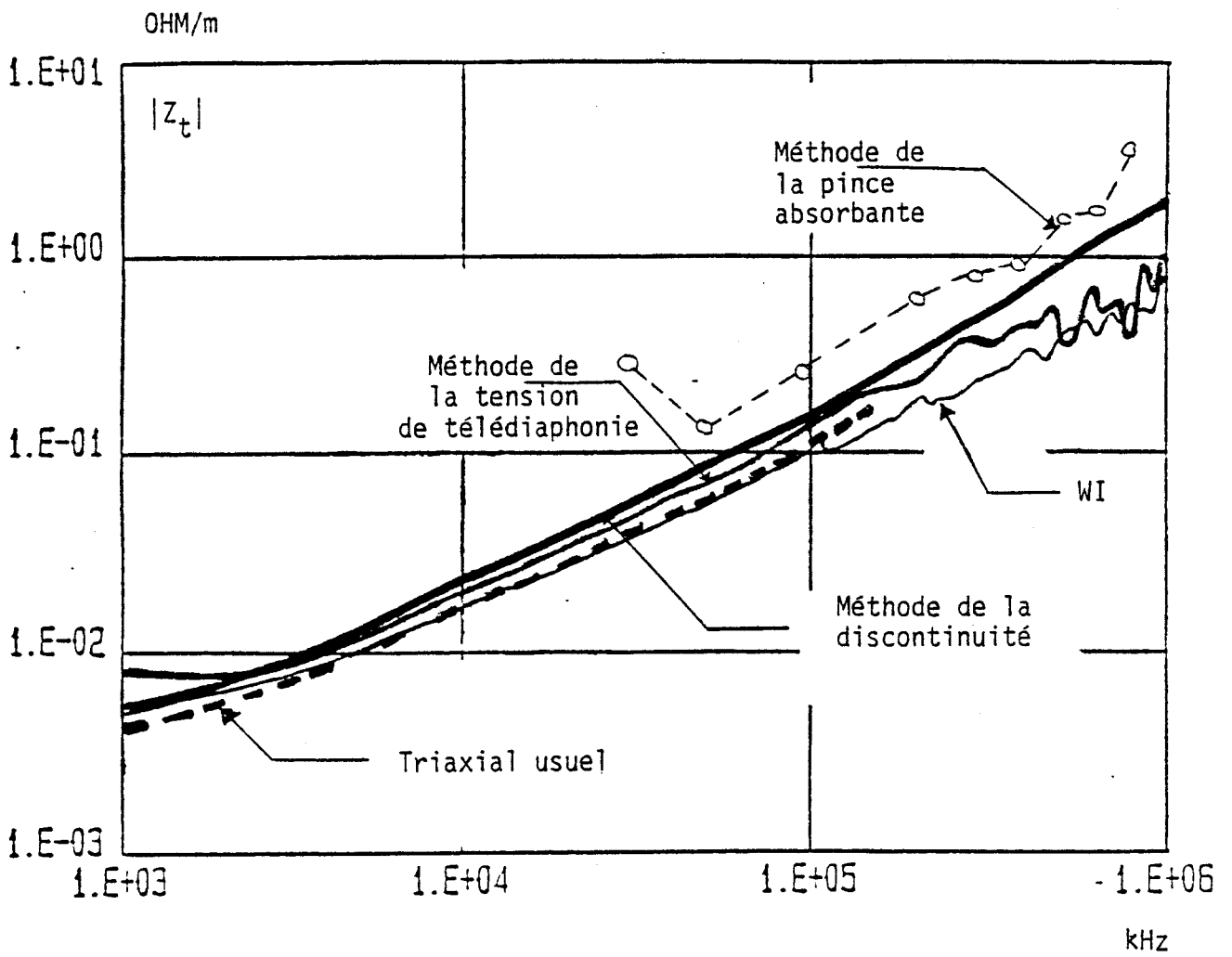
III-COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS SUR UN KX4 PAR LES DIFFERENTES METHODES DE MESURE

Les résultats portés sur la planche (IV-5) suggèrent tout d'abord quelques remarques au sujet de la pince absorbante dont la bande passante est forcément limitée à cause du principe de cette méthode de mesure. Pour des fréquences inférieures à 30 MHz, il est nécessaire de pratiquer les mesures sur une éprouvette de dimension longitudinale bien supérieure à 10 m, ce qui en limite forcément l'usage. Aux fréquences supérieures à 700 MHz la limitation des mesures provient surtout de l'interaction de l'onde de surface avec l'environnement du câble. C'est pour cette raison que nous nous sommes limités à 700 MHz. [27]

Pour une meilleure interprétation des résultats obtenus, nous allons considérer les régions a, b, et c du spectre qui correspondent aux trois décades de l'axe des fréquences de la planche (IV-5).

a) 1 MHz - 10 MHz

La méthode de la tension de télédiaphonie s'éloigne notablement du comportement observé avec les trois autres techniques de mesure. Celle-ci prévoit un accroissement continu de l'impédance de transfert alors que le résultat donné par la télédiaphonie présente entre 1 et 10 MHz un accroissement beaucoup moins prononcé.



PL(IV-5)

Il s'agit d'un effet perturbateur que l'on peut attribuer au câble reliant la source au récepteur. Comme nous l'avons signalé plus haut, au-dessous de 10 MHz les ferrites posés sur ce câble ont une action insuffisante, ce qui a pour conséquence la dérivation par le circuit de masse d'une fraction du courant perturbateur injecté par la source. C'est l'augmentation du courant perturbateur provoquée par cette impédance qui influe l'amplitude de la tension de télédiaphonie. Figure (IV-3)

. b) 10 MHz - 100 MHz

Les résultats obtenus par les différentes méthodes excluant la pince absorbante convergent de façon satisfaisante. L'impédance supplémentaire due au câble source récepteur est suffisamment grande au-dessus de 10 MHz pour ne plus influencer la tension de télédiaphonie.

. c) 100 MHz - 1000 MHz

En prenant comme référence la caractéristique donnée par la méthode de la discontinuité nous observons à nouveau des écarts. Ces différences peuvent être attribuées aux phénomènes de propagation dont les résultats expérimentaux entrepris sur un échantillon de 10 mètres ont montré qu'ils tendaient à réduire l'amplitude de la tension parasite. Dans le cas de la méthode de la tension de télédiaphonie s'ajoute un autre phénomène. Il s'agit des variations du courant perturbateur corrélées aux variations d'impédance dans le plan d'entrée de la résistance additionnelle, ceci conformément au processus décrit au paragraphe I de ce chapitre.

En ce qui concerne la méthode de la pince absorbante, les chiffres obtenus s'accordent assez bien avec les données des autres méthodes dans la bande 50 MHz - 600 MHz.

A la lumière des expériences et des résultats trouvés sur le câble KX4, la méthode de la pince absorbante s'avère très simple à mettre en oeuvre. Cependant la bande passante en est limitée. Aux limitations de bande passante s'ajoutent les difficultés propres à l'étalonnage de la pince. C'est une étape fondamentale et délicate à mettre en oeuvre.

Contrairement à la méthode de la pince absorbante, la technique de la tension de télédiaphonie offre des performances acceptables entre 10 MHz et 100 MHz. Au-dessous de 10 MHz ou au-dessus de 100 MHz la comparaison avec les autres méthodes offre des conclusions moins encourageantes. Cependant il est possible d'améliorer cette méthode de mesure en modifiant le banc et notamment la transition coaxiale reliant l'entrée de la ligne perturbatrice à la source HF qui se révèle très compliquée à mettre en oeuvre.

Pour cela la transition coaxiale sera munie d'un moyen permettant d'ajuster l'impédance caractéristique, ce qui n'était pas le cas sur le prototype utilisé dans nos mesures. D'autre part pour optimiser le dispositif il faudra comme précédemment en mesurer l'impédance d'entrée, des mesures en réflectométrie seraient certainement efficaces puisqu'elles permettraient la recherche de toute variation d'impédance caractéristique. Restent les contraintes imposées par la synchronisation. En effet, la mesure proprement dite de la tension $V_C(L)$ ne sera vraiment satisfaisante que lorsque la masse du récepteur est dissociée de celle du générateur. La solution serait d'utiliser un coupleur électro-optique large bande pour transférer le signal $V_C(L)$ au mesureur. Figure (IV-4)

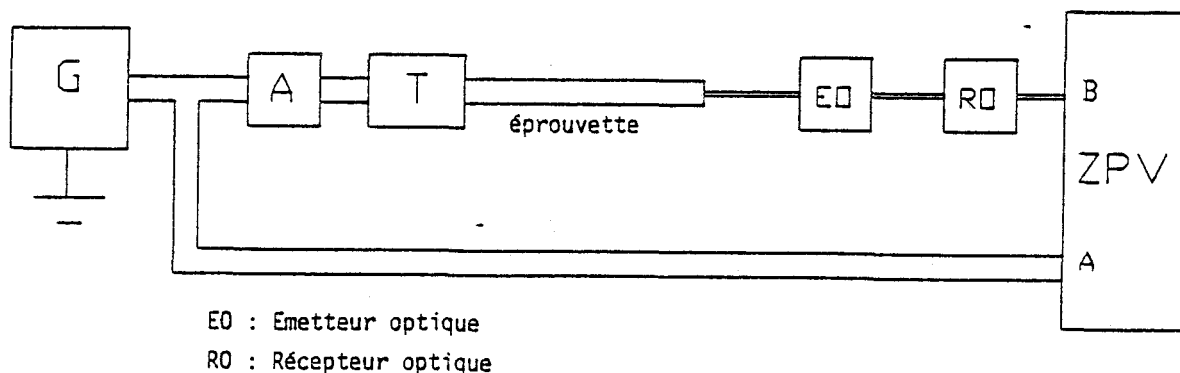


Figure (IV-4)

La technique du fil d'injection et celle de la discontinuité nous offrent des résultats tout à fait intéressants dans le domaine de la bande passante.

La technique du fil d'injection est très simple à mettre en oeuvre et se révèle sur ce point plus avantageuse que la technique de la discontinuité. Cependant les expériences effectuées uniquement sur un câble coaxial KX⁴ ne comportant qu'une tresse ne permettent pas de comparer les sensibilités respectives de ces deux méthodes de mesure.

C'est pour cette raison que nous avons effectué d'autres essais. Ces essais ont pour objectif de comparer la sensibilité mais également la reproductibilité des deux techniques de mesures.

IV - ESSAIS DE SENSIBILITE ET DE REPRODUCTIBILITE

IV.1 - Essais de sensibilité

Pour caractériser du point de vue de la sensibilité chacune des deux méthodes de mesure, nous avons pratiqué des essais sur une éprouvette à blindage homogène en recherchant la valeur minimale de la tension parasite mesurable.

Le câble sous test est un coaxial comprenant un écran en cuivre homogène d'un diamètre $D = 12$ mm et d'une épaisseur $e = 1$ mm, ce qui lui confère une excellente efficacité de blindage aux fréquences élevées. Nous limiterons l'étude de sensibilité à la gamme de fréquences 10 MHz - 2000 MHz où le couplage parasite réduit le plus la sensibilité de la mesure.

La caractéristique théorique de l'impédance de transfert de ce câble est présentée sur la planche (IV-6). On remarque qu'au-dessus de 1 MHz l'impédance de transfert de cette éprouvette est inférieure à $2 \mu\Omega/m$.

Les essais de sensibilité par les deux techniques de mesure ont été menés sur la même éprouvette. Le blindage du câble coaxial sous test est soumis au courant perturbateur sur une longueur de 0,4 m, ce qui signifie que la dimension de la discontinuité sera égale à la dimension du fil d'injection. Figure (IV-5)

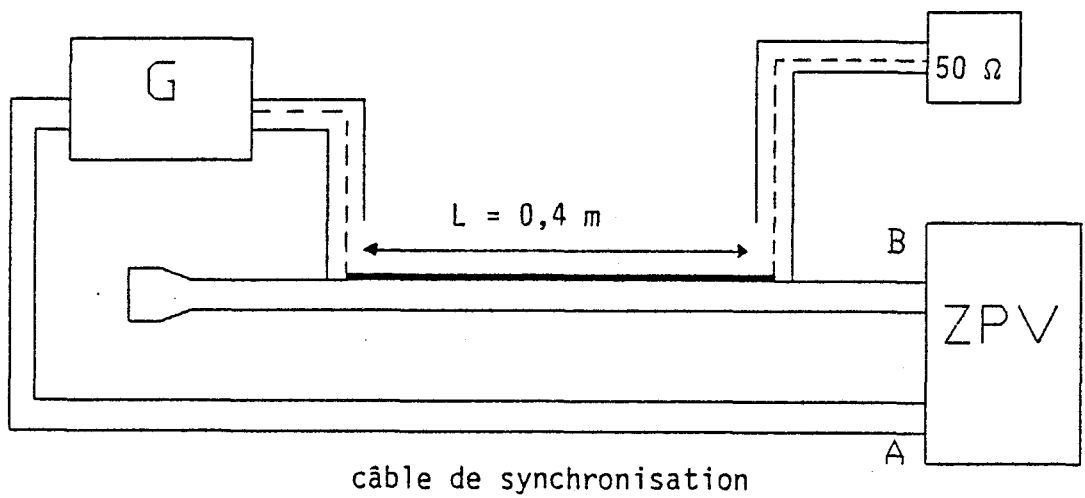
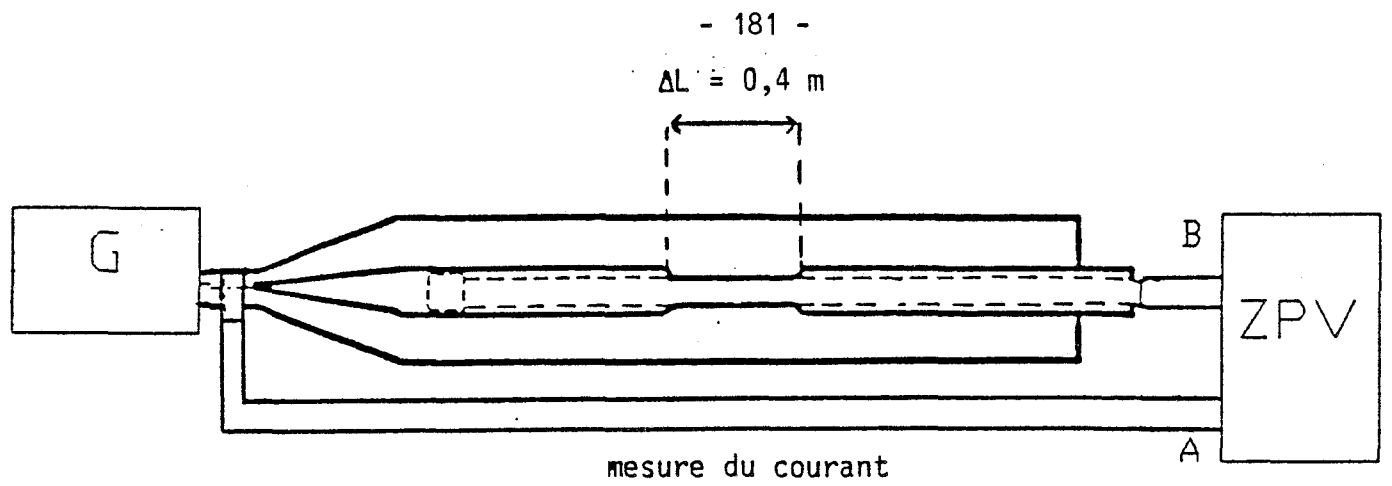


Figure (IV-5)

Le courant injecté dans la cavité de la méthode triaxiale sera de 20 mA puis 175 mA alors que le courant dans le fil d'injection est de 10 mA puis de 150 mA. Ces chiffres montrent par conséquent, et compte tenu des valeurs théoriques de l'impédance de transfert, que la tension recueillie au-dessus de 1 MHz doit être largement inférieure à 10^{-7} volts.

Le récepteur sélectif qui doit mesurer la tension parasite est directement connecté sur le câble sous test au moyen d'un connecteur de type N. Ce récepteur sélectif est, dans le cas présent, un vecteur-mètre.

Impédance de transfert théorique de l'éprouvette à blindage homogène

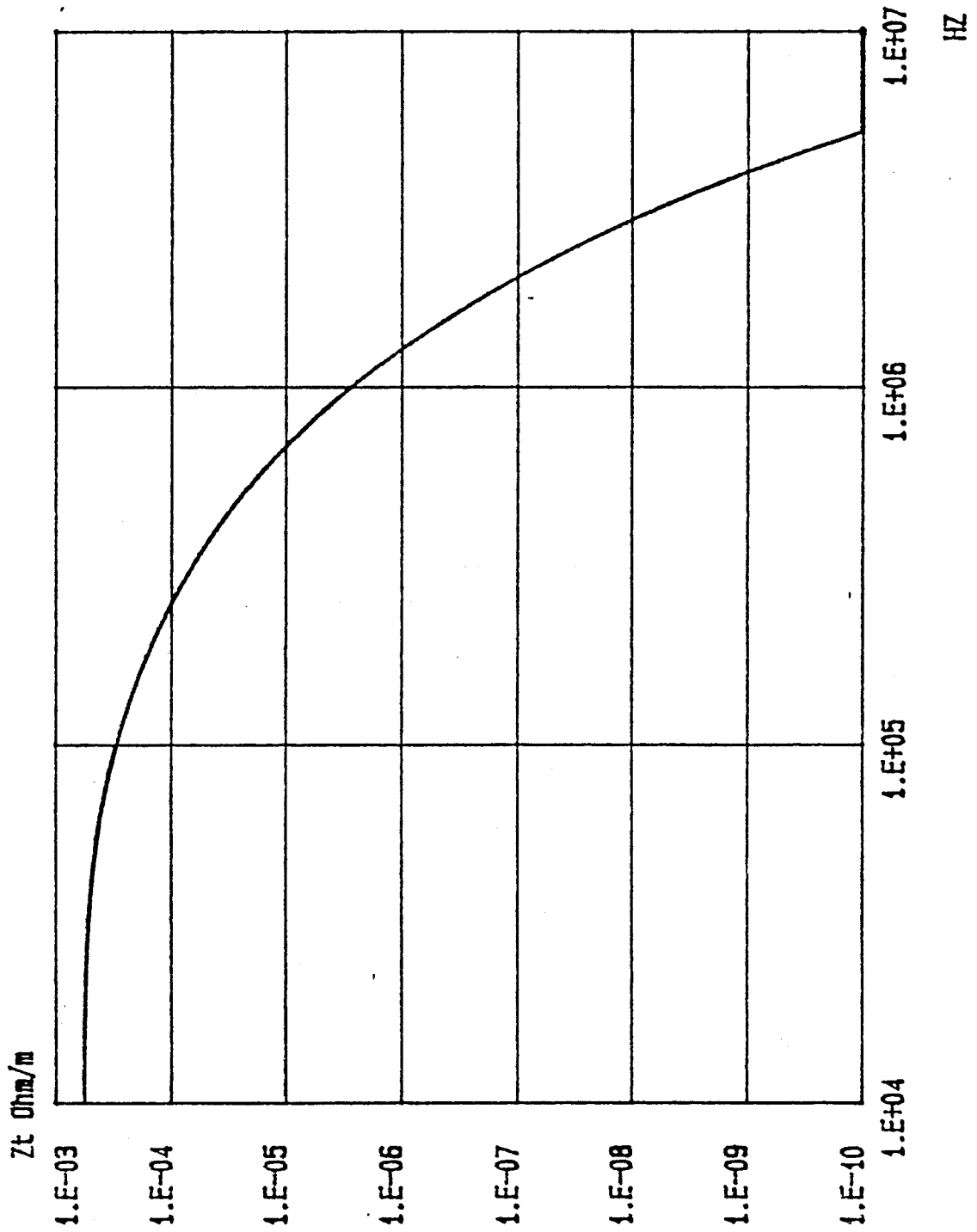


Planche (IV-6)

Nous avons mesuré le seuil de sensibilité du vecteur-mètre. Il est pratiquement indépendant de la fréquence. L'amplitude est pratiquement constante et égale à 10^{-6} Volts. Planche (IV-7)

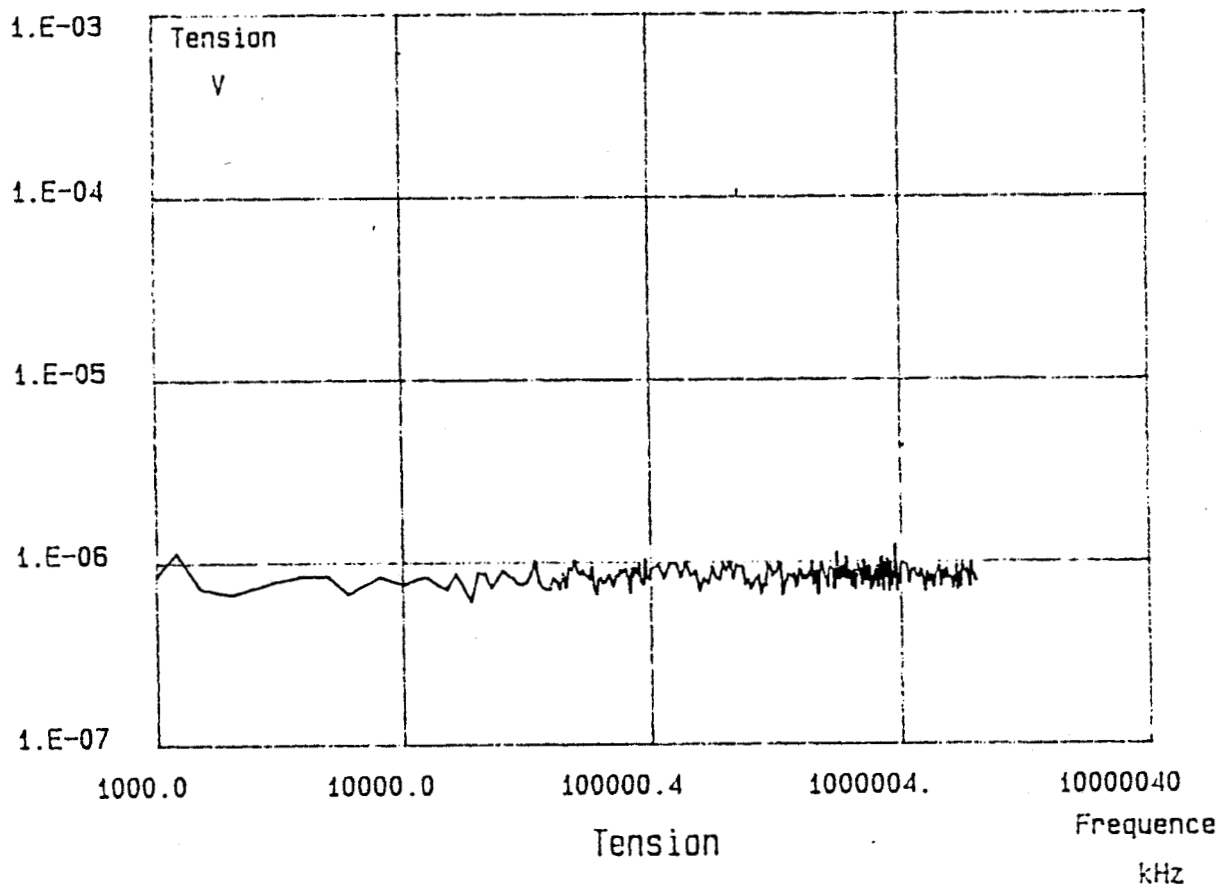


Planche (IV-7)

La caractéristique de la tension parasite obtenue sur le câble sous test est en principe homothétique à la caractéristique de l'impédance de transfert. Cette tension est donc, en théorie, bien inférieure à la limite de sensibilité du banc due au bruit du vecteur-mètre.

Cette situation permettra de déceler facilement toute élévation de niveau qui serait due aux imperfections du banc de mesure et notamment aux couplages du banc et de la chaîne de réception.

D'autre part la même éprouvette sera testée sur chaque banc de mesure. La comparaison y gagnera en objectivité.

La courbe de la planche (IV-8-a) est la caractéristique de tension donnée par le récepteur branché sur le banc de la discontinuité alors

que la courbe de la planche (IV-8-b) est celle obtenue avec la méthode du fil d'injection. Jusqu'à 100 MHz cette tension est de 1 μ V et indépendante de la fréquence, ce qui signifie que le couplage banc récepteur n'est pas perceptible. Par contre au-dessus de 100 MHz des fluctuations de tensions dont l'amplitude dépasse 10 μ V sont bien visibles sur la méthode de mesure du fil d'injection, alors que celle-ci sont pratiquement inexistantes sur la méthode de la discontinuité à l'exception d'une remontée du signal à la fréquence de 2 GHz. Il faut également rappeler que le courant utilisé dans la méthode du fil d'injection est ici d'une amplitude 2 fois plus faible que le courant utilisé dans la méthode de la discontinuité à courant identique ; il convient par conséquent de rehausser de 6 dB la courbe de la planche (IV-8-b) pour que la comparaison soit bien homogène.

Les courbes de la planche (IV-9) représentent les caractéristiques de tension données par le récepteur pour les deux méthodes de mesures mais cette fois le courant perturbateur injecté passe de 20 à 170 mA pour la méthode de la discontinuité et de 10 à 150 mA pour la méthode du fil d'injection.

L'augmentation du courant a été possible grâce à un amplificateur de puissance large bande. De plus, un amplificateur de tension est cette fois ci inséré à la chaîne de mesure entre le câble sous test et le récepteur.

Les courbes de la planche (IV-9) représentent les tensions recueillies par le récepteur divisées par le gain de l'amplificateur de tension. C'est pour cette raison que l'amplitude minimale des tensions est inférieure à 1 μ V, comparativement aux résultats de l'expérience précédente.

Sur la planche (IV-9) est présentée la courbe obtenue avec la méthode de la discontinuité. Nous constatons que les fluctuations sont beaucoup plus importantes mais qu'elles restent cependant indépendantes de la fréquence. En ce qui concerne la caractéristique relevée par la méthode du fil d'injection représentée sur la planche (IV-9-b), il apparaît qu'à partir de la fréquence 100 MHz l'amplitude des fluctuations est pratiquement proportionnelle au carré de la fréquence. Ces phénomènes

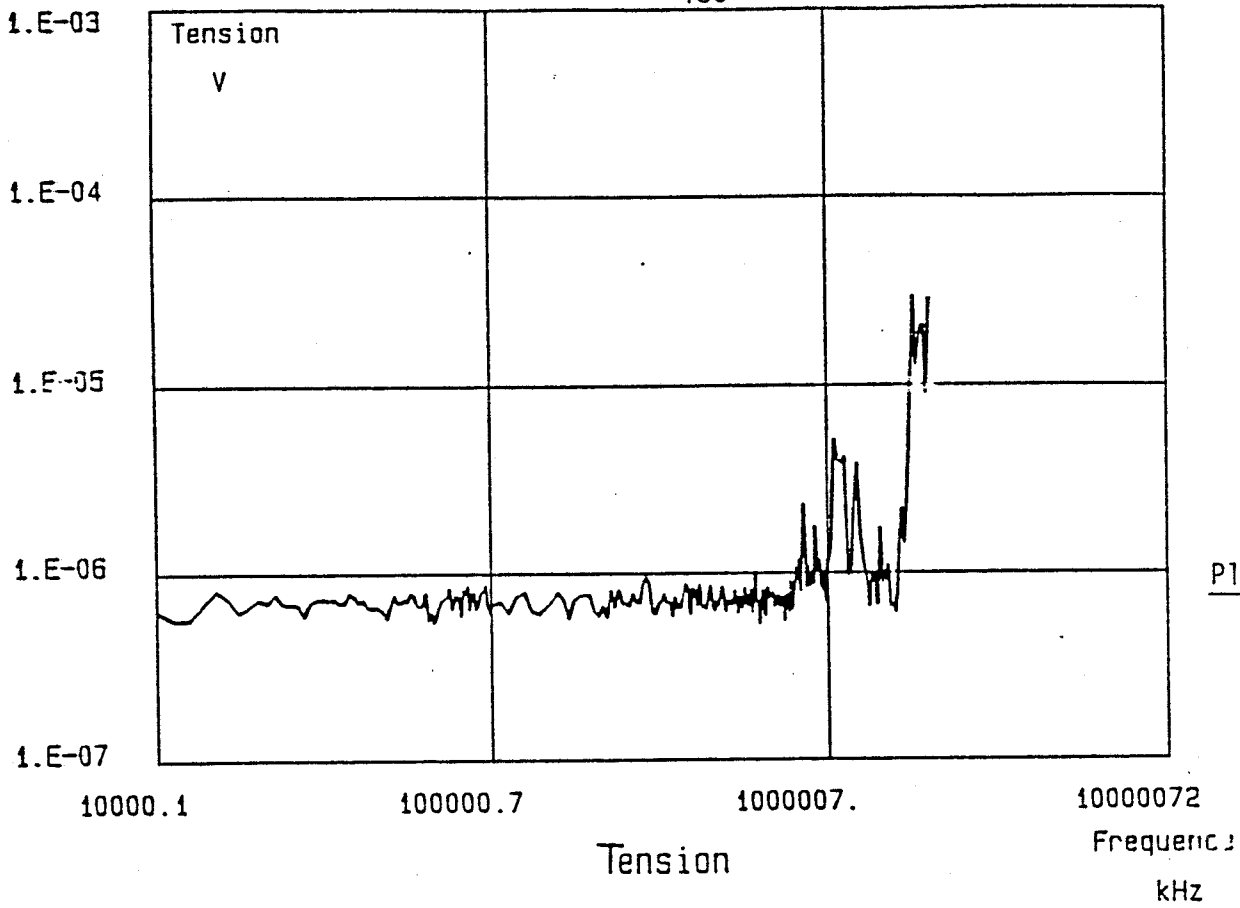


Planche (IV-8-a)

Evolution de la tension sur le récepteur connecté au câble sous test par la méthode de la discontinuité. Le courant injecté est de 20 mA.

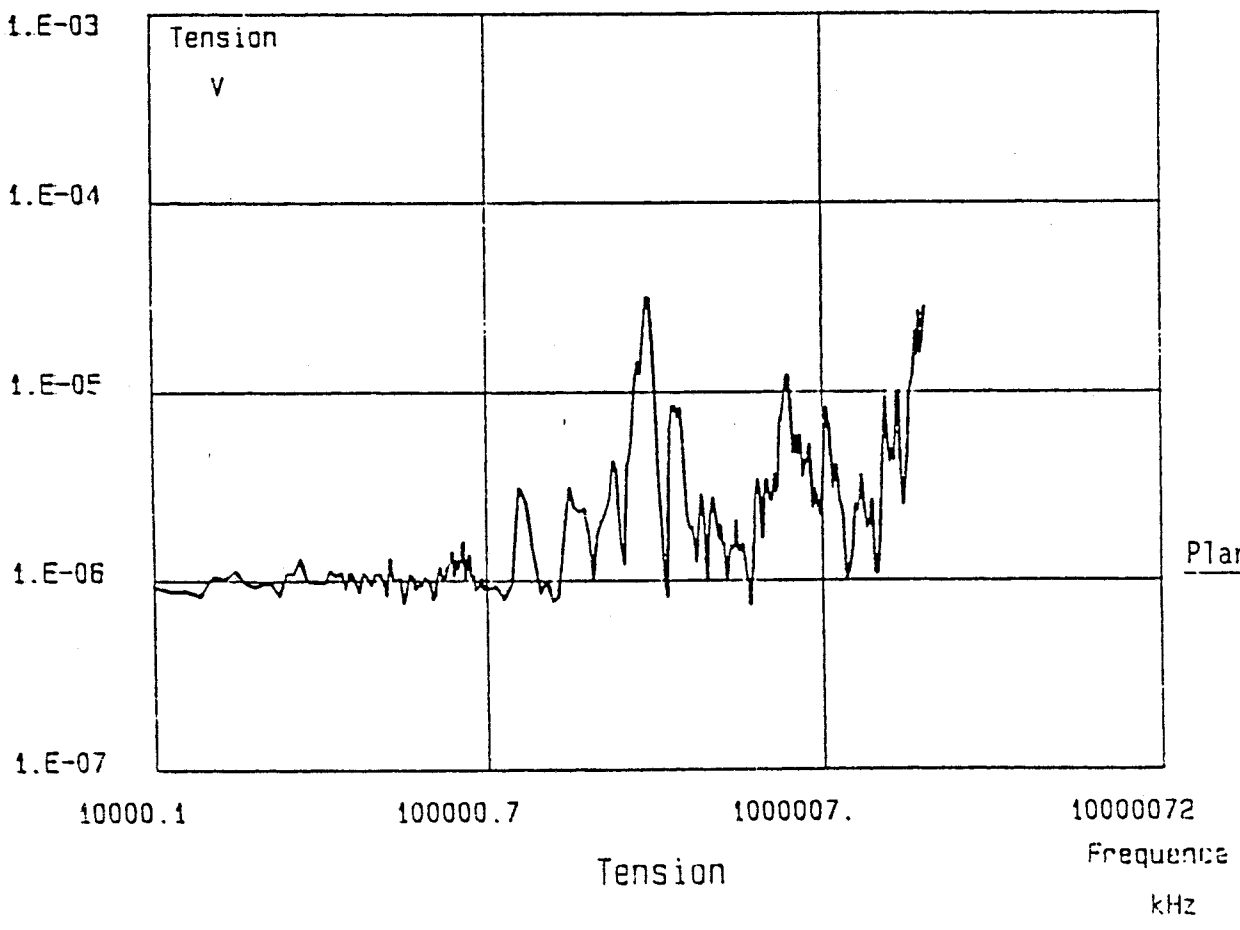


Planche (IV-8-b)

Evolution de la tension sur le récepteur connecté au câble sous test par la méthode du fil d'injection. Le courant injecté est de 10 mA.

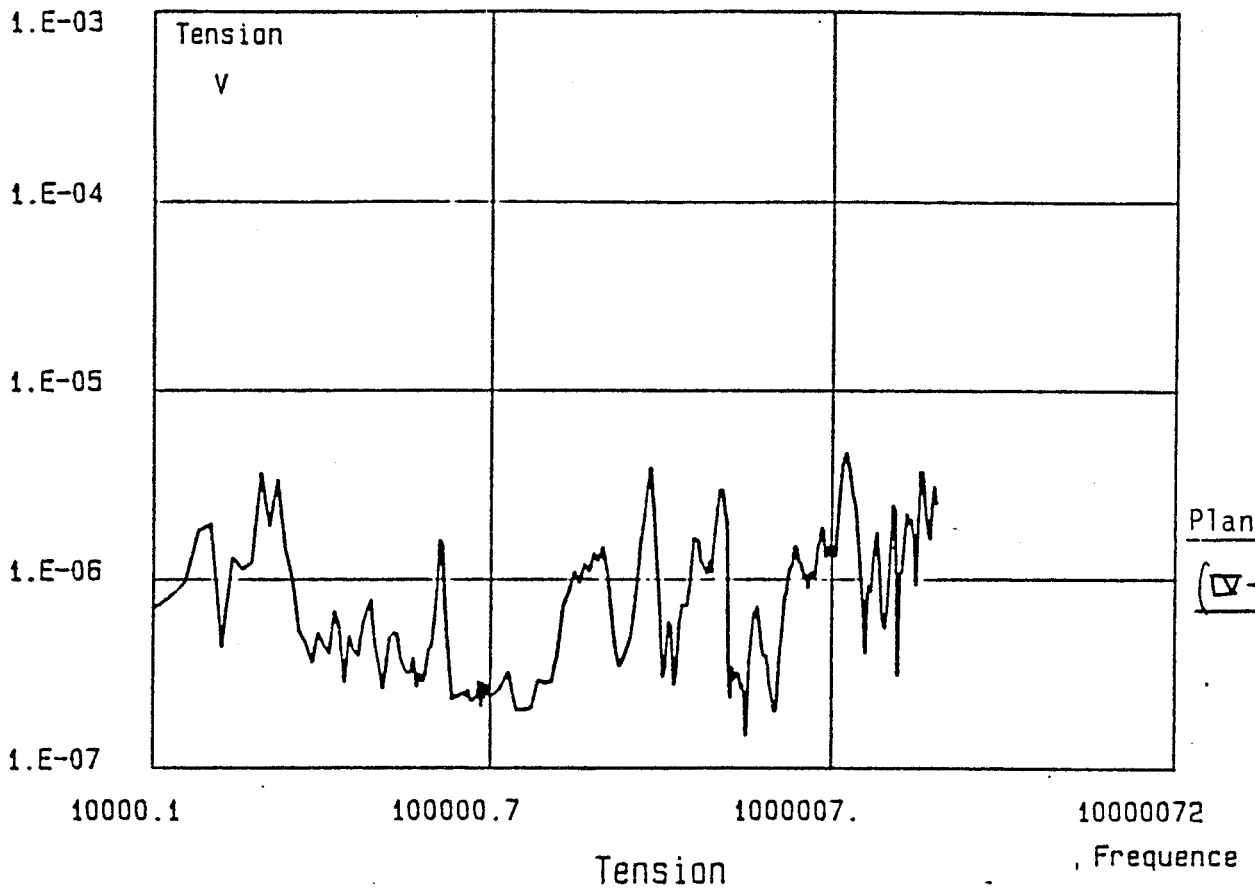


Planche
(9-g-a)

Evolution de la tension sur le récepteur connecté au câble sous test par la méthode de la discontinuité. Le courant injecté est de 170 mA.

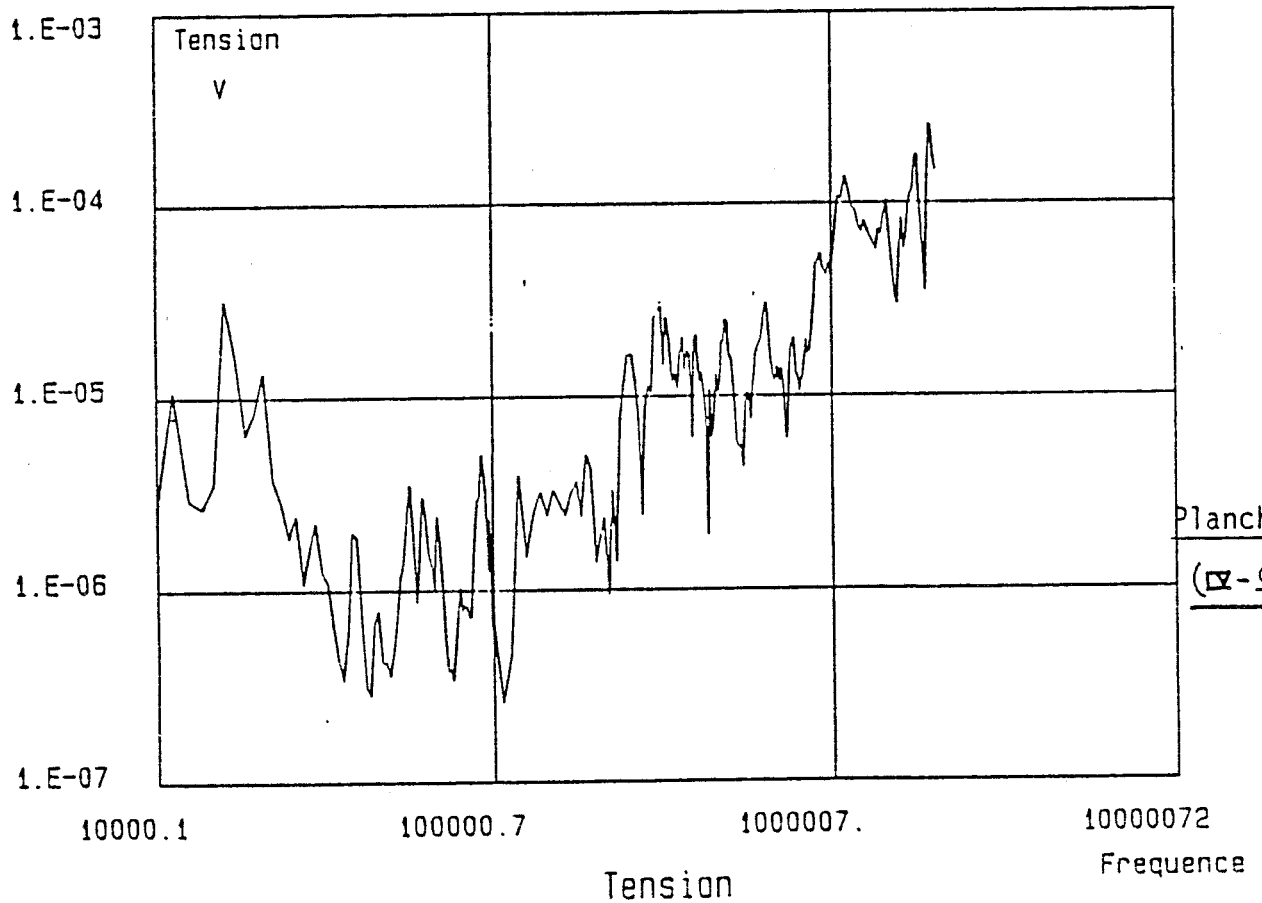


Planche
(9-g-b)

Evolution de la tension sur le récepteur connecté au câble sous test par la méthode du fil d'injection. Le courant injecté est de 150 mA.

sont principalement dus aux interférences venant des fuites électromagnétiques provoquées par la source HF (générateur + amplificateur de puissance), auxquelles il faut ajouter le rayonnement propre du banc de mesure. En effet le fil d'injection est directement porté au potentiel du générateur, ce qui facilite le couplage de la structure aux fréquences élevées. Pour la méthode de la discontinuité, ces phénomènes sont beaucoup moins perceptibles puisque la cavité est naturellement blindée par son enveloppe extérieure mise à l'équipotentielle de masse.

IV.2 - Essais de reproductibilité

Il s'agit ici de comparer l'impédance de transfert mesurée sur une éprouvette reproduisant un modèle canonique de couplage. Le modèle retenu est un écran homogène comprenant une petite ouverture circulaire, Planche (IV-10). L'éprouvette coaxiale utilisée dans cet essai a un diamètre de 9 mm ($D = 9\text{mm}$) et la petite ouverture a un diamètre de 5 mm ($d = 5\text{mm}$). Si on néglige le couplage par conduction l'impédance de transfert de l'éprouvette s'exprime alors, conformément à la relation

$$Z_t = j L_t \omega \quad (\text{IV-4})$$

où L_t est une inductance de transfert que l'on exprime, conformément à la formule de VANCE [7]

$$L_t = \frac{\mu_0 \alpha_m}{\pi^2 D^2} \quad (\text{IV-5})$$

où D est le diamètre de l'éprouvette et α_m la polarisabilité magnétique de l'ouverture pratiquée sur le blindage qui s'exprime pour une ouverture circulaire

$$\alpha_m = \frac{d^3}{6} \quad (\text{IV-6})$$

Pour les paramètres géométriques utilisés dans l'expérience, on trouve $L_t = 3.2 \cdot 10^{-2}$ nH. Cette valeur théorique a donc été comparée à l'inductance de transfert déduite de la mesure de l'impédance de transfert par la méthode de la discontinuité et du fil d'injection.

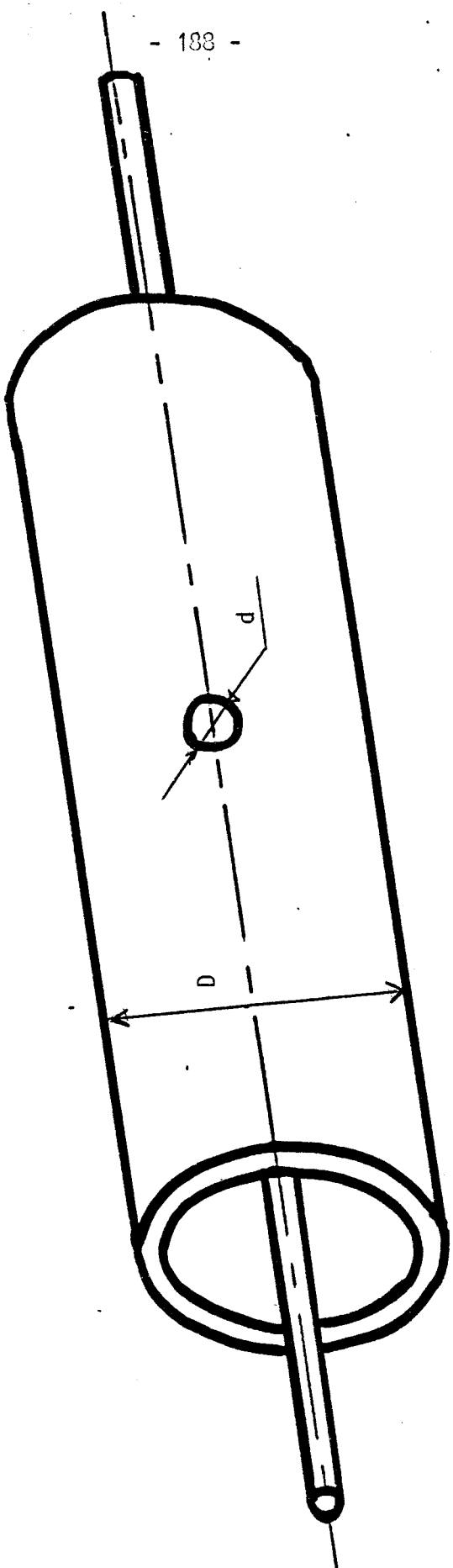


Planche (IV-10)

Les conditions dans lesquelles sont pratiqués les essais de reproductibilité avec le modèle théorique sont schématisés sur la planche (IV-11).

- a) on utilise la méthode triaxiale dans laquelle l'ouverture est située au centre de la discontinuité ;
- b) la méthode du fil d'injection est mise en oeuvre dans les conditions où la tension parasite mesurée a une amplitude maximum, ce qui correspond au fil placé juste au-dessus de l'ouverture.
- c) la méthode d'injection dans les conditions où la tension mesurée est la plus faible, ce qui correspond au fil diamétralement opposé à l'ouverture.

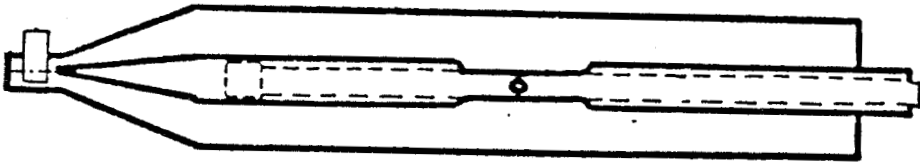
Pour des raisons de facilité d'interprétation, les expériences b et c ont été réalisées par la méthode d'impulsion, planche (IV-12). Le courant perturbateur injecté est de 300 mA. Un amplificateur de tension d'un gain de 27 dB a été inséré à la chaîne de mesure.

- L'expérience a) : l'inductance de transfert est de $3 \cdot 10^{-2}$ nH. 30 pF
- L'expérience b) : l'inductance de transfert est de $2,7 \cdot 10^{-2}$ nH.
- L'expérience c) : le niveau de tension n'est pas perceptible, ce qui revient à attribuer une inductance de transfert nulle.

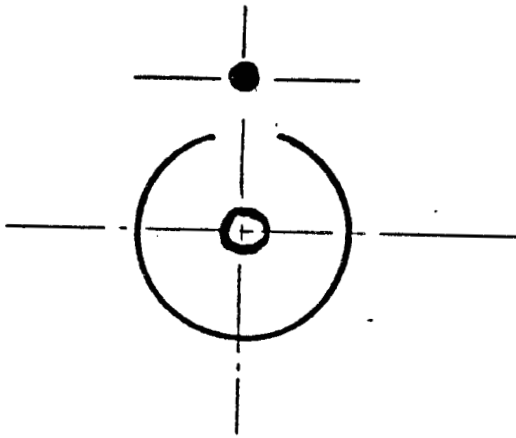
IV.3 - Conclusion

Cette approche comparative montre que ces méthodes de mesures simples à mettre en oeuvre donnent des performances différentes sur le plan de la sensibilité et sur le plan de la reproductibilité.

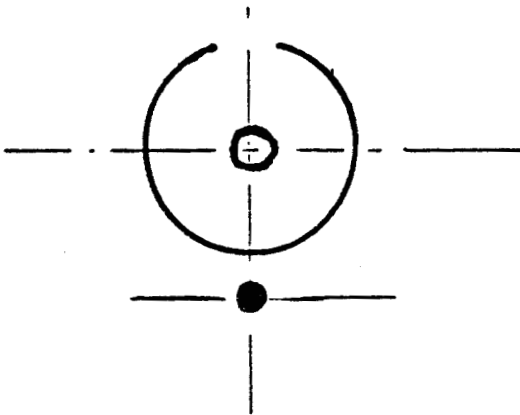
En effet l'usage d'une structure coaxiale, comme c'est le cas dans la technique triaxiale, avantage la sensibilité puisqu'elle atténue fortement le champ propre rayonné par le banc. S'agissant de la méthode d'un fil d'injection, les performances sont ici moins bonnes, l'usage d'une protection par cage de Faraday ou d'autres artifices comme le



a) L'ouverture est au centre de la discontinuité.

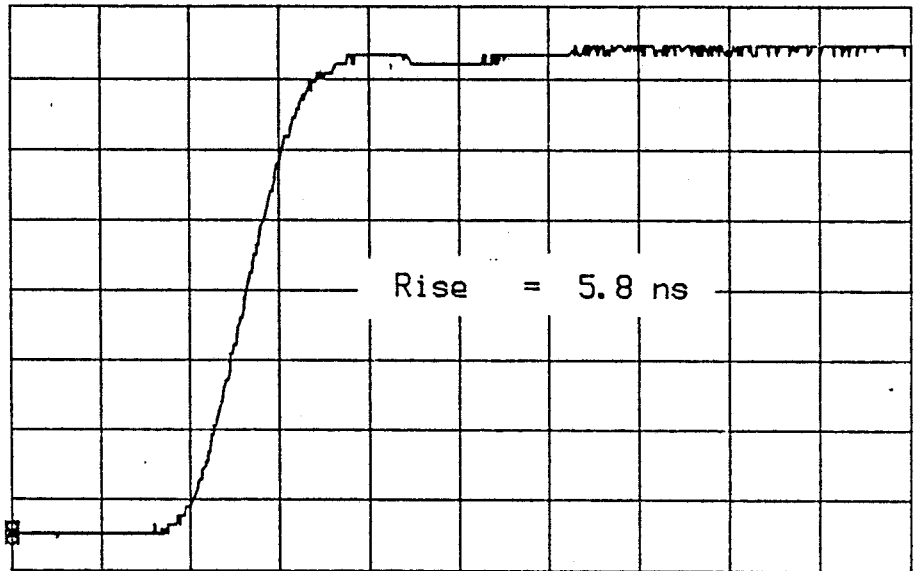


b) Le fil d'injection est au-dessus de l'ouverture.



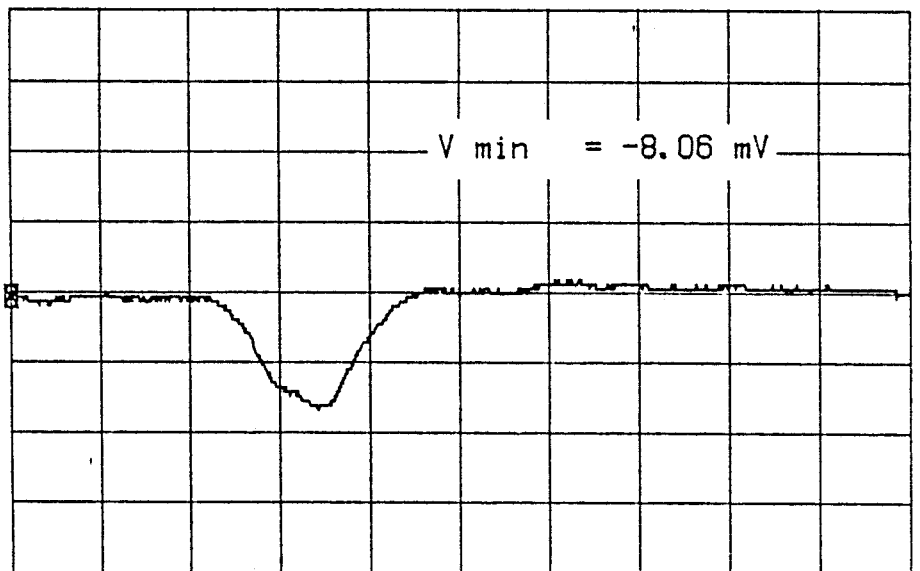
c) Le fil d'injection est diamétralement opposé à l'ouverture.

2.00 V/div 1.00 V 5.00 ns/div 55.00 ns



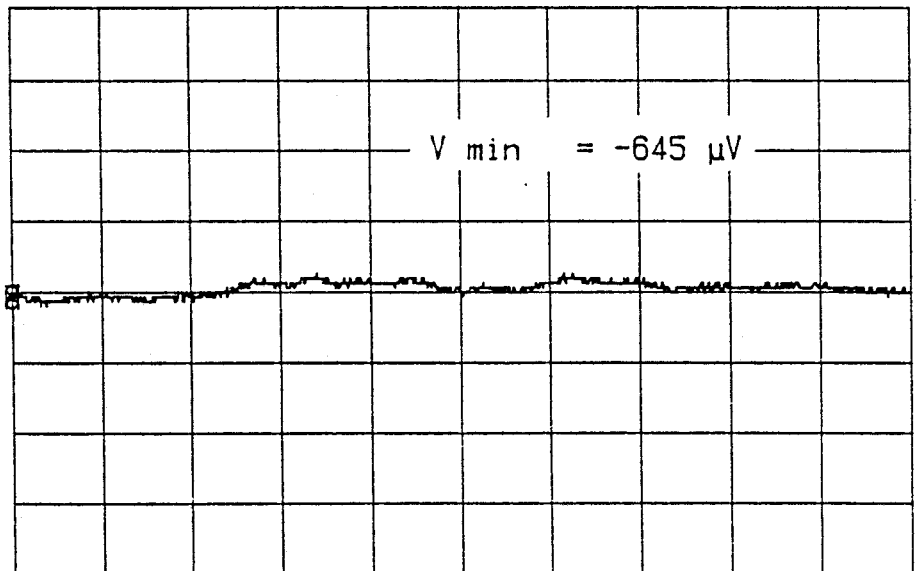
Courant perturbateur
injecté $\approx 0,3$ A

5.00 mV/div 0.00 V 5.00 ns/div 55.00 ns



expérience b)
fil d'injection au-dessus
de l'ouverture
ampli de tension 27 dB

5.00 mV/div 0.00 V 5.00 ns/div 55.00 ns



expérience c)
fil d'injection
diamétralement opposé
à l'ouverture
ampli de tension 27 dB

blocage des courants de fuite par des filtres ferrites peut améliorer de façon appréciable la sensibilité au détriment cependant de la simplicité et du coût.

Sur le plan de la reproductibilité, la confrontation des mesures à un modèle canonique s'est révélée en bon accord pour l'essai pratiqué par la méthode triaxiale. L'essai mené avec le fil d'injection montre que le niveau reçu dépend beaucoup de la position du fil sur la périphérie du blindage. Les conditions de cet essai étaient évidemment très particulières puisqu'il s'agissait d'un blindage à caractère dissymétrique. De telles situations peuvent se rencontrer fréquemment en pratique ; la mesure pratiquée par la méthode du fil d'injection donnera donc un résultat dépendant beaucoup de la position du fil sur la périphérie, phénomène qui sera d'autant plus sensible que le diamètre du blindage s'accroît.

V - RESULTATS OBTENUS SUR LE CABLE COAXIAL A DOUBLE BLINDAGE

L'échantillon testé est un câble coaxial comportant deux blindages (association tresse-écran).

Les résultats obtenus par les différentes méthodes sont représentés sur la planche (IV-13).

Les expériences menées par la méthode triaxiale classique suggèrent pour ce type de câble une loi d'évaluation d'impédance de transfert conforme au modèle

$$Z_t = Z_{td} + j L_t \omega$$

Dans lequel la composante Z_{td} s'apparente aux expressions (I-30) et (I-31). R_0 représente alors la résistance des deux blindages et "e" l'épaisseur de l'écran homogène.

Z_{td} traduit par conséquent la diffusion du champ électrique à travers l'écran homogène. Nous rappelons que c'est un paramètre dont l'évolution avec la fréquence ira décroissante dès que l'on dépasse une fréquence caractéristique " f_c " liée à l'épaisseur " e " de l'écran.

La réactance ajoutée à Z_{td} reflète bien le comportement trouvé lors de l'expérience, par contre la valeur de " L_t " est difficile à chiffrer sur le plan théorique.

En effet l'inductance de transfert provient de fuites magnétiques dues à des micro-ouvertures distribuées sur la surface de l'écran dont l'épaisseur est très faible ($\approx 46 \mu\text{m}$). Cette distribution d'ouvertures est tout à fait aléatoire, elle dépend surtout des sollicitations mécaniques subies par le câble au cours des manipulations.

Ce fait explique par conséquent les différences enregistrées lors de la remontée de l'impédance de transfert.

Les résultats obtenus par la méthode de la pince absorbante sont peu encourageants. En effet dans le cas des câbles performants, le niveau reçu sur la pince est tellement faible qu'il risque d'être perturbé par le propre rayonnement de la source. Une solution possible consisterait à isoler la source HF à l'intérieur d'une cage de Faraday, les parois de la cage jouent alors le rôle du plan de référence.

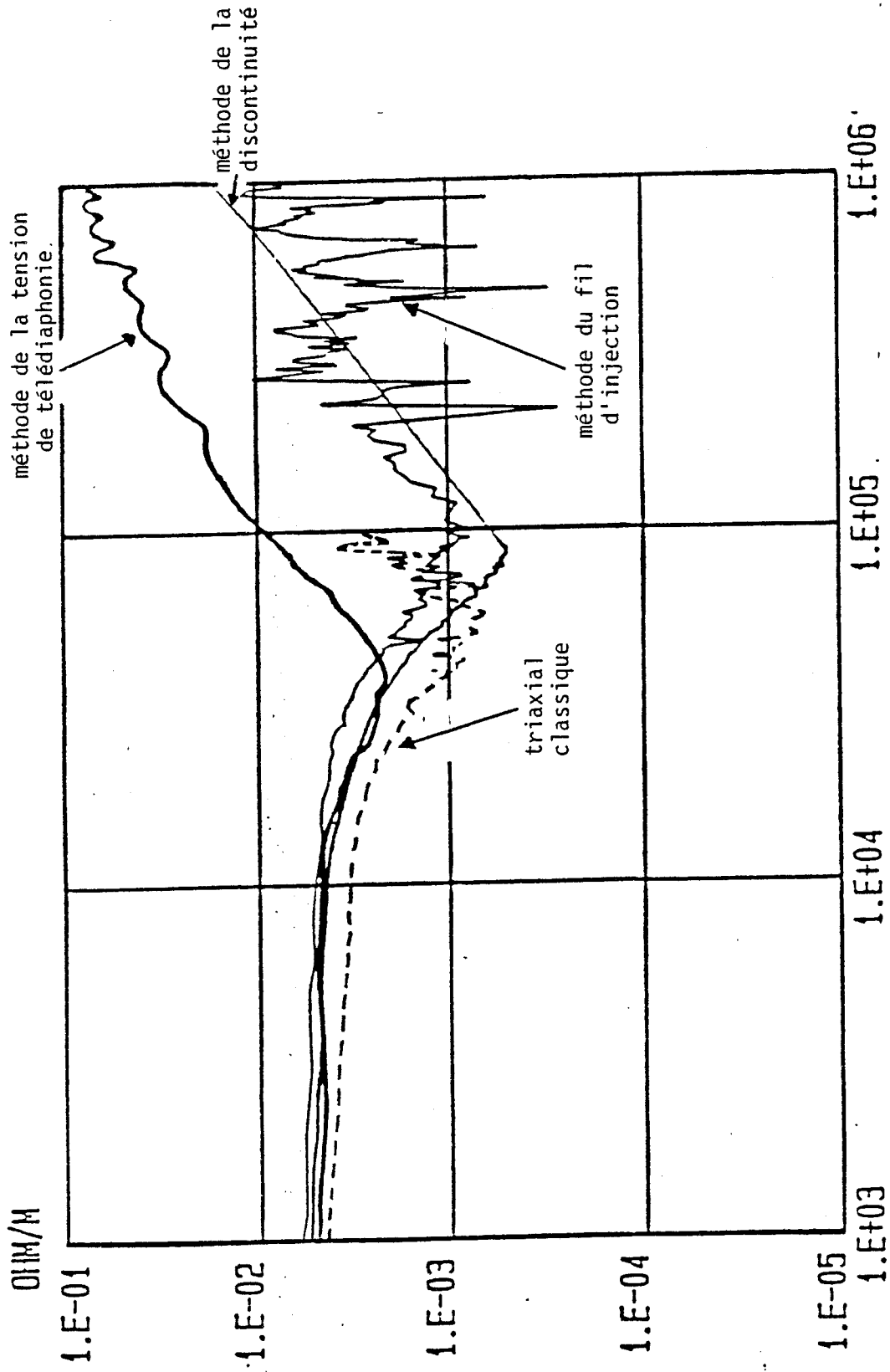


Planche (IV-13)

KHIZ

CONCLUSION

GENERALE

L'étude que nous avons développée dans la première partie de cette thèse nous a conduit à élaborer un testeur automatique d'efficacité de blindage de cordons reliant les systèmes informatiques.

Le principe du testeur est basé sur une analyse de signature temporelle et notamment sur une évaluation d'amplitude de crête et mesures de "surface" de signaux. Nous avons vu que la méthode impulsionnelle a le double avantage d'être rapide et de fournir les informations qui nous renseignent sur l'efficacité de blindage. Une part importante de notre travail a donc consisté à simuler les situations les plus diversifiées permettant de caractériser l'efficacité des cordons à l'aide du testeur. Nous avons montré par exemple que la longueur du cordon, ainsi que la présence de conducteurs de masse internes au blindage combinés à la qualité du contact connecteurs-blindage, influencent profondément la réponse du câble soumis à un courant perturbateur. La particularité de ce testeur réside aussi dans la conception du circuit perturbateur permettant de recevoir directement le cordon à tester conditionné en bobines de diamètre variable.

Le choix d'une solution utilisant un plan de référence par circuit perturbateur a ainsi donné toute satisfaction. Il s'est cependant avéré que l'inductance, présentée par les cordons conditionnés en bobine, a pour effet d'accroître le temps de montée du courant perturbateur et de masquer certains couplages magnétiques dûs au blindage. Nous sommes parvenus à compenser cet effet gênant en ajustant l'impédance de charge du circuit perturbateur. La conception du testeur a été faite à partir d'expériences pratiquées sur deux types de cordons. Cependant les conclusions et méthodes exposées dans notre mémoire peuvent être avantageusement étendues à d'autres types de cordons dont l'efficacité de blindage sera comparable. Le testeur peut ainsi avantageusement aider l'amélioration ou la mise au point des cordons blindés.

Le seconde partie de notre thèse concerne la mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux jusqu'à des fréquences de l'ordre du GHz par quatre méthodes différentes.

A la lumière des expériences et résultats obtenus, la méthode triaxiale utilisant la tension de télédiaphonie s'avère très simple dans le principe. Toutefois des difficultés d'ordre technologique apparaissent lorsqu'il s'agit d'adapter la ligne perturbatrice de façon rigoureuse jusqu'au GHz. la méthode de la pince absorbante dont la bande passante est forcément limitée à cause du principe même de cette méthode donne des résultats satisfaisants jusqu'à 700 MHz pour le câble coaxial KX⁴, mais dès que l'échantillon testé possède une protection électromagnétique beaucoup plus performante, les interférences électromagnétiques provenant de la source H.F. et du bruit électromagnétique ambiant réduisent considérablement la sensibilité de la mesure.

D'autre part l'exploration des fréquences inférieures à 30 MHz demande l'installation de câbles de longueurs supérieures à 10 m, ce qui complique singulièrement la mise en oeuvre pratique de la mesure.

Ces arguments ne jouent évidemment pas en faveur des objectifs recherchés dans notre thèse qui sont la bande explorée la plus large possible avec la sensibilité la meilleure. Les essais qui semblent le mieux répondre à ce double objectif sont ceux pratiqués avec la méthode de la discontinuité et celle du fil d'injection. Ces méthodes sont apparemment très complémentaires l'une de l'autre puisque la première offre la sensibilité la meilleure et la seconde plus de souplesse pour explorer de façon continue le spectre de fréquences de quelques kHz à quelques GHz.

D'autre part les deux méthodes de mesures peuvent s'adapter très facilement à la détermination de l'impédance de transfert des connecteurs coaxiaux. Des perfectionnements de l'une ou l'autre des méthodes qui nous semblent les plus performantes sont certainement envisageables si on souhaite étendre leurs possibilités à la mesure de l'efficacité des câbles multifilaires blindés à des fréquences dépassant 30 MHz. Nous n'avons pas évoqué la mesure au-dessus de 2 GHz où la notion même d'impédance de transfert n'a peut être plus le même caractère physique que le paramètre utilisé aux fréquences inférieures à 1 GHz. En effet, l'impédance de transfert a été introduite comme un paramètre liant deux lignes couplées, une ligne perturbatrice extérieure

au câble qui propage un mode TEM et le câble coaxial victime de la perturbation. Au-dessus du GHz il est peu probable que la perturbation provienne d'un mode TEM mais plutôt de la dégénérescence de mode d'ordre supérieur, ou encore de rayonnement. C'est donc dans cet esprit qu'il faut aborder la notion d'efficacité de blindage.

La méthode de la chambre réverbérante, développée aux Etats Unis et par RADIALL en France, considère le rapport de la puissance microonde illuminant un câble par la puissance reçue sur le câble placé à l'intérieur d'une chambre métallique [32][33]. Cette solution semble convenir tout à fait pour les fréquences supérieures au GHz. Le problème reste alors de relier ce rapport à l'impédance de transfert.

BIBLIOGRAPHIE

B I B L I O G R A P H I E

- [1] ZEDDAM (A)
"Couplage d'une onde électromagnétique rayonnée par une décharge orageuse à un câble de télécommunications".
Thèse d'état en Electronique - Lille - 1988.
- [2] DUVINAGE (P)
"Etude et caractérisation électromagnétique des discontinuités de blindage - Application à la mesure des paramètres de transfert de câbles coaxiaux aux fréquences élevées".
Thèse de 3^{ème} cycle - Lille - 1984.
- [3] LACOSTE (J.C), COLIN (M)
"Evolutions récentes de la protection des systèmes informatiques contre la foudre".
Journées d'études sur les récents progrès dans les recherches sur la foudre - Gif sur Yvette - Novembre 1988 - pp. 169-181.
- [4] LACOSTE (J.C), COLIN (M)
"Evolutions récentes de la protection des systèmes informatiques contre la foudre".
5^{ème} Colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique Evian - 1989.
- [5] KONE (L)
"Conception d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs".
Thèse de Doctorat - Lille - 1989.
- [6] DEMOULIN (B)
"Etude de la pénétration des ondes électromagnétiques à travers des blindages ou des tresses à structure coaxiale".
Thèse d'état - Lille - 1981.

- [7] VANCE (E.F)
"Coupling to shielded cable".
Ed. John Wiley - New York - 1978.
- [8] EL ASSAD (S)
"Etude théorique et expérimentale de l'immunité aux perturbations électromagnétiques de câbles coaxiaux et bifilaires blindés".
Thèse de Doctorat - Lille - 1987.
- [9] DEMOULIN (B), EL ASSAD (S) et DEGAUQUE (P)
"Etude des discontinuités de blindage intervenant sur les câbles de télécommunications".
1^{er} rapport d'avancement - contrat CNET-USTL 326/LAA/ELR/DNP -
Avril 1985.
- [10] MILLET (J.D)
"Contribution à l'étude théorique et expérimentale des courants induits dans les câbles bifilaires blindés illuminés par une impulsion électromagnétique".
Thèse de 3^{ème} cycle - Université Paris VI - Décembre 1981.
- [11] SCHELKUNOFF
"The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields".
Bell Syst. Techn. - USA - 1934 - pp. 533-579.
- [12] VANCE (E.F)
"Shielding effectiveness of braided wire shields".
IEEE Trans. E.M.C. - USA - 1975 - 17 - n° 2 - pp. 71-77.
- [13] DELOGNE (P)
"Leaky feeders and subsurface radiocommunication".
Ed. IEEE Electromagnetic Waves series 14.
- [14] DEMOULIN (B)
"Introduction à la mesure de l'impédance de transfert et de l'admittance de transfert des câbles et des connecteurs".
Journées d'études sur la mesure de l'impédance de transfert des câbles et des connecteurs - Lille - Octobre 1985.

- [15] DEMOULIN (B), EL ASSAD (S) and DEGAUQUE (P)
"Effect of the grounding of the reference conductor on shielding effectiveness of a multiconductor shielded line".
URSI/EMS/NEM Meeting - University of New Mexico Albuquerque -
May 1986.
- [16] DEMOULIN (B), ROCHDI (M), LARDE (C) et DEGAUQUE (P)
"Etude de faisabilité et mise au point de tests électromagnétiques dynamiques appliqués à des cordons multifilaires".
1^{er} document d'avancement - contrat BULL-USTLFA - Décembre 1988.
- [17] DEMOULIN (B), KONE (L), ROCHDI (M) et DEGAUQUE (P)
"Techniques de calibration et de traitement de signaux pour la mesure de l'efficacité de blindage au moyen de méthodes temporelles".
Annales des Télécommunications - 43 - n° 11-12 - 1988.
- [18] DEMOULIN (B), ROCHDI (M), LARDE (C) et DEGAUQUE (P)
"Etude de faisabilité et mise au point de tests électromagnétiques dynamiques appliqués à des cordons multifilaires".
3^{ème} document d'avancement - contrat BULL-USTLFA - Mai 1989.
- [19] LARDE (C), ROCHDI (M), DEMOULIN (B) et DEGAUQUE (P)
"Etude de faisabilité et mise au point de tests électromagnétiques dynamiques appliqués à des cordons multifilaires".
4^{ème} document d'avancement - contrat BULL-USTLFA - Juillet 1989.
- [20] DEMOULIN (B), ROCHDI (M), LARDE (C) et DEGAUQUE (P)
"Etude de faisabilité et mise au point de tests électromagnétiques dynamiques appliqués à des cordons multifilaires".
2^{ème} document d'avancement - contrat BULL-USTLFA - Mars 1989.
- [21] GUEDON (Y), BONRAISIN (A)
"Expression de besoins logiciel TEDYC".
Note technique - BULL S.A - Avril 1989.

- [22] DEMOULIN (B), KONE (L), ROCHDI (M) et DEGAUQUE (P)
"La mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux
jusqu'à 2000 MHz".
1^{er} rapport d'avancement - contrat T.D.F.-USTLFA - Juin 1988.
- [23] DEMOULIN (B), KONE (L), ROCHDI (M), GHETREFF (A) et DEGAUQUE (P)
"La mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux
jusqu'à 2000 MHz".
Rapport final de la 1^{ère} phase - contrat T.D.F.-USTLFA -
Février 1989.
- [24] FICHEUX (S)
"Etude de l'efficacité de blindage des câbles coaxiaux -
Application à la réalisation de bancs de mesures d'impédance de
transfert couvrant une large gamme de fréquences jusqu'à 1000 MHz"
Thèse de Doctorat - Lille - 1988.
- [25] DEMOULIN (B), DUVINAGE (P) et DEGAUQUE (P)
"Measurements of transfer parameters of shielded cable at
frequencies above 1400 MHz".
6th Symp. on EMC Zürich - March 1985 -
Proceeding EMC - pp. 521-524.
- [26] EICHER (B), STAGER (C) and SZENTKUTI (B)
"Test method for cables and connectors used at the swiss PTT -
tri coaxial sept up (1 kHz - 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 L.R.P.E. -
Université de Lille - pp. 41-46.
- [27] GHETREFF (A)
Thèse en préparation.

- [28] SZENTKUTI (B), PEURALA (A)
"New views on the absorbing clamp in the testing of cable screening effectiveness".
5th Symposium on EMC Zürich - 1983 - Symp. record - pp. 391-396.
- [29] SCHELKUNOFF (S.A), FRIIS (H.T)
"Antennas theory and practice".
Ed. John Wiley and Sons - Inc. 1952.
- [30] EICHER (B), STAEGER (C), SZENTKUTI (B) and FAHRNI (H)
"Simple and accurate screening measurements on RF - cables up to 3 GHz".
Technische Mitteilunger PTT - n° 4 - 1988 - pp. 166-172 -
Published by the Swiss PTT - BERNE.
- [31] DEMOULIN (B), KONE (L), DEGAUQUE (P) et ROUBERTOU (D)
"Mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux sur une large gamme de fréquences (10 kHz - 2000 MHz) par la méthode de la discontinuité de blindage".
5^{ème} Colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique EVIAN - Septembre 1989.
- [32] JESCH (R.L.)
"Measurement of shielding effectiveness of different cable and shielding configurations by mode-stirred techniques".
National Bureau Standards US department of commerce Boulder, Colorado - report NBSIR 87-3076 - October 1987.
- [33] FERRARI (P)
"Mise au point de la mesure de fuites I.E.M. par la méthode de la Chambre Réverbérante avec Variateur de Modes".
D.E.A. Optique opto-électronique et micro-ondes -
INP de Grenoble - Juin 1989.

ANNEXES

A N N E X E

=====

TABLE

Loi normale.

Valeurs de l'intégrale $P = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\lambda}^{\infty} e^{-\frac{s^2}{2}} ds.$

La table ci-dessous donne les valeurs de λ en fonction des valeurs de $p = 100 P$

Exemple : il y a une probabilité de 5 % pour qu'une variable normale réduite dépasse 1,96 en valeur absolue.

$p = 100 P$	100	95	90	85	80	75	70	65
λ	0,0000	0,0627	0,1257	0,1891	0,2533	0,3186	0,3853	0,4538

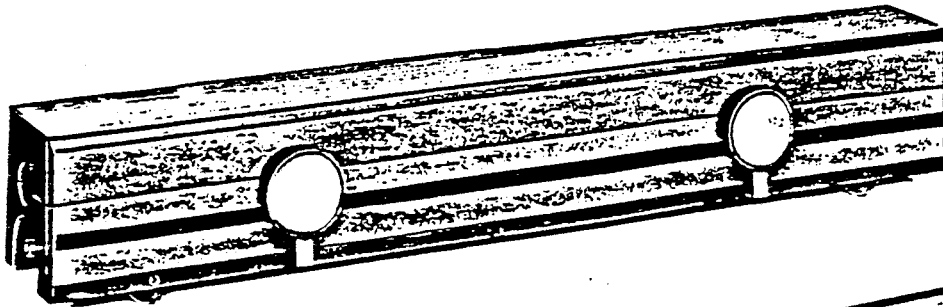
$p = 100 P$	60	55	50	45	40	35	30	25
λ	0,5244	0,5978	0,6745	0,7554	0,8416	0,9346	1,0364	1,1503

$p = 100 P$	20	15	10	5	1	0,1	0,01	
λ	1,2816	1,4395	1,6449	1,9600	2,5758	3,2905	3,8906	

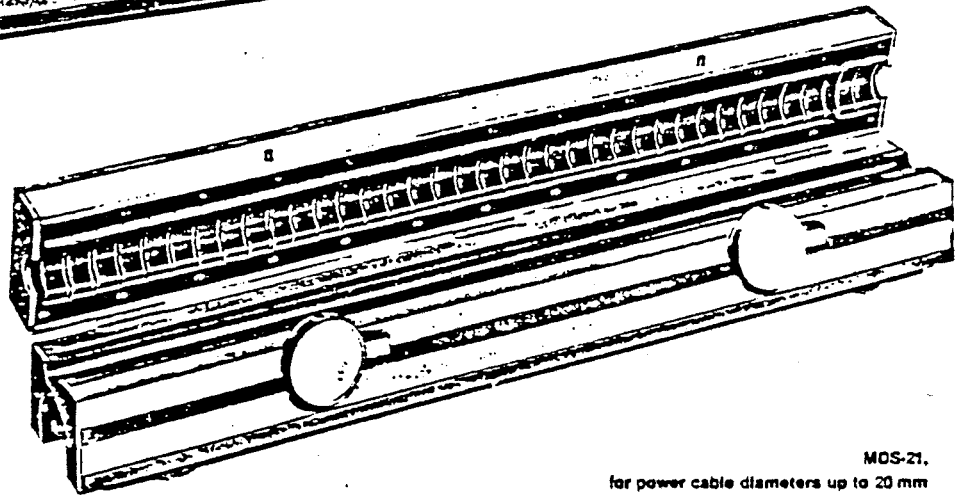
ANNEXE 2

Notice descriptive de la pince absorbante MDS-21

ABSORBING CLAMP



30 to 1000 MHz



MDS-21,
for power cable diameters up to 20 mm

Absorbing Clamp *) for direct measurement of RF interference power (using a test receiver) introduced by the interference source, e.g. household appliance or electric tool, on the power cable.

Measuring Radio Interference

For perfect reception of radio and television signals, interference from electrical appliances etc. must be kept within certain limits. The amount of interference from an interference source is expressed as either a voltage, power, current or field strength. Below 30 MHz the interference is defined in many regulations in terms of the interference voltage produced by the appliance across the terminals of an artificial AC-supply network. This is because the interference is mainly propagated via the power cable. In the VHF region, however, where the interference is radiated directly, the definition is usually in terms of field strength at a certain distance. Since this measurement is relatively involved, several regulations tolerate the use of the MDS absorbing clamp as an alternative to field-strength measurements, some even make it compulsory.

Characteristics and Uses

The Absorbing Clamp MDS-21 in conjunction with an interference measuring receiver according to CISPR Publication 16, permits interference to be measured directly as the noise power introduced by the interference source on the power cable. The MDS-21 is easy and reliable to operate, and the results are reproducible.

*) According to CISPR Publication 16 - Specification for CISPR Radio Interference Measuring Apparatus and Measurement Methods - Paragraph 4.1.3 (and VDE 0876).

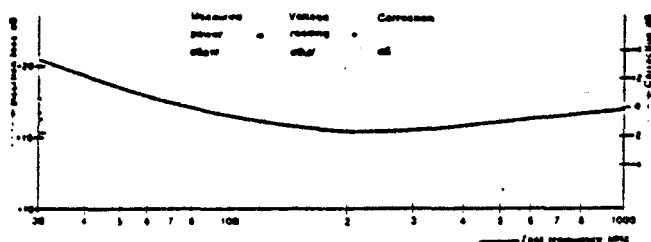
Mode of Operation and Construction

Interference is mainly radiated from the power cable of the interference source (e.g. household appliance) and is by agreement defined as the power that would have to be radiated by an antenna (replacing the power cable) to produce the same amount of interference.

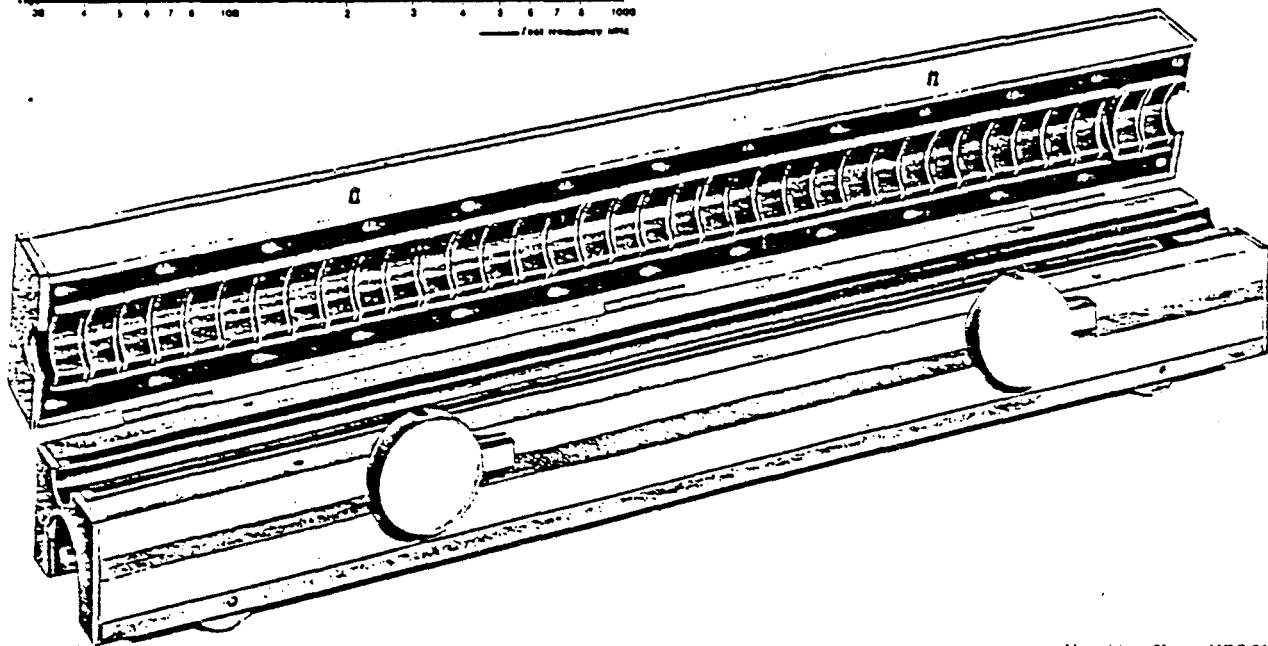
If an absorber is placed over the frequency-dependent interference maximum, the absorbed power coincides with the above definition to a good approximation, and can be measured directly with a test receiver.

A ferrite absorber inside the MDS Absorbing Clamp encircles the power cable and represents a lossy impedance to the high-frequency interference power. A test receiver (e.g. type ESV) connected to the input measures the RF current flowing in the absorber via a current converter. Because with this arrangement there is no matching between the interference source, the power cable and the absorber, the Absorbing Clamp must be slid along the power cable to the position of maximum power. By suitable design of the absorber and choice of the conversion ratio of the current converter, the indication in dB μ V on the receiver corresponds to a measurement in dBpW. When the calibration curve supplied with each unit is used, the error of measurement is ± 1 dB, and without it ± 4 dB.

The Absorbing Clamp consists of a number of ferrite rings arranged side by side and encircling the power cable of the interference source. Several of these rings are part of the current converter which produces a secondary voltage proportional to the RF current flowing in the power cable. This voltage is measured by the test receiver. The result is not affected by the AC supply current flowing in the cable, because the currents in the forward and return leads compensate each other. A coaxial filter is included to suppress high-frequency interference currents flowing in the cable screen between the converter and the receiver.



Typical calibration curve of Absorbing Clamp MDS-21

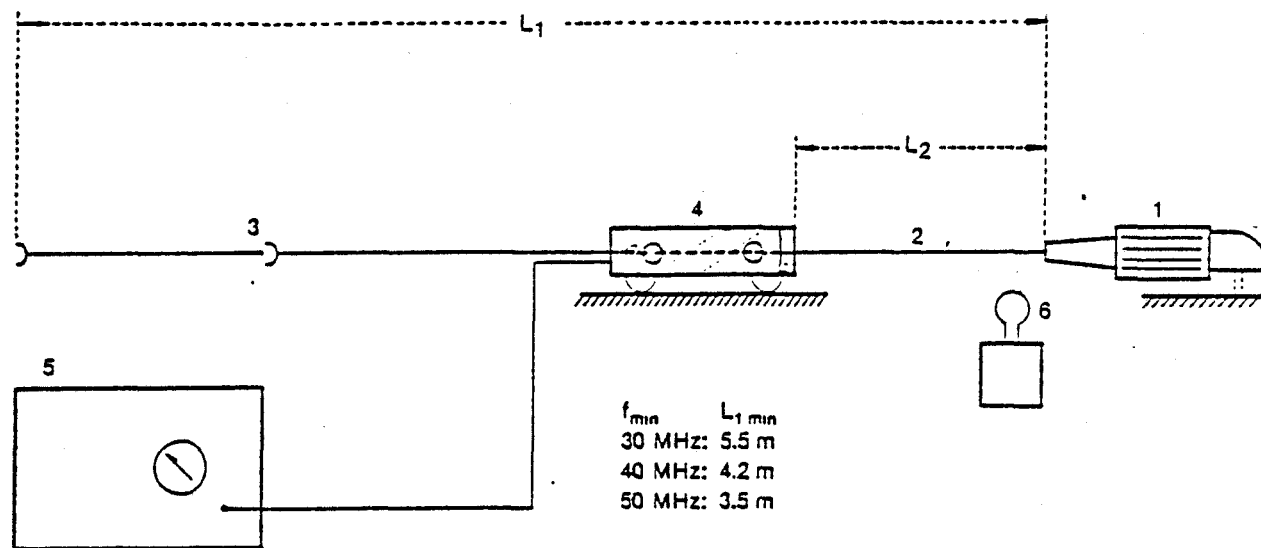


Absorbing Clamp MDS-21

The plastic case of the unit consists of two hinged parts each containing a set of ferrite ring halves. The latter are held in sprung plastic holders to form a channel for the power cable of the interfering appliance. By closing the two halves of the unit the magnetic circuit around the cable is completed. Eccentric catches provide the required contact pressure. Rollers are provided to facilitate moving the Clamp when searching for interference maxima.

Test Procedure

To measure the interference from an appliance 1, the latter is placed on a non-conducting surface (test table) so that it is at least 40 cm from a conducting floor or wall. Depending on the lowest interference frequency to be measured, the length of the power cable must be increased to the minimum L_1 . The cable is then stretched out horizontally and placed into the Absorbing Clamp such that the latter – when closed – can be easily moved along the cable. The converter end (green mark) of the Absorbing Clamp should face the appliance under test.



Interference measurement setup

- | | |
|-------------------------------|---------------------------------|
| 1 Interference source | 4 Absorbing Clamp |
| 2 Extended power cable | 5 Test receiver |
| 3 Power plug (line connector) | 6 Auxiliary interference source |

The procedure is then as follows:

- Set the test receiver 5 to the appropriate frequency (e.g. lowest) and switch on the appliance.
- Move the Absorbing Clamp 4 away from the appliance until the greatest meter deflection on the receiver is reached. The Clamp should be held at the end away from the appliance.
- Normally the maximum nearest to the appliance is measured, but with frequencies above 150 MHz this can often lie within the appliance itself. In this case, move the Clamp to the 2nd maximum (distance L_2) if a higher reading cannot be obtained with the Clamp as close to the appliance as possible.
- Measure the interference intensity on the receiver's meter,

With calibration in $\text{dB}\mu\text{V}$:

$$\frac{\text{Interference}}{\text{dBpW}} = \frac{\text{Indication}}{\text{dB}\mu\text{V}} + \frac{\text{Correction value acc. to cal. curve}}{\text{dB}}$$

Special Cases

Measuring unstable or discontinuous interference signals (see CISPR, Publ. 16, Amendment 2)

In these cases, the power cable is fed with a continuous and constant interference signal from an auxiliary source by inductive coupling. This enables the interference maximum to be determined. A convenient interference source is, for instance, a battery-operated electric shaver with the suppression components removed.

The auxiliary interference source 6 is placed approx. 15 cm from the power cable and 10 cm from the interfering appliance; the power plug of the appliance should be withdrawn.

After the test receiver has been tuned to the appropriate frequency, the auxiliary interference source is switched on and the Clamp moved along the cable to the point where maximum is obtained (at L_2). The auxiliary source is now switched off, the appliance under test switched on, and the interference measured as described above.

ABSORBING CLAMP MDS-21

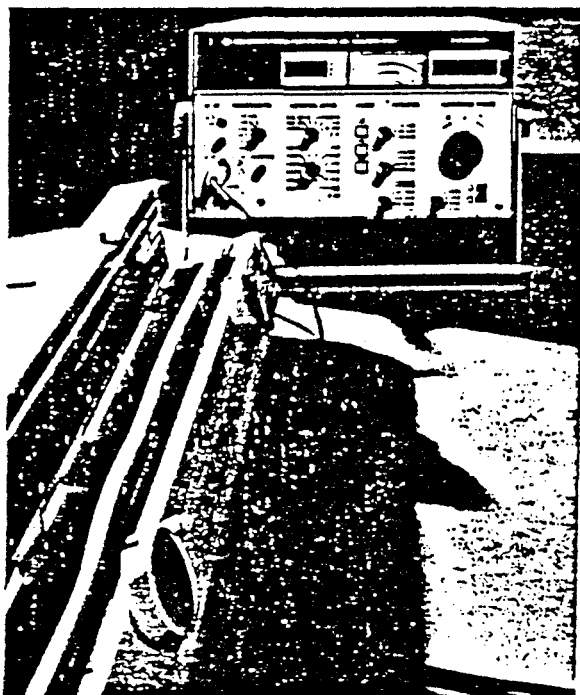
Approximate measurements where space is confined

Place the power cable of the interfering appliance in the Absorbing Clamp and gather the length of cable (on both sides of the Clamp), which cannot be laid out, into bunches, taking care not to form a coil. Depending on the frequency, this method yields results 0 to 3 dB too high.

If a power plug or line connector prevents the maximum from being found, two measurements are necessary, once with the plug to the left and once to the right of the Clamp. The true interference level is given by the higher value plus 2 dB.

Other applications

Apart from measurements on interference sources, such as small appliances, the Absorbing Clamp can also be used for a variety of other applications, e.g. for evaluating RFI suppression methods for ignition systems or the screening efficiency of coaxial cables (acc. to DIN 47250, Teil 6). The MDS-21 can also be used in the reverse direction, e.g. for introducing an interference signal in the antenna cable of a receiving system to check its sensitivity to RF interference.



Interference measurement using
Test Receiver ESV
and Absorbing Clamp MDS-21

Specifications

Calibrated for receiver impedance	50 Ω
Diameter of appliance power cable	up to 20 mm
Overall dimensions (W × H × D)	610 mm × 115 mm × 80 mm
Weight	6.3 kg
Order designation	► Absorbing Clamp MDS-21 *) 194.0100.50

Accessories supplied

- 1 coaxial cable (connects MDS-21 to test receiver) 5 m long with two male BNC connectors
- 1 calibration curve (takes cable attenuation into account)

Recommended extras

- Adapter (BNC female to N male for ESV, ESVP) 118.2812.00

*) after Meyer de Stadihofen (Switzerland)



RESUME

La recherche d'une fiabilité accrue de la part des équipements électroniques fonctionnant sous faible niveau implique qu'ils soient protégés contre les parasites engendrés par les interférences électromagnétiques. Les cordons multifilaires qui véhiculent de faibles signaux représentent les composants les plus vulnérables. Si l'usage de blindages adéquats est le moyen le plus efficace pour protéger les câbles, il est devenu impératif de contrôler la qualité de ces blindages aussi bien lors de leur conception que lors de leur fabrication. La première partie de notre thèse est justement consacrée à l'élaboration d'un testeur de qualité de blindage. L'appareil doit équiper une chaîne de fabrication de cordons blindés et y pratiquer un test rapide et fiable.

A l'aide d'expériences significatives, nous proposons plusieurs alternatives pour mener le test et nous montrons que l'analyse d'une signature temporelle répond tout à fait au cahier des charges. La description du prototype, élaborée dans notre thèse, y est faite ainsi que l'étude du logiciel chargé de gérer le test en temps réel. Quelques résultats effectués sur un échantillon de cordons nous permettront d'apprécier les possibilités de cet outil.

La seconde partie de notre thèse concerne l'efficacité de blindage des câbles coaxiaux protégés contre des perturbations dont la fréquence peut atteindre quelques GHz. Compte tenu des difficultés rencontrées pour mettre en oeuvre des mesures à de telles fréquences, nous avons choisi de confronter plusieurs techniques de mesures. A partir d'interprétations phénoménologiques nous justifions le choix de deux méthodes qui semblent convenir aux essais pratiqués au laboratoire sur de petits échantillons de câbles. C'est dans ce but que nous expérimentons de façon approfondie les méthodes de la ligne d'injection et de la discontinuité de blindage développées récemment par l'administration Suisse des Télécommunications et par notre laboratoire.

Mots clés : perturbation électromagnétique - compatibilité électromagnétique - blindage électromagnétique - impédance de transfert - défaut et discontinuité de blindage - testeur automatique

