

Transmission et simulation des signaux de pick-ups
électrostatiques large bande au PS

J. Durand

1. INTRODUCTION

L'opération protons antiprotons au PS dispose, à trois endroits différents (Section droite 92, ligne de transfert TT70 et TT2), d'électrodes de phase permettant la mesure, dans la gamme 100 KHz - 900 MHz, de certaines des caractéristiques du faisceau. L'observation de tels signaux est possible à la salle de contrôle principale du PS (MCR), au centre de l'anneau (Central Building), et au bâtiment 365 (Zone Est).

L'intensité crête du faisceau, atteinte aujourd'hui par le processus de recombinaison, sature les amplificateurs qui réalisent dans l'accélérateur, la transformation d'impédance nécessaire à la connexion de telles électrodes à leurs lignes de transmission respectives.

Cette note décrit le nouvel amplificateur large bande à gamme dynamique étendue et les techniques utilisées pour mesurer ses performances.

2. LA PICK UP ELECTROSTATIQUE LARGE BANDE (référence 1)

2.1 Une électrode ou "pick-up" électrostatique est un condensateur que le faisceau charge à son passage. Le faisceau représente, pour l'électrode, une source de courant d'impédance infinie. Les tensions induites sur l'électrode ne dépendent alors que des caractéristiques du faisceau et de l'impédance de charge de l'électrode. En absence de résonances parasites, l'ensemble est donc un filtre passe-haut (figure 1) (référence 2).

2.2 La pick-up électrostatique large bande est un ruban métallique de 10 cm de largeur, épousant une forme elliptique de 367 mm de circonférence. Ses dimensions sont légèrement supérieures à celles de la chambre à vide standard du PS, afin d'éviter le contact entre faisceau et électrode. L'enceinte à vide, où se trouve logée l'électrode, a les dimensions intérieures suivantes : largeur 22 cm, longueur 12 cm, hauteur 10 cm.

2.3 Le comportement de l'électrode, dans le bas de la gamme à transmettre, est bien celui décrit précédemment (figure 2). Des résonances parasites apparaissent lorsque les dimensions physiques de l'électrode et de son environnement sont du même ordre de grandeur que les longueurs d'ondes considérées. La caractéristique de transfert d'un tel ensemble est alors celle de la figure 3. Ces résonances parasites sont, en particulier :

2.3.1 Résonance circonférencielle de l'électrode en demi-onde.

$$367 \text{ mm} = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow f_{\text{résonance}} = 408 \text{ MHz}$$

L'amortissement de cette résonance se fait en considérant l'électrode comme une ligne de transmission de type microstrip (un conducteur plat au-dessus d'un plan de masse (figure 4), d'impédance caractéristique $Z = 33 \Omega$. L'effet d'amortissement maximum sera obtenu en fractionnant l'électrode en quatre endroits et en la terminant sur son impédance caractéristique. La fréquence centrale de cette résonance sera influencée par les capacités parasites additionnelles (par exemple $C_{\text{entrée}}$ d'un amplificateur) (figure 5).

2.3.2 Résonance longitudinale

L'électrode est également fractionnée dans le plan longitudinal. Cette résonance est repoussée hors de la gamme de fréquence à transmettre.

2.3.3 Résonance de la traversée vide.

Cette traversée résonne seule vers 1060 MHz (figure 6). La connexion de l'électrode et d'une impédance de charge comportant un terme capacitif l'amène vers 910 MHz (figure 5).

2.3.4 Des résonances en modes guidés peuvent apparaître dans l'enceinte à vide.

Le premier mode (TE_{10}) apparaît pour :

$$\lambda (TE_{10}) = \frac{300}{2 \ell} = 681 \text{ MHz}$$

où $\ell = 22$ cm (largeur de l'enceinte à vide).

3. LES DEUX VOIES : "CATHODE FOLLOWER", "RF BYPASS"

La connexion électrode - ligne de transmission va se faire par la combinaison d'un étage "cathode follower" et d'un réseau différentiateur, appelé "RF bypass", le court-circuitant dans le haut de la gamme à transmettre (figure 7).

Pourquoi une telle configuration? La réponse de l'électrode directement connectée sur une terminaison de 50 ohms (figure 8) permet de l'expliquer.

- Une haute impédance de charge est nécessaire dans le bas de la gamme à transmettre. C'est le rôle de transformateur d'impédance du "cathode follower". L'amplitude des signaux à transmettre

(sensibilité de l'électrode = 8 V par $\frac{A \cdot nS}{m}$) (référence 1), ainsi

que l'environnement radio-actif imposent l'emploi d'un tube à ce niveau.

- Des critères de stabilité imposent "d'isoler" l'électrode du "cathode follower" par un terme résistif. Il en résulte, avec la capacité d'entrée du "cathode follower" et les différentes capacités parasites, une réduction de bande passante de la voie "cathode follower"

"

(figure 9). Le "RF by-pass" corrige le haut de la gamme à transmettre, permettant de compenser cet effet, ainsi que la réduction de bande passante introduite par les pertes dans les lignes de transmission (figure 10). Notons que les différences de longueur des lignes de transmission utilisées (ex. : SD 92 - MCR \approx 200 m, SD 92 - CB \approx 150 m ... etc.) impliquent une adaptation du réseau correcteur à chaque ligne de transmission.

4. PERTES ET ABERRATIONS DANS LES LIGNES DE TRANSMISSION

Le détail des lignes de transmission est donné en annexe II.

4.1 Ces pertes peuvent être classées comme suit :

- a) Pertes dans le conducteur central.
- b) Pertes dans le diélectrique, en haute fréquence.
- c) Pertes par rayonnement sur les courts tronçons de ligne de transmission utilisant des câbles dont le facteur de recouvrement est inférieur à 1 (ex. : RG 213).
- d) Pertes additionnelles en cas de désadaptation, provoquant une réduction de l'immunité au bruit (courant de gaine).

4.2 La plupart des trajets longs électrodes - observation (ex. : SD 92 - MCR et CB) sont équipés du câble HM7AL (Telcon), dont les caractéristiques sont les suivantes :

Impédance	75 \pm 2 ohms
Capacité linéique	47 pf/m
Coefficient de vélocité	96%
Délai	3.48 nS/m
Constante diélectrique (ϵ_r)	1.08
Dimensions du conducteur intérieur	8.68 mm
Dimensions du conducteur extérieur	35.6 mm

L'intérêt d'employer ce type de câble réside autant dans ses faibles pertes que dans son coefficient de vélocité proche de 1 (réduction des distorsions de phase sur le signal transmis).

La fréquence de coupure du câble (fin de mode TEM) est définie par :

$$\lambda_c = \sqrt{\epsilon_r} \pi (b + a) \text{ où :}$$

a = rayon extérieur du conducteur intérieur

b = rayon intérieur du conducteur extérieur

soit, pour un tel câble

$$\lambda_c = \sqrt{1.08} \pi \left(\frac{35.6 \cdot 10^{-3} + 8.68 \cdot 10^{-3}}{2} \right)$$

$$\lambda_c = 72.2 \text{ mm} \quad f_c = 4.15 \text{ GHz}$$

On voit (figure 11) que les risques d'aberrations par des phénomènes de propagation en modes guidés sont faibles dans la gamme 100 KHz - 900 MHz.

5. LA SIMULATION DU FAISCEAU

L'électrode est montée dans son enceinte à vide. Une longueur de chambre à vide ($0,4 \text{ m} < \ell < 1 \text{ m}$) est ajoutée de chaque côté. Un fil est tendu au centre de la chambre, traversant l'électrode. La structure coaxiale ainsi constituée sera adaptée à 50 ohms par un montage parallèle/série (figure 12) (référence 5). La simulation du faisceau se fait en envoyant des échelons de tensions rapides sur le fil. L'atténuation entre fil et électrode est supérieure à 40 dB.

Différents systèmes ont été réalisés dont :

- a) transitions coniques longues
- b) chambre standard + transitions coniques courtes.

5.1 Transitions coniques longues (figure 13)

Ce système développe le maximum de tension sur l'électrode. Il doit procurer une transformation d'impédance de 50 ohms à 150 ohms au niveau de l'électrode, puis à nouveau à 50 ohms en sortie. De par ses dimensions, un tel système est utilisé pour la gamme 100 - 1000 MHz. La transformation d'impédance est quasi exponentielle. Ceci résulte de la réalisation mécanique qui a pu être adoptée (figure 14). La

transformation d'impédance vers la sortie du système de test est perturbée par la résonance de l'électrode. Un tel système peut néanmoins être utilisé pour des essais avec impulsions très rapides, son principal inconvénient étant sa sélectivité en fréquence (figures 15, 16, 17, 18).

5.2 Chambre standard + transitions coniques courtes (figure 19)

Ce système de test, plus conventionnel, utilise deux longueurs de chambre standard, la transition vers les connecteurs se faisant à l'aide de sections coniques courtes ($l = 15$ cm).

Les performances d'un tel système sont évaluées en l'absence de l'électrode et de son enceinte à vide. Les temps de montée du système de réflectométrie sont suffisamment rapides pour provoquer l'apparition de modes guidés dans le système de simulation du faisceau (1er mode dans la chambre standard vers 1285 MHz - référence 1). Les valeurs de coefficient de réflexion relevées ici sont comparables à celles des connecteurs de type N (figure 20). L'impédance caractéristique d'un tel système se situe vers 170 ohms (référence 5), cette valeur étant confirmée par les mesures en réflectométrie. La normalisation du système vers 50 ohms se réalise par 72 ohms en parallèle sur l'entrée, 121 ohms en série avec la sortie. Les mesures dans le domaine fréquence confirment les performances énoncées précédemment (figure 21). L'électrode et son enceinte à vide sont ensuite insérées dans le système de test. Des ruptures d'impédance apparaissent alors (visibles au centre de la figure 22). Une optimisation de l'impédance caractéristique du système est effectuée (augmentation du diamètre du conducteur central vers les bords du boîtier, ainsi qu'au passage à travers l'électrode) (figure 23). Les figures 24 et 25 permettent de juger des performances obtenues.

6. L'INSTRUMENTATION UTILISEE

6.1 L'instrumentation commerciale utilisée est :

- a) Network Analyser hp 8754A (100 KHz - 1300 MHz)
- b) Sampling 7S11 + S6 ($T_r < 30$ pS) + 7T11 Tektronix
- c) Générateur à diode tunnel S52 Tektronix ($T_r < 25$ pS)
- d) Oscilloscope en temps réel 7104 Tektronix ($T_r = 380$ pS)

Les ensembles b) et c) constituent un appareillage de mesure de réflectométrie dans le domaine temps, de résolution :

$$T_r = \sqrt{(30 \cdot 10^{-9})^2 + (25 \cdot 10^{-9})^2} = 39,05 \text{ pS}$$

6.2 Le développement d'un générateur d'impulsion (figure 26) délivrant sur 50 ohms des échelons de tension rapides, et d'amplitude permettant des mesures hors du bruit malgré l'atténuation fil - électrode, a été réalisé en 1978. L'idée de départ (référence 6) est d'utiliser un transistor en régime avalanche associé à une mise en forme par diodes "Step Recovery". Deux versions ont été réalisées :

- a) ligne à retard par technique microstrip.
- b) ligne à retard par câble semi-rigide et connecteurs SMA.

Cette dernière version permet d'obtenir, au choix, des simulations de paquets longs ou courts (figures 27, 28, 29). Les caractéristiques principales d'un tel générateur sont :

$$\begin{aligned} V_{\text{output}} &> 30 \text{ V (RL = 50 ohms)} \\ 350 \text{ pS} &< T_r < 400 \text{ pS} \\ \text{Fréquence de répétition} &80 \text{ KHz.} \end{aligned}$$

7. LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS "CATHODE FOLLOWER" - "RF BY-PASS"

7.1 L'étage "cathode follower"

7.1.1 Les principaux avantages d'un tel étage sont :

- un des côtés de la charge peut être mis à la masse
- bonne réponse en phase et amplitude en haute)
fréquence) par
- grande impédance d'entrée en basse fréquence) contre-réaction
- faible distorsion) négative
- impédance de sortie faible permettant une)
adaptation aisée vers la charge)

7.1.2. La capacité d'entrée est définie, en basse fréquence par :

$$C_{\text{entrée}} \text{ "Cathode follower"} = C_{\text{entrée tube}} \cdot \left(1 - \frac{E\ell}{E_s}\right) \text{ (référence 7)}$$

où $E\ell$ = tension développée à la charge

E_s = tension appliquée à l'entrée du "cathode follower"

7.1.3 La coupure de bande inférieure (-3 dB) sera définie par :

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \text{ où}$$

R = résistance de fuite de grille du "cathode follower"

C = capacité de l'électrode + $C_{\text{entrée}}$ du "cathode follower".

7.1.4 L'impédance de sortie, en basse fréquence, est estimée par :

$$Z_{\text{sortie}} = \frac{1}{S} \text{ où}$$

S = pente du tube (mA/V).

Suivant la pente du tube, l'adaptation vers la charge peut se faire de diverses manières (figure 30).

7.1.5 Le coefficient d'amplification en tension équivaut à :

$$A_r = \frac{R_L}{\frac{1}{S} + R_L} \text{ où}$$

7.2 L'ancien amplificateur EC8020

Ce type d'étage (figure 31) remplace, depuis des années, les tubes E810F d'origine (pentode connectée en triode) afin de suivre l'augmentation d'intensité du faisceau. Le tube EC8020 de Telefunken est plus récent et mieux adapté à notre application. Il s'agit d'une triode de puissance CATV, utilisable jusqu'à 500 MHz. La connexion de grille est distribuée en cinq points. Le tube est prévu pour travailler en montage grille à la masse. Ses caractéristiques sont :

- Pente importante (60 mA/V) permettant une adaptation série aisée.
- Puissance dissipable maximum 8 Watts
- Courant de cathode maximum 70 mA

Le point de travail statique est :

V anode 300 V
I anode 20 mA < I_a < 25 mA
I crête max. 350 mA

La figure 32 montre l'impédance de sortie de l'étage. Les figures 33, 34, 35 présentent les performances de l'amplificateur (avec simulation des pertes dans la ligne de transmission SD 92 - MCR).

7.3 Le nouvel amplificateur Y1763

Pour augmenter la gamme dynamique (10^8 à $5 \cdot 10^{12}$ ppb), sans apporter de modifications à l'électrode, il faut réaliser un amplificateur autorisant des courants de repos et crête plus importants, tout en conservant la bande passante d'origine (100 KHz - 900 MHz).

7.3.1 Caractéristiques du tube Y1763 General Electric

- Triode planar céramique
- Filament non connecté à la cathode
- Tube prévu pour travailler en régime pulsé (gamme UHF)
- Chauffage 12,6 V 1,53 A
 temps de préchauffage minimum : 15 secondes
- Pente 65 mA/V
- V anode maximum 2500 V
- I cathode crête maximum 15A
- Dissipation anodique maximum 200 Watts
- Température maximum sur l'enveloppe 250° C
 Température maximum différentielle entre deux électrodes 100° C.

7.3.2 Le point de travail choisi est :

V anode 1200 V
I anode 40 mA

Ceci correspond à une augmentation d'un facteur 2 sur le courant statique et un facteur 3 à 4 sur le courant crête par rapport au EC8020.

La puissance dissipée est :

$$V_{\text{anode}} \cdot I_{\text{anode}} = 48 \text{ Watts}$$

$$V_{\text{filament}} \cdot I_{\text{filament}} = 20 \text{ Watts}$$

La puissance totale à dissiper est égale à 68 Watts, elle est évacuée par un radiateur. La température maximum sur le radiateur est fixée à 50° C (contrainte de sécurité). Dans un tel étage, l'anode doit être découplée à la masse. Le découplage doit :

- avoir la rigidité diélectrique adéquate pour tenir la tension continue anodique.
- avoir une valeur suffisante ($5000 \text{ pf} < C < 1000 \text{ pf}$).
- avoir un angle de perte faible en haute fréquence.
- avoir des dimensions telles qu'il serre le tube au plus près afin d'éviter les oscillations hyperfréquences.
- avoir une résistance thermique faible.

La solution adoptée est une structure "sandwich" avec isolant Kapton ($C = 7500 \text{ pf}$).

Les dimensions du radiateur sont : 200, 100, 40 mm. Les valeurs suivantes ont été mesurées sur le prototype après 15 mn de fonctionnement :

- Température maximum sur le tube $< 175^{\circ} \text{ C}$.
- Température sur le radiateur $40^{\circ} \text{ C} < T < 45^{\circ} \text{ C}$.

Pas d'instabilité de fonctionnement constatées.

7.3.3 L'inconvénient de la structure planar d'un tel tube est l'importance de la capacité cathode/filament.

Comparaison des capacités inter-électrodes EC8020, Y1763 (données constructeur)

	EC8020	Y1763
C entrée (C G1/cath. + fil)	12 pf	20 pf
C cath./fil	3,2 pf	67 pf*
C G1/anode	3,3 pf	4,7 pf
C anode/cath.	0,23 pf	0,06 pf

(* mesurée)

Cette capacité parasite provoque une violente absorption dans la bande passante (figures 36 a, b, c). L'alimentation du filament à travers deux "selfs de choc" et un bobinage bifilaire sur tore ferrite permet de résoudre le problème (figure 37).

7.3.4 La configuration finale adoptée est celle des figures 38 et 39. L'adaptation entre la sortie du "cathode follower" et la charge est réalisée par une configuration parallèle/série afin de faciliter la recombinaison en amplitude et en phase avec le "RF by-pass" (figure 40).

Les figures suivantes présentent les performances obtenues.

- figures 41, 42, 43 : performances impulsionnelles avec générateur hp 8161A (T_r min. = 1 nS).
- figure 44 : performances dans le domaine fréquence.
- figures 45, 46, 47 : performances impulsionnelles avec générateur subnanoseconde.

8. LE BRUIT DE FOND

8.1 Bruit thermique

a) Le bruit thermique est généralement défini par

$$P = KTB \text{ où}$$

K = constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ joules par K)

T = température absolue exprimée en Kelvin

B = bande de bruit considérée.

b) Le facteur de bruit est défini par :

$$F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s} \quad \text{où}$$

S_e = signal à l'entrée

B_e = bruit à l'entrée

S_s = signal à la sortie

B_s = bruit à la sortie

c) La notion de température de bruit effective (T_e) permet de remplacer le bruit généré dans un amplificateur par le bruit d'une résistance placée à la température absolue correspondante (à une fréquence donnée).

$$T_e = T_0 (F - 1) \quad \text{où } T_0 = 290 \text{ Kelvin (17° C).}$$

8.2 Autres sources de bruit

- Effets microphoniques dus aux vibrations du tube.
- Bruits parasites couplés par le circuit filament (Y1763 chauffé en continu)
- Bruit de grenaille (1/f)
- Bruit induit sur la grille (c'est en haute fréquence, la principale cause de détérioration). Ce bruit est provoqué par les différences dans les temps de transit inter-électrodes.

Dans la gamme 50 KHz - 20 MHz, il est possible d'estimer, pour une triode, sa résistance de bruit équivalente (résistance idéale placée à $T_0 = 290 \text{ K}$) par :

$$R \text{ équiv.} = \frac{2,5}{S} \text{ ohms} \rightarrow 38 \text{ ohms pour Y1763 (référence 8)}$$

R équivalente et tension de bruit correspondante, ramenée à l'entrée, sont liées par la relation suivante.

$$R \text{ équiv.} = \bar{e}^2/4 \text{ KTB}$$

B doit être défini en tenant compte du facteur de forme de la bande passante, par exemple :

Réseau RC (1 constante de temps)

$$\text{Réponse en amplitude} = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

La bande de bruit associée correspond à :

$$F_C = \frac{1}{4 RC} \quad (\text{filtre rectangulaire i.e. facteur de forme} = 1) \\ (\text{référence 9})$$

Si l'on applique ces formules à l'étage Y1763, on a :

$$R \text{ série} = 100 \text{ ohms} \quad C_{\text{entrée}} = 20 \text{ pf}$$

$$\text{Bande passante (-3 dB)} = 79 \text{ MHz}$$

$$\text{Bande de bruit correspondante} = 125 \text{ MHz}$$

Le facteur de bruit de cet étage peut être estimé entre 3 et 6 dB pour f comprise entre 1 et 150 MHz.

8.3 Un programme BASIC a été écrit pour l'étude du bruit. Il permet de déterminer l'importance relative des différentes source de bruit. Ce programme traite l'équation suivante :

$$T_e = T_a + T(L_1 - 1) + (N_1 \cdot L_1) + T_2 \frac{L_1}{G_1} (L_2 - 1) + N_2 \frac{L_1 \cdot L_2}{G_2} + \\ T_3(L_3 - 1) + N_3 \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot L_3}{G_1 \cdot G_2} \text{ où :}$$

T_e = Température de bruit effective du système

T_a = Température de bruit de l'électrode et de son environnement

(Faisceau, résistance de terminaison, pertes par effet pelli-
culaire et régimes d'ondes stationnaires sur l'électrode).

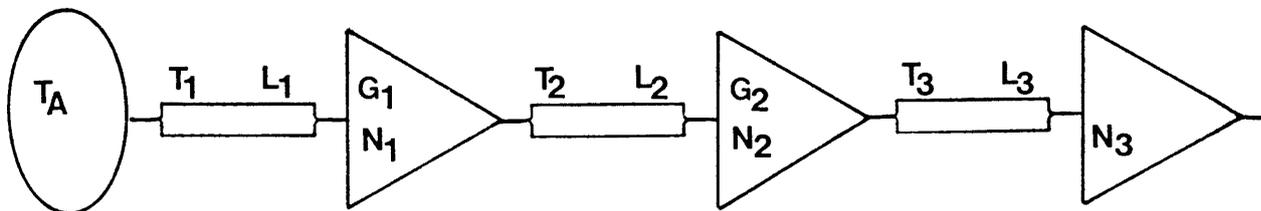
T_1, T_2, T_3 = Températures physiques en Kelvin (le programme assume

$$T_1 = T_2 = T_3 = T_0 = 290 \text{ K}).$$

L = Pertes exprimées sous forme de rapport

G = Gains exprimés sous forme de rapport

$$N = 290 \cdot \left(10^{\frac{NF}{10}} - 1\right) \text{ où NF = figure de bruit (en dB).}$$



L'amélioration ou la détérioration sont alors calculées selon :

$$10 \log_{10} \frac{Te_1}{Te_2}$$

9. AMELIORATIONS POSSIBLES ET SUGGESTIONS

9.1 Une possibilité serait de mettre deux amplificateurs, l'électrode étant équipées de 2 traversées diamétralement opposées. Cette alternative ne semble pas aisée à mener à bien (référence 1). Les réponses phase/fréquence des deux voies devraient être identiques avant sommation. Une telle sommation se ferait certainement de manière résistive mais ferait perdre le gain des deux étages (pertes de sommation = -6 dB). Les problèmes de saturation resteraient entiers, à moins de travailler sur une résistance de charge plus élevée. L'adaptation d'impédance pourrait être réalisée par un "minimum loss pad", au prix d'une atténuation supplémentaire.

9.2 Réduction de la sensibilité de l'électrode

Cette possibilité, récemment suggérée (référence 10), prend en compte le fait que la pick-up large bande a été réalisée dans l'optique d'utilisation d'oscilloscopes sans amplificateurs, par exemple :

519 Tektronix	1 GHz	10 V/div.
7904 Tektronix	1 GHz	4 V/div.

L'apparition, sur le marché, d'appareils plus sensibles (7104 Tektronix, T_r 380 pS, 10 mV/div.) permet de déplacer la gamme dynamique (5 décades) vers le bas. Cette possibilité est étayée par le fait que, pour les faibles intensités, le système de mesure de longueur des paquets (référence 11) utilise un gain additionnel non négligeable (36 dB), à l'endroit le plus défavorable du système i.e. en bout de la ligne de transmission, tout en conservant un rapport signal/bruit convenable. Ceci permet d'envisager le déplacement de la gamme dynamique, en plaçant éventuellement une telle amplification avant la ligne de transmission. Les modifications porteraient alors sur l'électrode seulement (réduction de la distance électrode-boîtier).

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier Monsieur E. Schulte de la confiance et de l'intérêt dont il a témoigné tout au long de ce développement, ainsi que pour les informations dont, grâce à lui, j'ai pu profiter.

Je remercie Monsieur Y. Baconnier de ses critiques et conseils pour l'élaboration du manuscrit.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur H-H. Umstätter pour les échanges d'idées que j'ai pu avoir avec lui.

Je désirerais ne pas oublier, en cet instant, Monsieur M. Boisson pour la réalisation mécanique des systèmes de test.

REFERENCES

1. "The new wide-bande pick-up station of the PS", H-H. Umstätter, CERN/MPS/SR 70-1.
2. "Problèmes posés par le traitement des signaux issus des électrodes d'observation du faisceau", D. Boussard, MPS/Int. RF/B 67-15 DB/MT 18.8.1967.
3. "The high frequency longitudinal and transverse pick-ups used in the SPS", T. Linnecar, CERN/SPS/ARF/78-17.
4. "Radio Engineering Handbook", MacGraw Hill, 1959, K. Henney.
5. "On the transmission of signals by the wide-band pick-up station", H.H. Umstätter, MPS/Int. SR 68-2.
6. "Subnanosecond pulse generator employing 2 stages pulse step sharpener", R. Tielert, Electronics Letters, 5.2.1976, Vol. 12 n3.
7. "Radio Engineers' Handbook", F.E. Terman, MacGraw Hill, 1955.
8. "Amplifier Handbook", Richard F. Shea, MacGraw Hill, 1966.
9. "Microwave system news", September 1980.
Edwin M. Drogin, Eaton Corporation/Ail Division.
10. H-H. Umstätter, Avril 1983, communication personnelle.
11. "Mesure de la longueur du paquet au PS", C. Cyvoct, B. Frammery, M. Ruetten, PS/OP/Note 82-21.

Distribution (Ouverte)

PiC
M. Boisson
J. Borer, LEP
R. Bossart, SPS
R. Bourgeois
D. Boussard, SPS
L. Burnod, SPS
C. Dutriat
R. Gavaggio, EF
J. Gonzalez
R. Jung, LEP
M. Legras
T. Linnecar, SPS
R. Pizot
H. Rabany, LEP
K. Unser, LEP

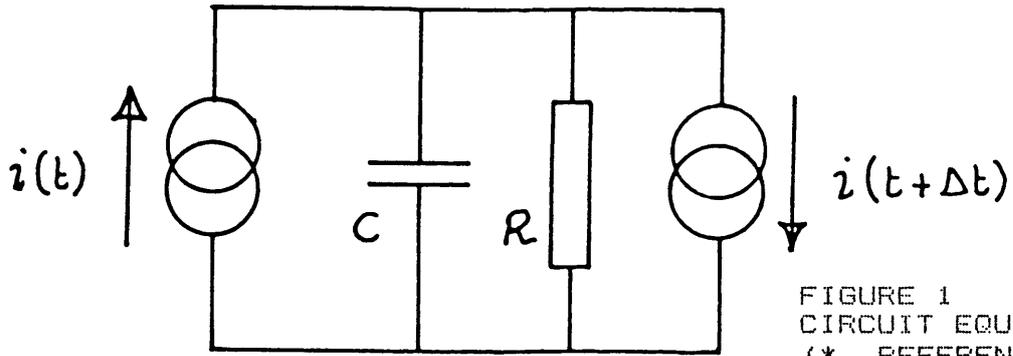


FIGURE 1
CIRCUIT EQUIVALENT
(* REFERENCE 3)

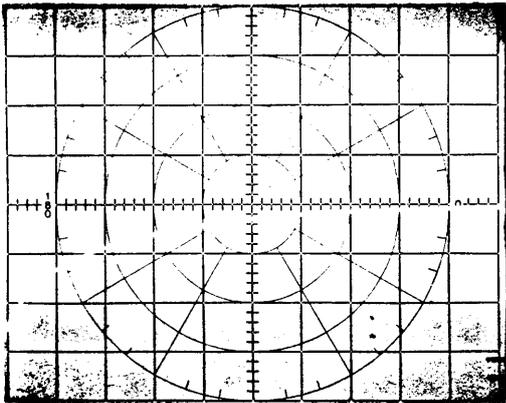


FIGURE 2
ELECTRODE DIRECTEMENT SUR
50 OHMS
hp8754A 10MHz/Div 10dB/Div
SWEEP 4-100 MHz

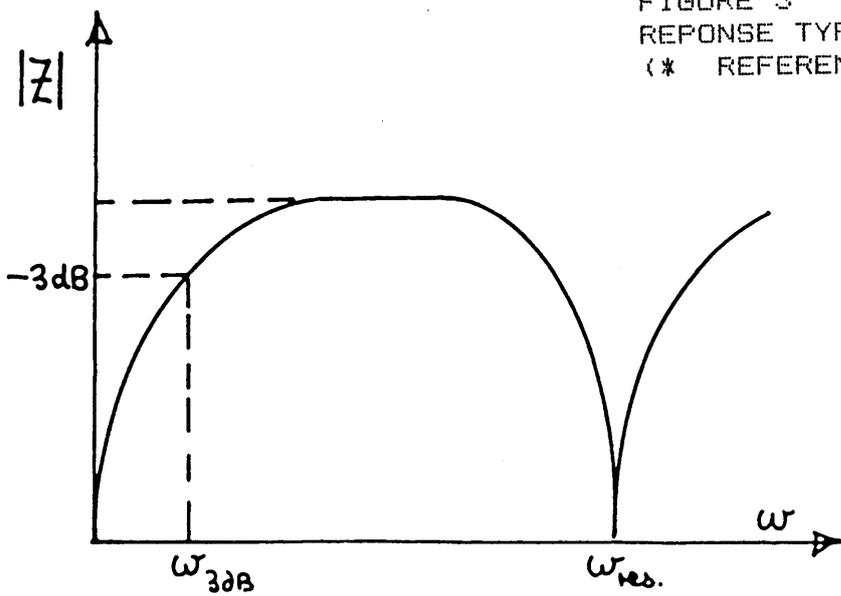
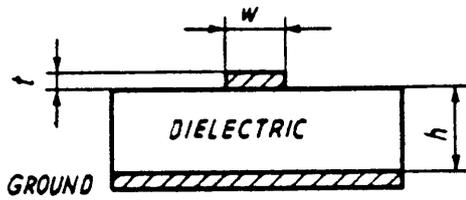


FIGURE 3
REPOSE TYPIQUE
(* REFERENCE 3)

* AVEC L'AIMABLE AUTORISATION DE T.LINNECAR



$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98h}{0.8w+t} \right)$$

FIGURE 4
LIGNE DE TRANSMISSION DE TYPE MICROSTRIP (mode quasi TEM)

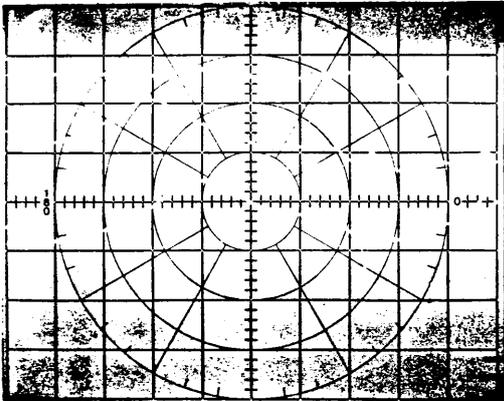


FIGURE 5
RESONNANCE DE L'ELECTRODE
hp8754A 130 MHz/Div 10 dB/Div
1) sortie monitoring
2) sonde hp1121A X1 $C_{in} < 3pF$
3) sonde hp1121A X10 $C_{in} < 1pF$

SWEEP 4 - 1300 MHz
LE DEPLACEMENT DE F_{res} ELECTRODE
EST LIE A LA CAPACITE PARASITE
AJOUTEE: ex..C sonde=1 a 3 pF

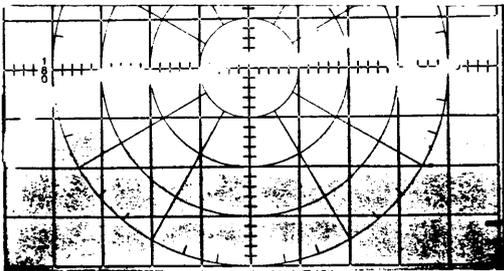


FIGURE 6
RESONNANCE TRAVERSEE VIDE
hp8754A 130 MHz/Div 10 dB/Div
SWEEP 4 - 1300 MHz

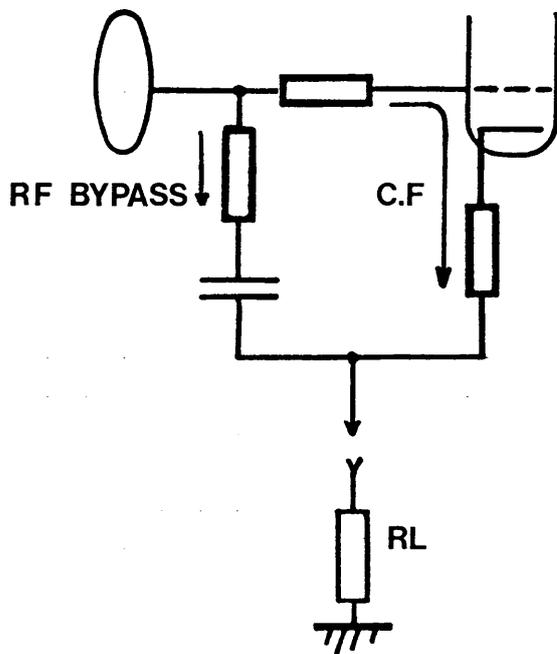


FIGURE 7
LES DEUX VOIES
CATHODE FOLLOWER/RF BYPASS

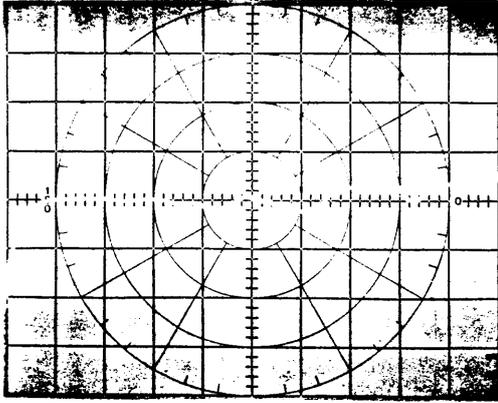


FIGURE 8
ELECTRODE DIRECTEMENT SUR 50 OHMS
hp8754A 130 MHz/Div 10 dB/Div
SWEEP 4 - 1300 MHz

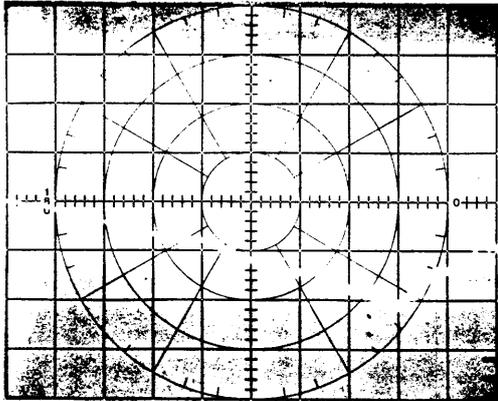


FIGURE 9
ETAGE CATHODE FOLLOWER SEUL
hp8754A 100 MHz/Div 10 dB/Div
SWEEP 4 - 1000 MHz

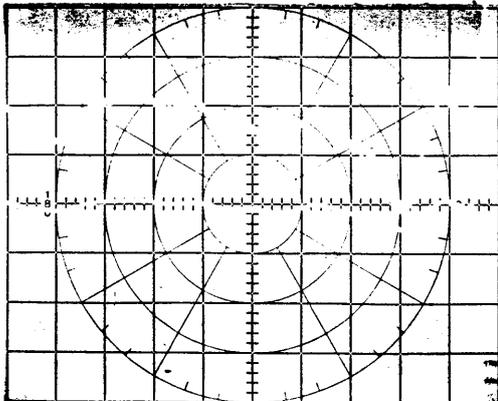
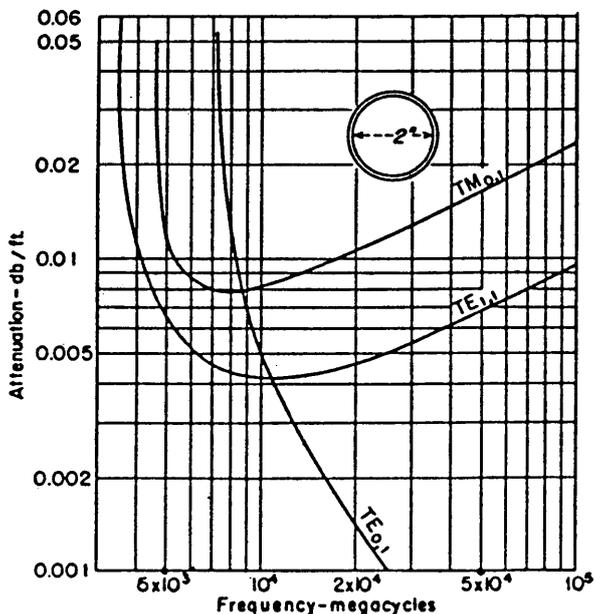


FIGURE 10
CATHODE FOLLOWER + RF BYPASS
hp8754A 100 MHz/Div
SWEEP 4 - 1000 MHz
1) 2.5 dB/Div
2) 10 dB/Div



Attenuation in typical circular, air-filled copper wave guide.

FIGURE 11
(REFERENCE 4)
APPRECIATION DE LA SEPARATION
ENTRE λ coupure ET λ utilisation

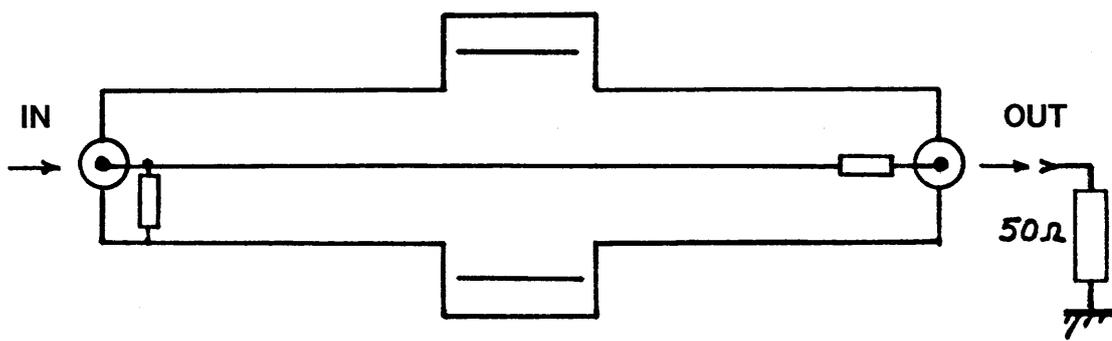


FIGURE 12

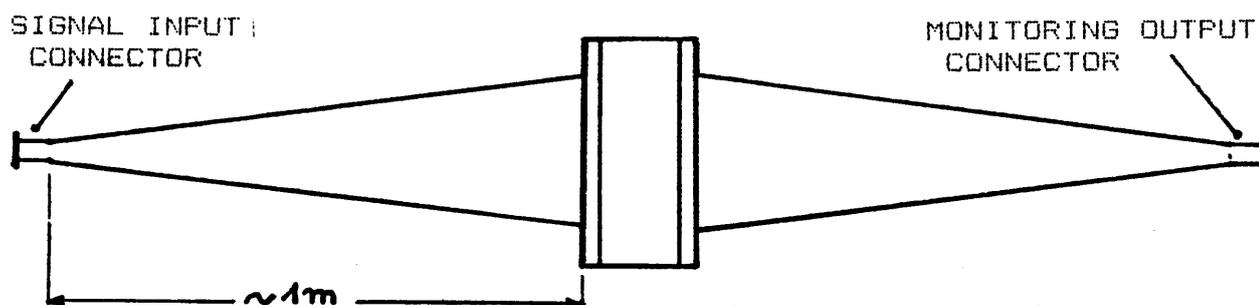


FIGURE 13
 SYSTEME DE SIMULATION UTILISANT DES
 TRANSITIONS CONIQUES LONGUES

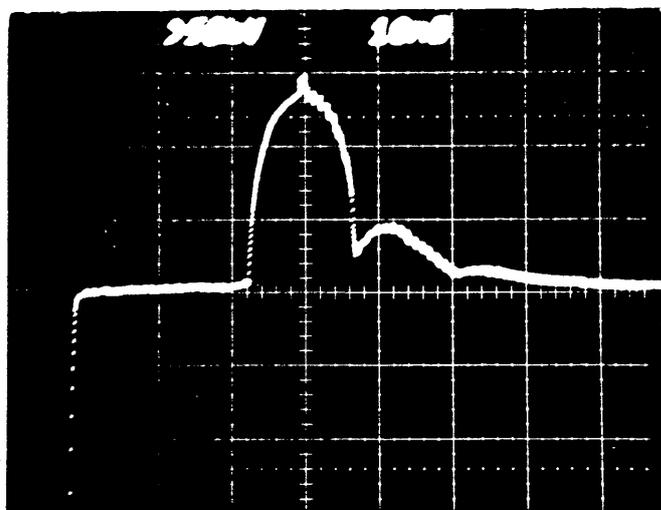


FIGURE 14
 IMPEDANCE DU SYSTEME DE TEST, MESURE
 EN REFLECTOMETRIE DANS LE DOMAINE
 TEMPS (SIGNAL INPUT CONNECTOR)
 TDR 7S11(S6)-7T11-S52 TEKTRONIX
 20% /Div REFERENCE=50 OHMS
 10ns/Div

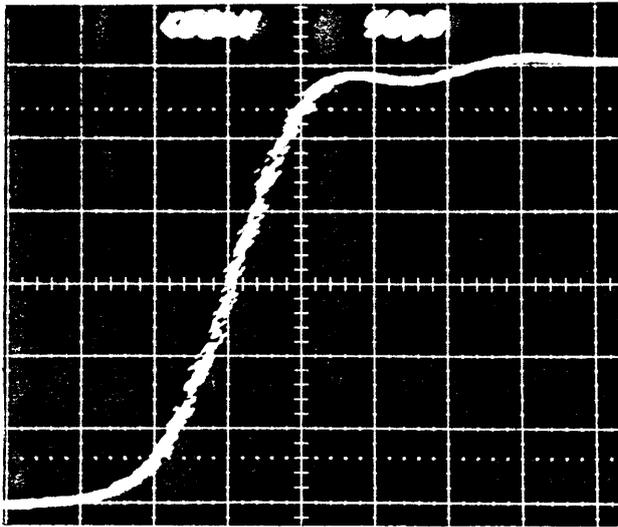


FIGURE 15
 TRANSMISSION A TRAVERS LE SYSTEME
 DE TEST
 7S11-7T11-S52 TEKTRONIX
 50pS/Div
 Tr 7S11 <30 pS
 Tr S52 <25 pS

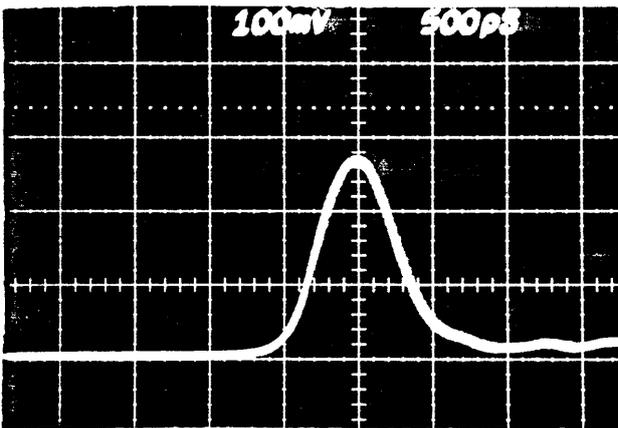


FIGURE 16
 GENERATION D'UNE IMPULSION COURTE
 AVEC LE GENERATEUR SUBNANOSECONDE
 SAMPLING 7S11-7T11 + 40 dB SMA

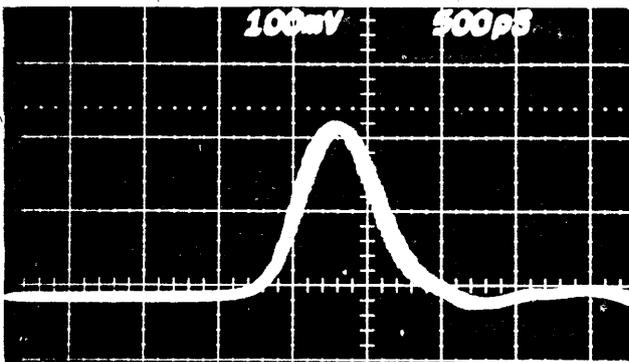


FIGURE 17
 LA MEME IMPULSION A TRAVERS LE
 SYSTEME DE SIMULATION DU FAISCEAU

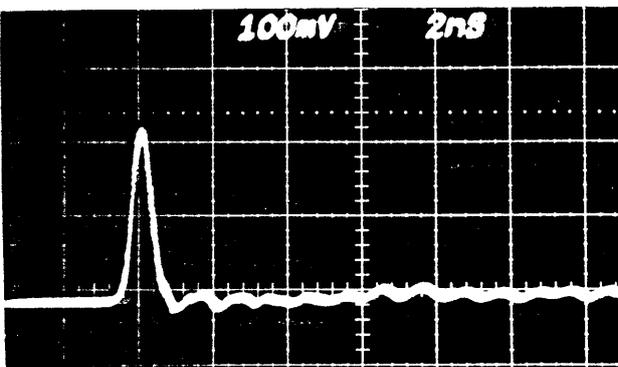


FIGURE 18
 idem CI-DESSUS MAIS 2 nS/Div

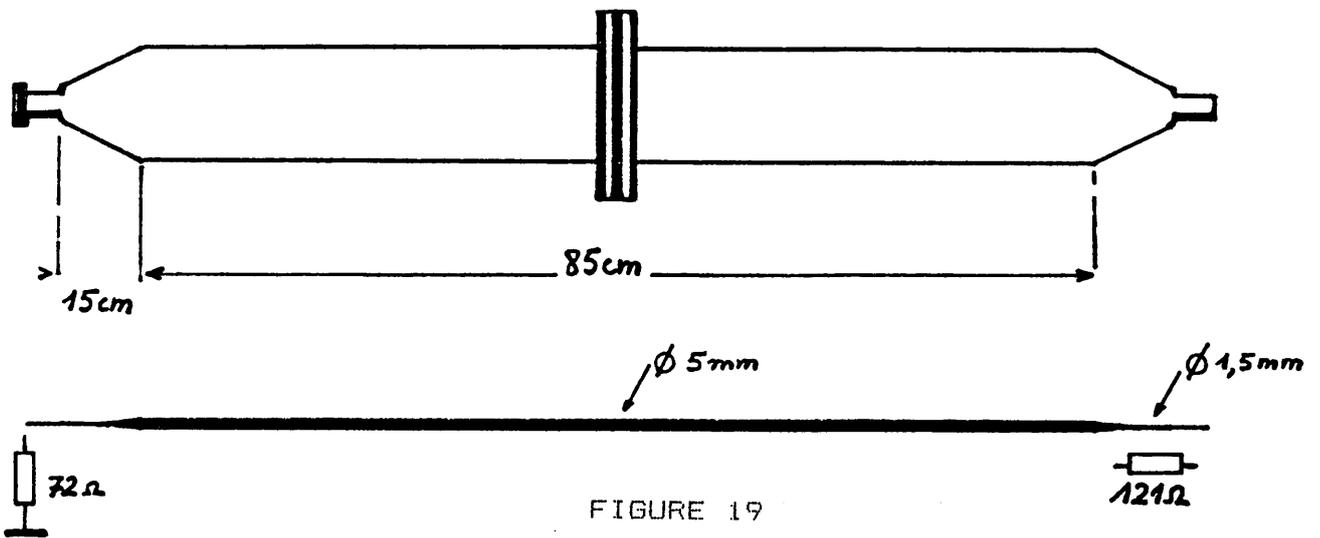


FIGURE 19

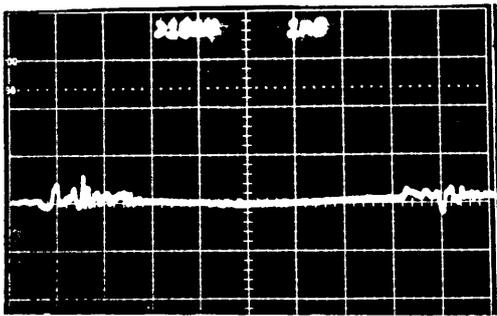


FIGURE 20
r=10%/Div 7S11-S52

COEFFICIENT DE REFLECTION DU
SYSTEME DE SIMULATION DU
FAISCEAU (ELECTRODE NON MONTEE)



FIGURE 21
hp 8754A SWEEP 4-1300 MHz
1) 10 dB/Div
2) 1 dB/Div

COEFFICIENT DE REFLECTION DU
SYSTEME DE SIMULATION DU
FAISCEAU (ELECTRODE MONTEE)

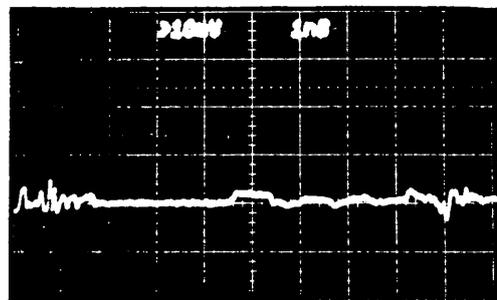


FIGURE 22
TDR 7S11-S52
10% /Div
COEFFICIENT DE REFLECTION DU
SYSTEME DE SIMULATION DU
FAISCEAU (ELECTRODE MONTEE)

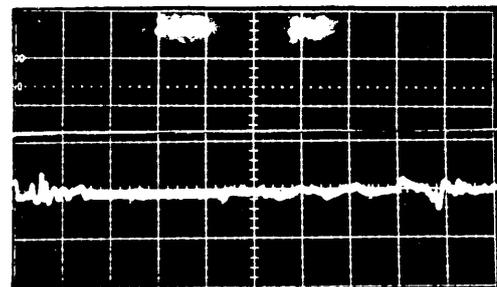


FIGURE 23
TDR 7S11-S52
10% /Div
COEFFICIENT DE REFLECTION DU
SYSTEME DE SIMULATION DU FAISCEAU
(APRES OPTIMISATION)

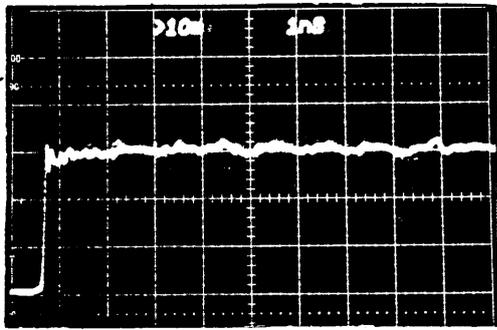


FIGURE 24
TEST DE TRANSMISSION A TRAVERS
LE SYSTEME DE TEST
7S11-S52

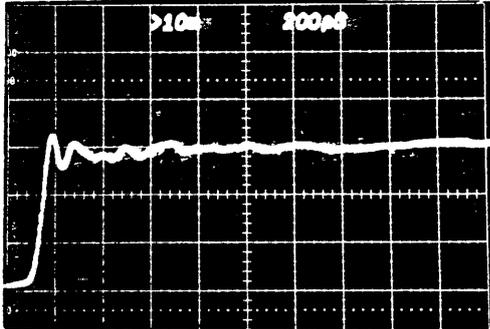


FIGURE 25
idem CI-DESSUS MAIS 200pS/Div

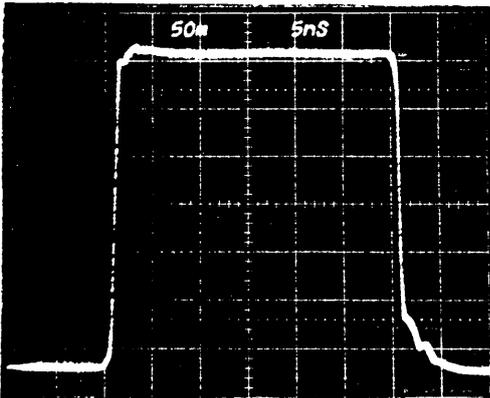


FIGURE 27
GENERATEUR SUBNANOSECONDE
7S11-7T11
LIGNE A RETARD = MAXIMUM
50mV X 100 /Div

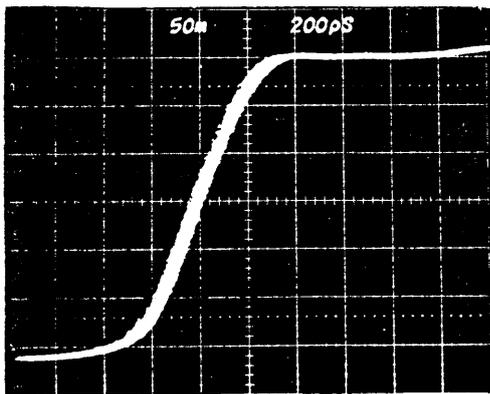


FIGURE 28
idem CI-DESSUS
Tr < 400pS
50mV X 100 /Div

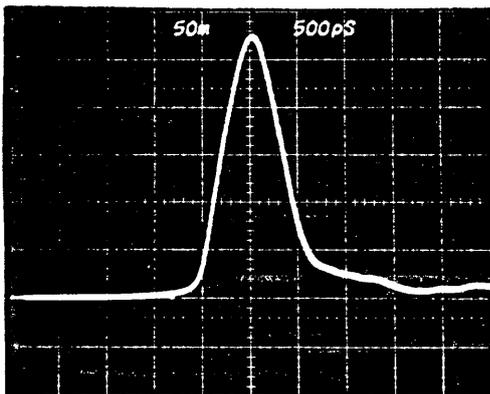


FIGURE 29
LIGNE A RETARD = MINIMUM
50mV X 100 /Div

CONN. P. AMP - TYPE : 2025_15/5

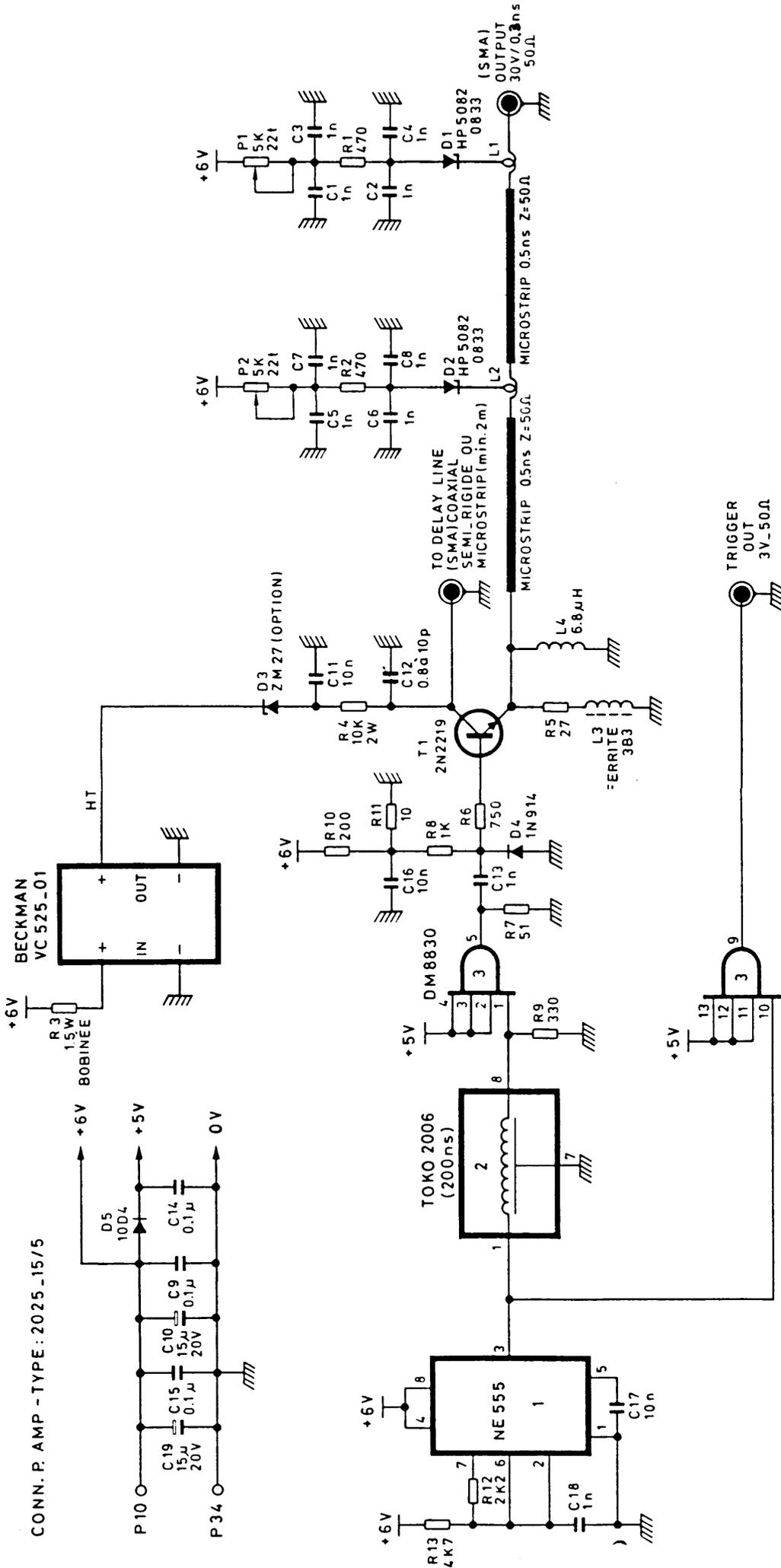


FIGURE 26

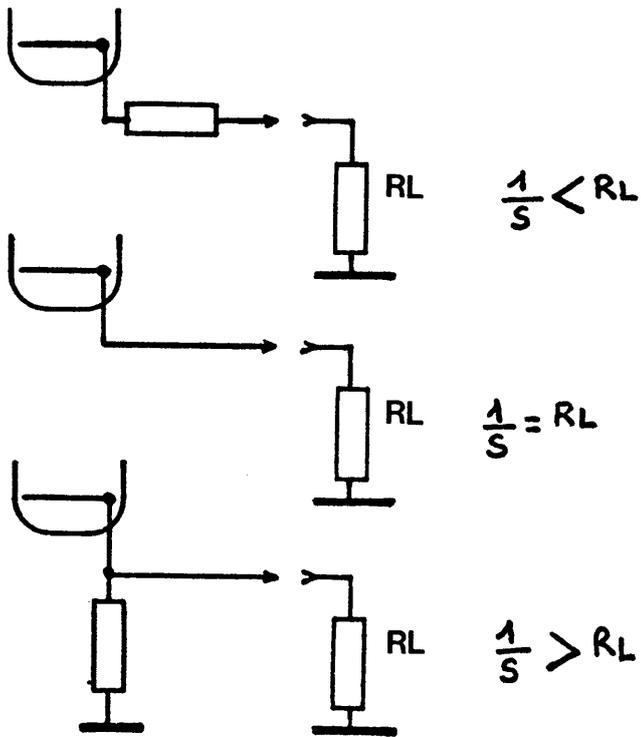


FIGURE 30

DIFFERENTES MANIERES
D'ADAPTER UN ETAGE
CATHODE FOLLOWER
A LA CHARGE (RL)

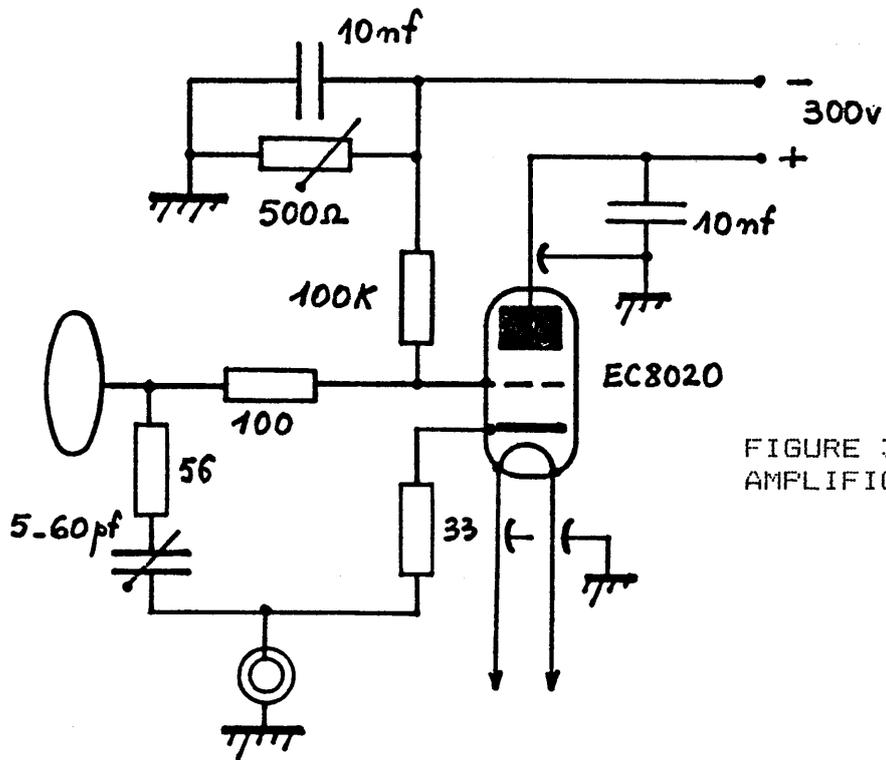


FIGURE 31
AMPLIFICATEUR EC8020

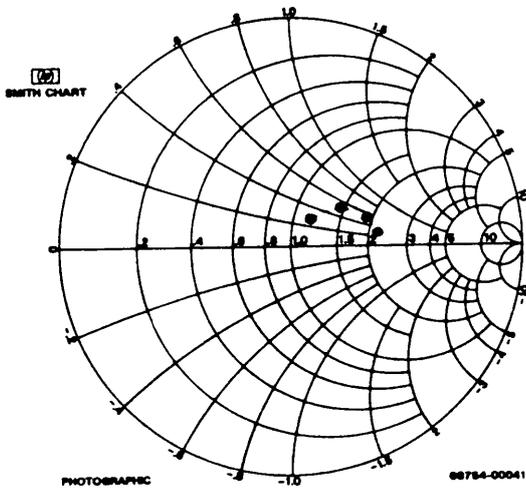


FIGURE 32
 Z sortie EC8020 + RF BYPASS
 V anode= 300V
 I anode= 20mA
 SWEEP 4-200 MHz
 MARKER 50 MHz
 CENTRE (1.0)=50 Ohms

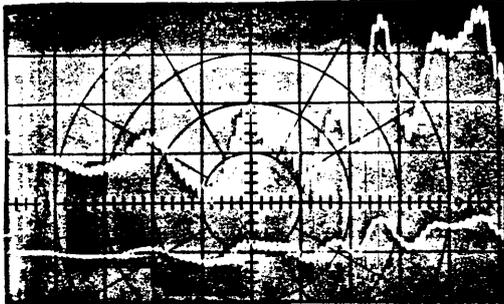


FIGURE 33
 REPONSE AMPLIFICATEUR EC8020
 hp8754A
 1) 2.5 dB/Div
 2) 10 dB/Div
 SWEEP 4-1300 MHz

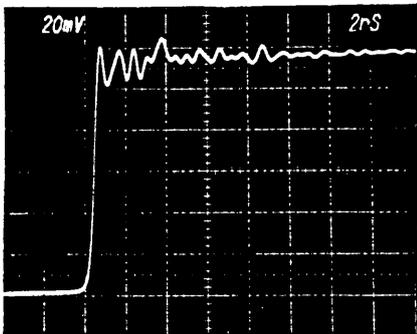


FIGURE 34
 REPONSE AMPLIFICATEUR EC8020
 GENERATEUR SUBNANOSECONDE+7104

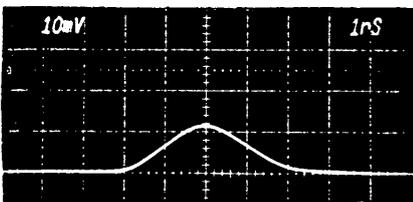


FIGURE 35
 REPONSE AMPLIFICATEUR EC8020
 7104 + GENERATEUR hp8161A
 SIMULANT UN PAQUET DE 4 ns
 A LA BASE

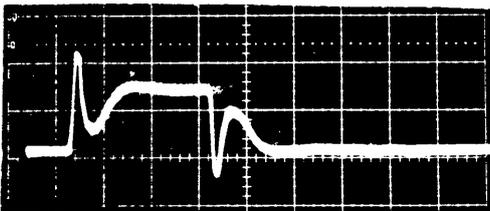


FIGURE 36a
 SORTIE AMPLIFICATEUR Y1763
 10 nS/Div 100 mV/Div

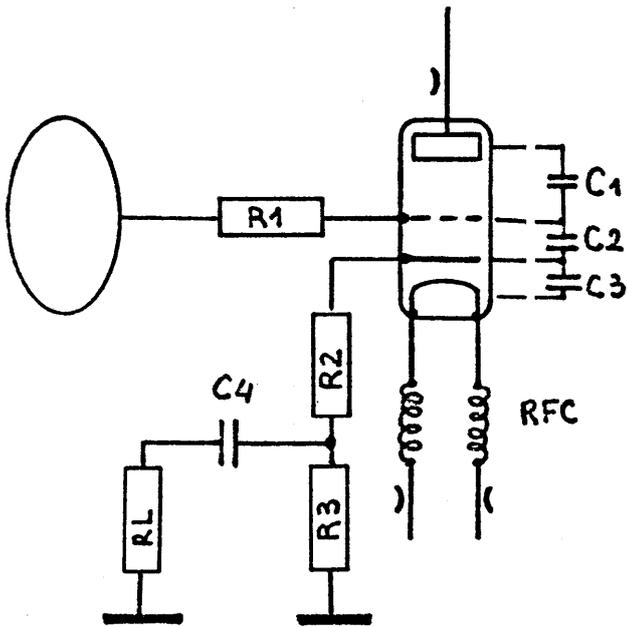


FIGURE 36b

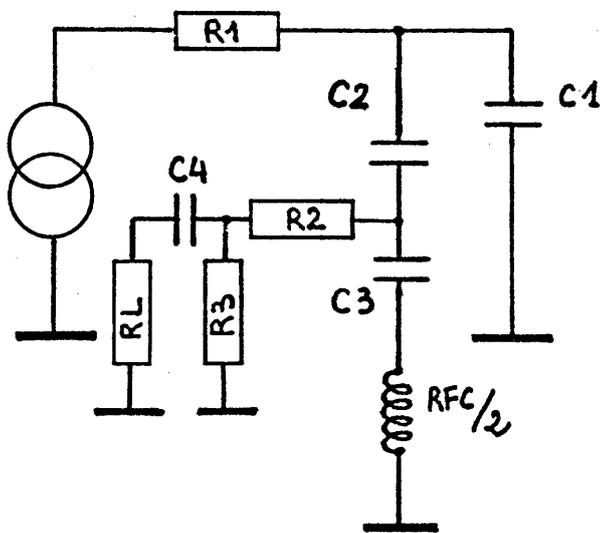


FIGURE 36c
RESEAU EQUIVALENT

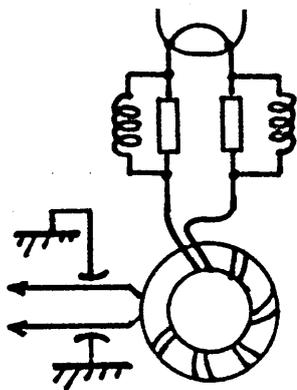


FIGURE 37
RFC DANS LE CIRCUIT FILAMENT

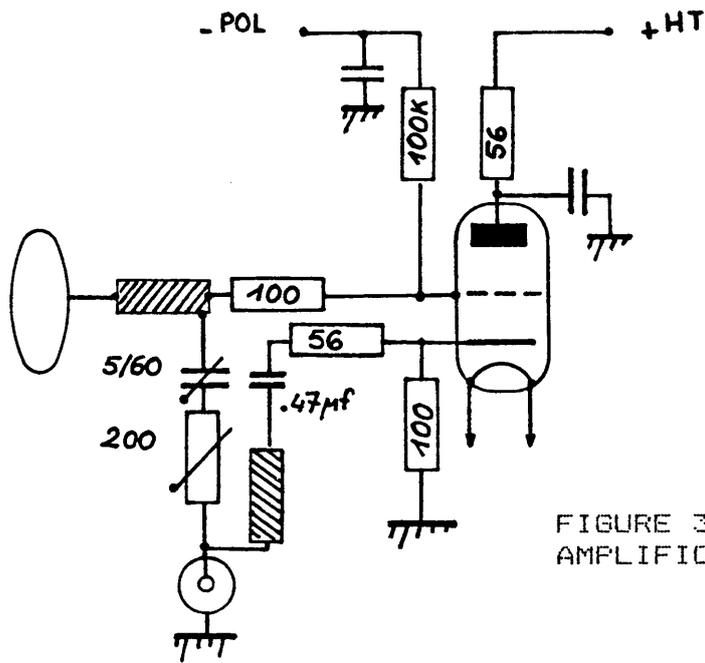


FIGURE 38
AMPLIFICATEUR Y1763

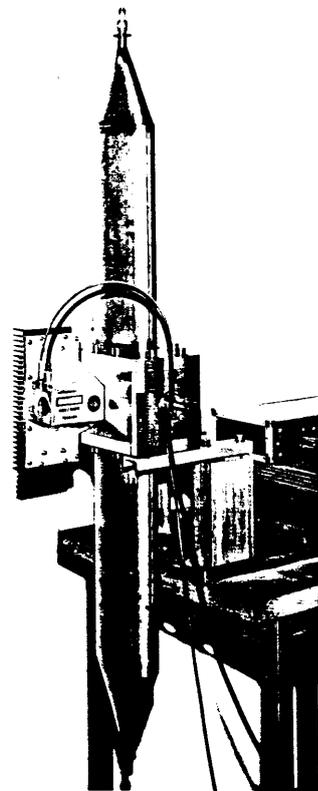


FIGURE 39
AMPLIFICATEUR Y1763 MONTE SUR PICK-UP + SYSTEME
DE TEST (CHAMBRE STANDARD + TRANSITIONS CONIQUES COURTES)

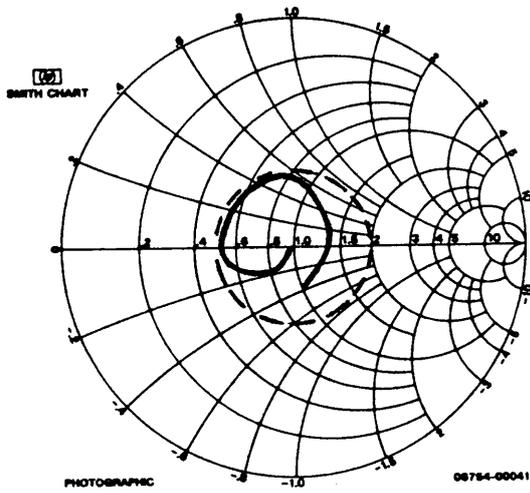


FIGURE 40
 IMPEDANCE DE SORTIE
 Y1763 + RF BYPASS
 V anode = 1200 V
 I anode = 40 mA
 SWEEP 4 - 1000 MHz
 CENTRE (1.0) = 75 Ohms
 SWR MAX = 2 a 1

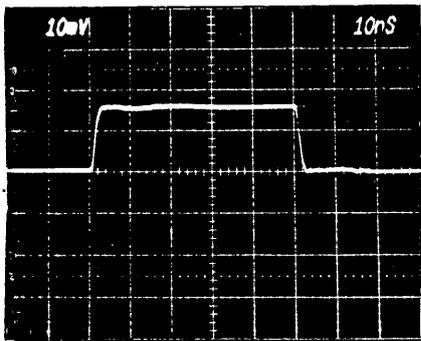


FIGURE 41
 TEST AVEC IMPULSION LARGE
 AMPLIFICATEUR Y1763
 hp 8161A + 7104 TEKTRONIX

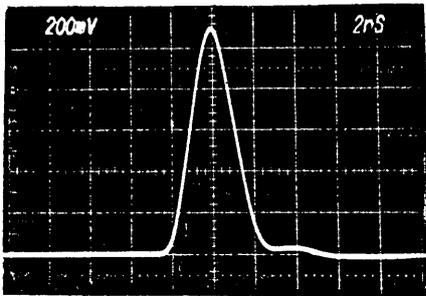


FIGURE 42
 SIMULATION D'UN PAQUET COURT
 SORTIE MONITORING
 hp 8161A + 7104 TEKTRONIX

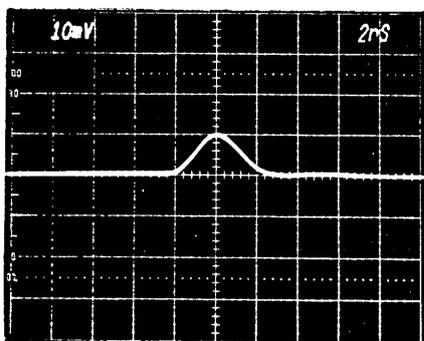


FIGURE 43
 idem CI-DESSUS MAIS
 SORTIE AMPLIFICATEUR Y1763
 hp 8161A + 7104 TEKTRONIX

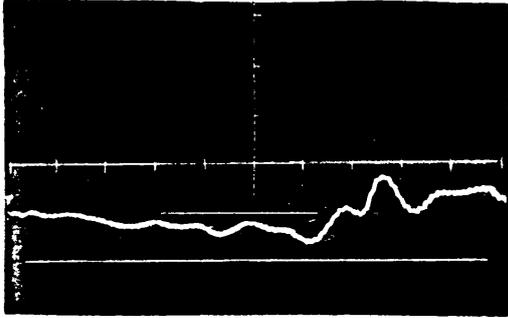


FIGURE 44
 AMPLIFICATEUR Y1763
 REPONSE EN FREQUENCE hp 8754A
 10 dB/Div 130 MHz/Div
 SWEEP 4 - 1300 MHz

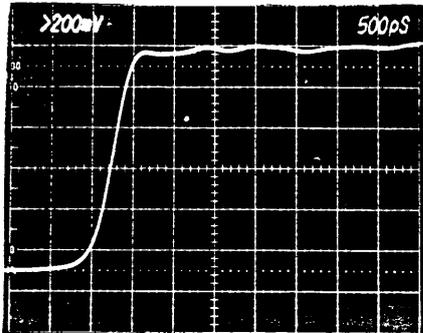


FIGURE 45
 GENERATEUR SUBNANOSECONDE
 DIRECTEMENT SUR 7104 TEKTRONIX
 (amplitude relative)

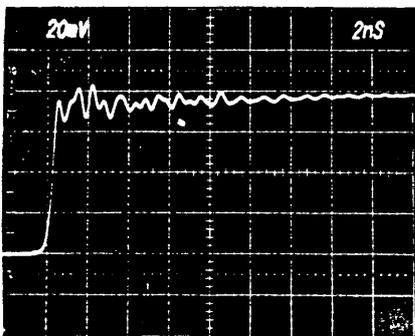


FIGURE 46
 AMPLIFICATEUR Y1763
 REPONSE AVEC GENERATEUR SUBNANOSECONDE
 7104 TEKTRONIX (Tr=380 pS)

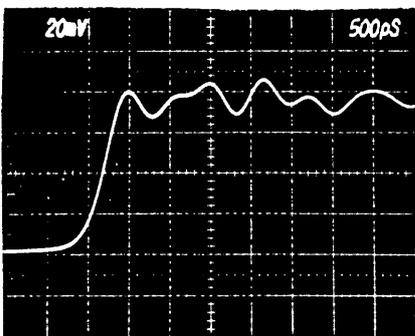
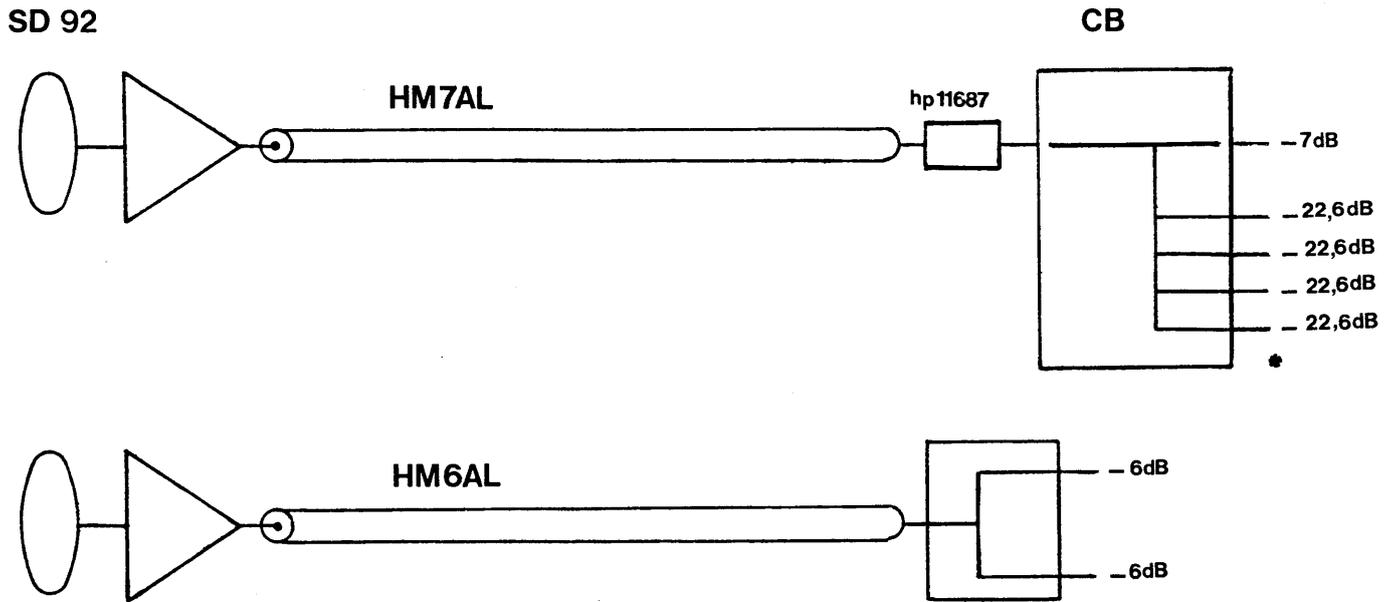


FIGURE 47
 idem CI-DESSUS MAIS 500 pS/Div

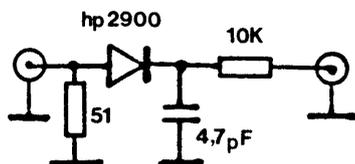
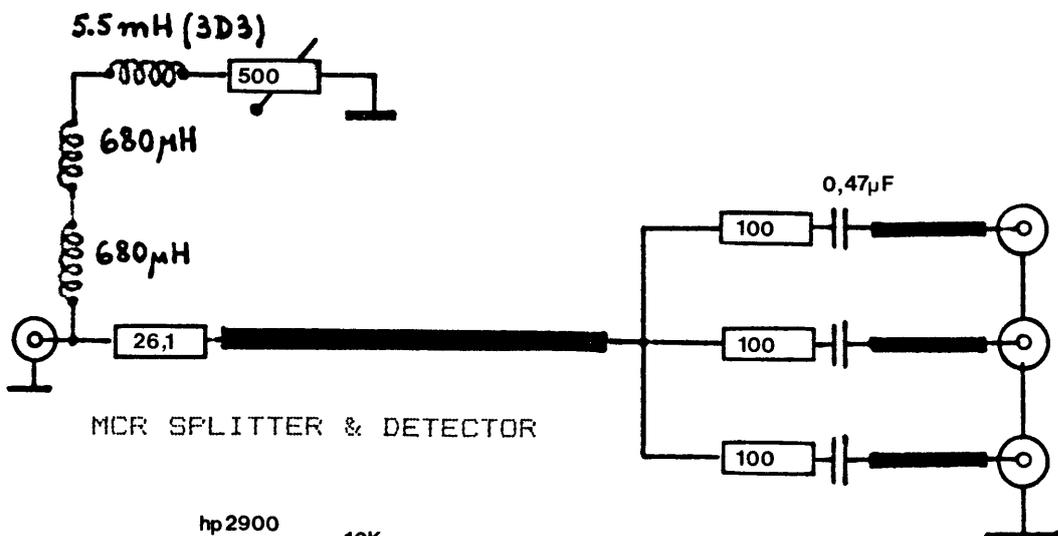
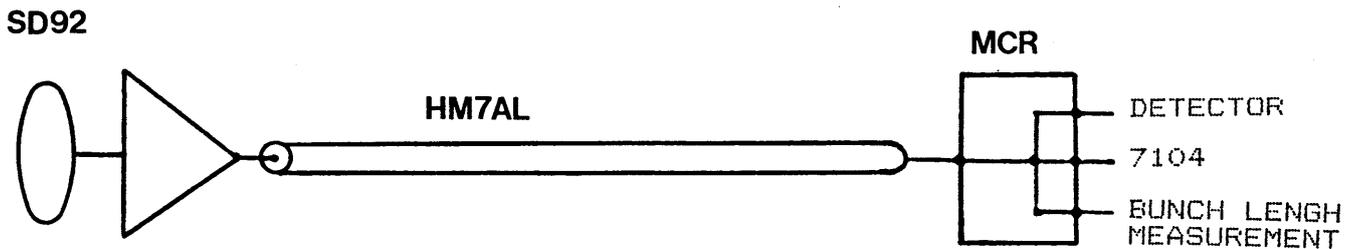
ANNEXE 1
 LES DIFFERENTES PICK-UPS ELECTROSTATIQUES AU PS

a) SECTION DROITE 92 -> CB

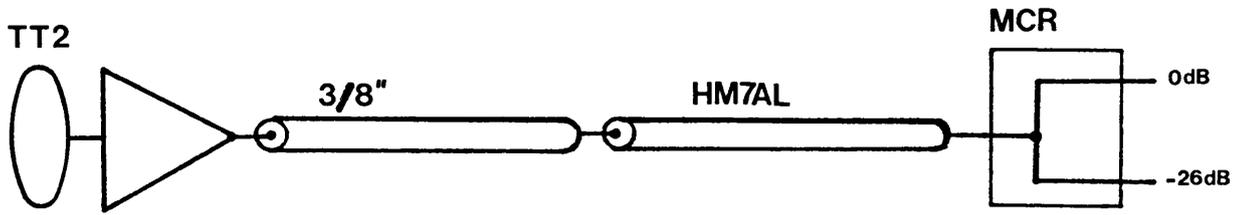


* AMPLIFICATEUR DE DISTRIBUTION LARGE BANDE (KHz-GHz)
 J.DURAND PS/CCI/note 77-21 20-6-1977

b) SECTION DROITE 92 -> MCR



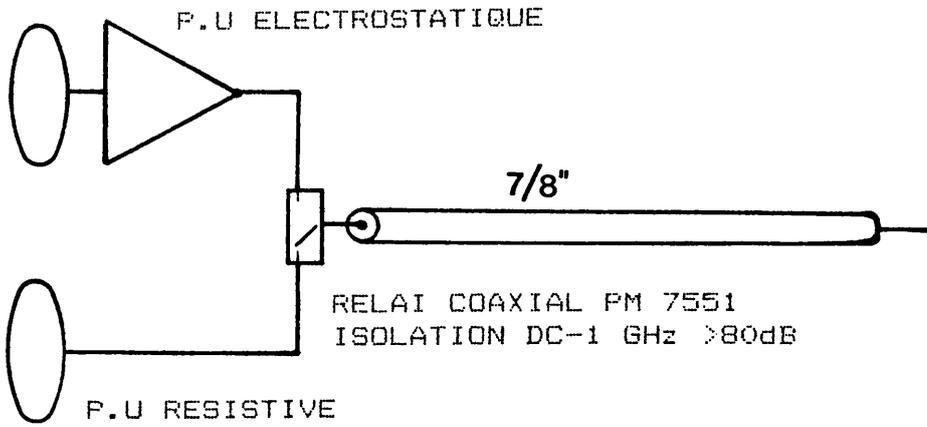
c) TRANSFERT TT2 -> MCR



d) TRANSFERT TT70 -> BATIMENT 365

TT70

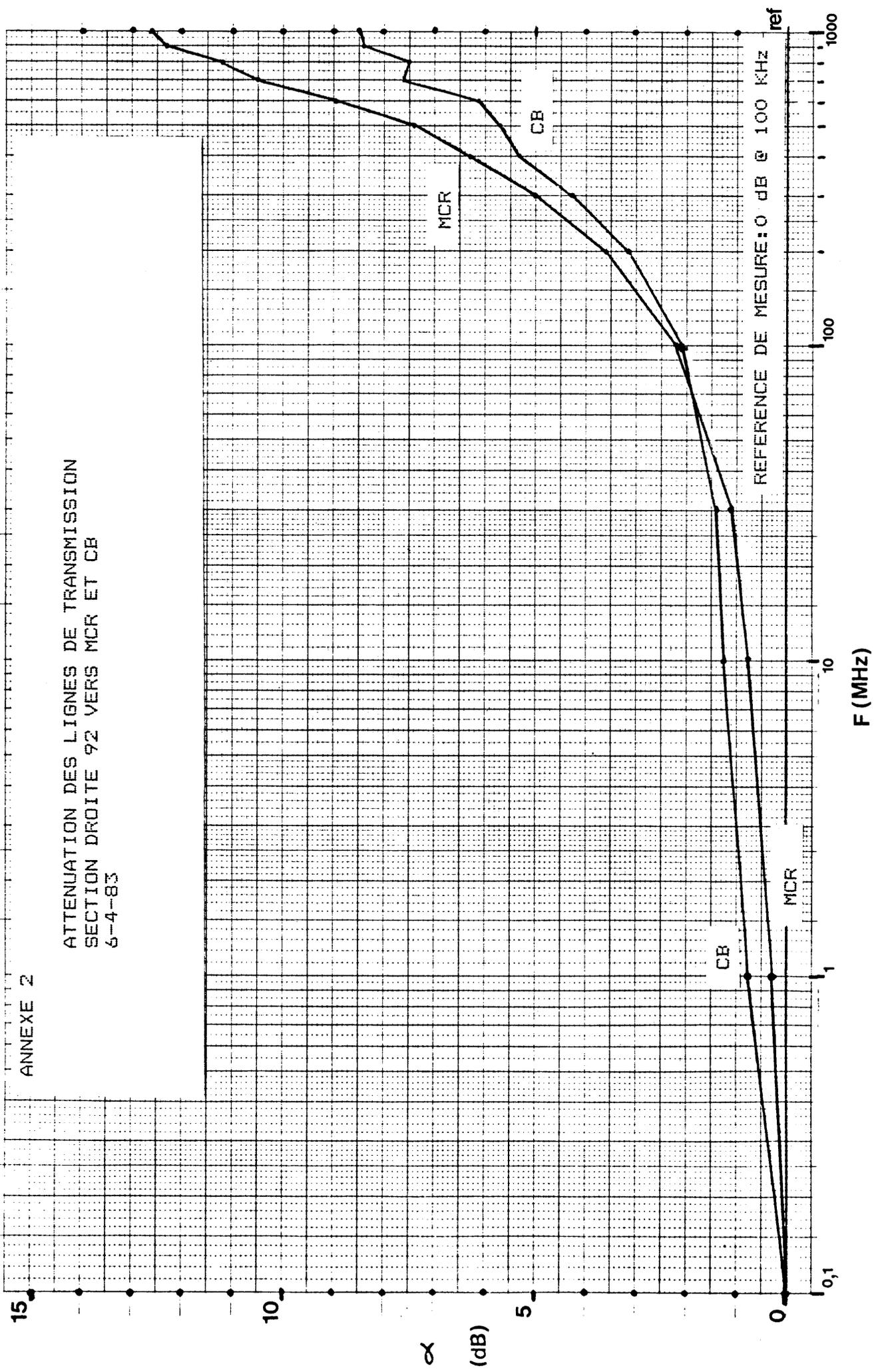
BAT 365



1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 3

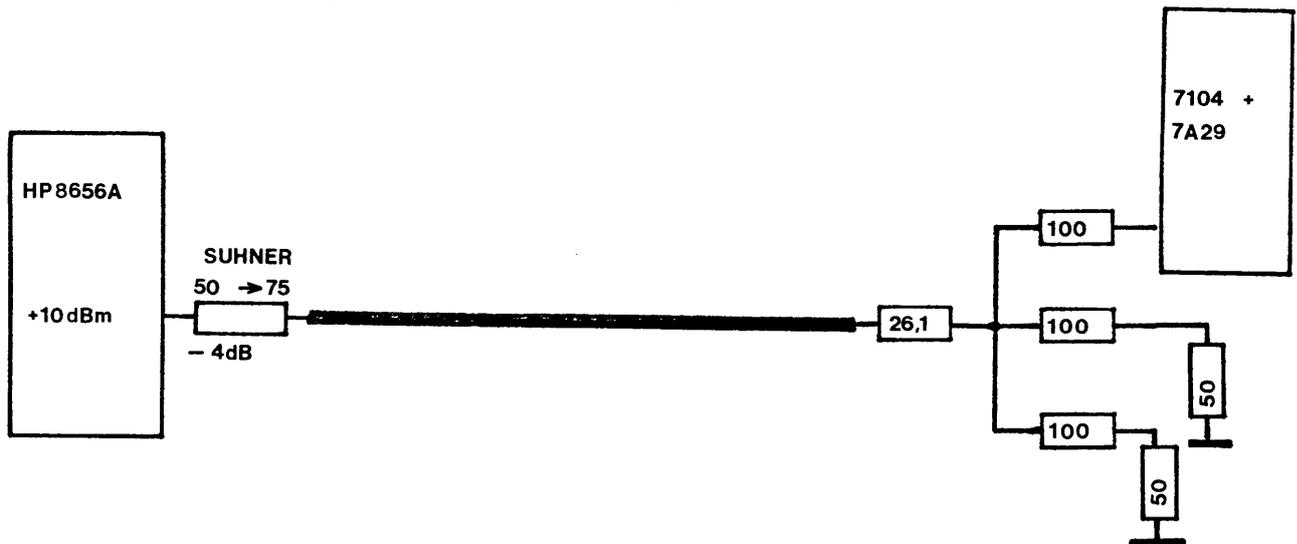
ANNEXE 2

ATTENUATION DES LIGNES DE TRANSMISSION
SECTION DROITE 92 VERS MCR ET CB
6-4-83



ANNEXE 2

a) CONDITIONS DE MESURE : SECTION DROITE 92 -> MCR
EST INCLUE LA REPONSE EN FREQUENCE DU 7104 + 7A29



b) CALCUL DES PERTES EN LIGNE (VALEUR OHMIQUE)

-) $V_{\text{output hp8656A (+10dBm)}} = 0,70711 \times 2,8 = 1,9799 \text{ Vpp}$

-) ADAPTATEUR SUHNER 50/75 = 4dB

$$= \frac{1}{10^{\frac{4}{20}}} = 0,63095734$$

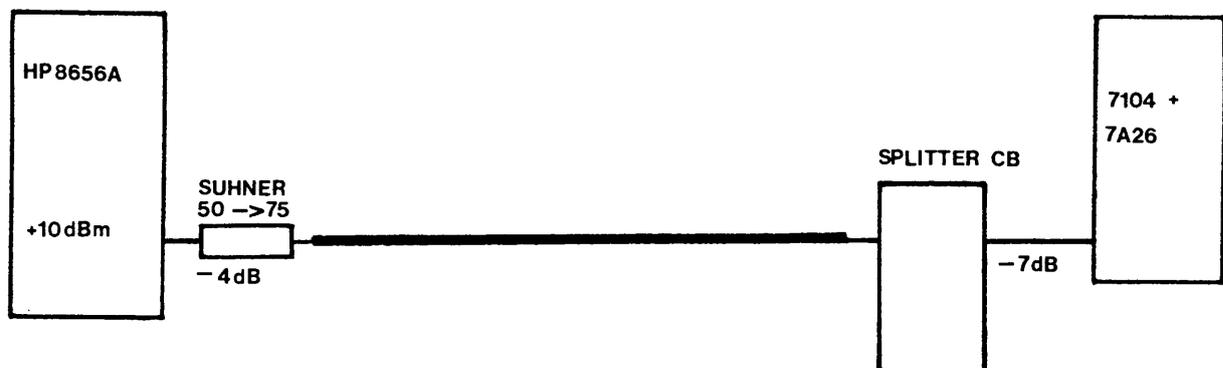
-) ATTENUATION DANS SPLITTER MCR = $\frac{50}{76,1} \times \frac{50}{150} = 0,21901007$

VALEUR CALCULEE = 273 mV

VALEUR MESUREE @ 100 KHz = 258 mV

PERTES OHMIQUES = $20 \log_{10} \frac{258}{273} = 0,508 \text{ dB}$

c) CONDITIONS DE MESURE : SECTION DROITE 92 -> CB
EST INCLUE LA REPONSE EN FREQUENCE DU 7104 + 7A29



d) LA MEME PROCEDURE DE CALCUL PERMET DE DEFINIR :

PERTES OHMIQUES = $20 \log_{10} \frac{558}{590} = 0,484 \text{ dB}$