

COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE

8.2

RÉALISATION
D'UN DISPOSITIF D'ÉCHANTILLONNAGE
D'UN SIGNAL BREF UNIQUE

par

Daniel ZENATTI

Centre d'Études Nucléaires de Grenoble

Rapport CEA - R - 3812

1969

Ea

SERVICE CENTRAL DE DOCUMENTATION DU C.E.A

C.E.N - SACLAY B.P. n°2, 91 - GIF-sur-YVETTE - France

CEA-R-3812 - ZENATTI Daniel

REALISATION D'UN DISPOSITIF D'ECHANTILLONNAGE
D'UN SIGNAL BREF UNIQUE

Sommaire. - Réalisation d'un dispositif permettant d'élargir le domaine d'utilisation des oscilloscopes classiques en appliquant le principe de l'échantillonnage à l'observation d'un signal bref unique.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

- Bande passante : 700 MHz
- Sensibilité maximale : 50 mV
- Amplitude maximale du signal à échantillonner: ± 1 V
- Nombre de points d'échantillonnage : 16
- Pas d'échantillonnage: 0,2 ns

1969

53 pages

Commissariat à l'Energie Atomique - France

CEA-R-3812 - ZENATTI Daniel

SAMPLING SYSTEM FOR FAST SINGLE PULSES

Summary. - Development of a device for the enlargement of the domain of application of classical oscilloscopes to the observation of fast single pulses by application of the sampling principle.

Its principal characteristics are :

- Bandwidth : 700 MHz
- Maximum sensibility : 50 mV
- Maximum amplitude of input signal : ± 1 V
- Number of samples : 16
- Samples separation : 0,2 ns

1969

53 pages

Commissariat à l'Energie Atomique - France

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

PAR

Daniel ZENATTI

PREMIÈRE THESE

Réalisation d'un dispositif d'échantillonnage
d'un signal bref unique

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 4 octobre 1967 devant la Commission d'Examen

MM. A. SARAZIN

Président

L. FEUVRAIS

J. J. SAMUELI

J. MEY

} *Examineurs*

Rapport CEA - R - 3812

Centre d'Études Nucléaires de Grenoble
Département d'Électronique Générale
Service d'Instrumentation Nucléaire Rapide

RÉALISATION
D'UN DISPOSITIF D'ÉCHANTILLONNAGE
D'UN SIGNAL BREF UNIQUE

par

Daniel ZENATTI

Septembre 1969

AVANT-PROPOS

Je veux prier ici Monsieur le Professeur A. SARAZIN, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon, de bien vouloir accepter l'expression de ma profonde reconnaissance, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour l'appui que j'ai toujours trouvé auprès de lui.

Je remercie Monsieur le Professeur FEUVRAIS pour l'attention qu'il a bien voulu porter à ma thèse.

Je remercie particulièrement Monsieur le Professeur SAMUELLI pour les encouragements et les conseils qu'il m'a constamment prodigués.

Que Monsieur MEY, Chef de la S.I.N.R. du CENG qui a suggéré ce travail veuille trouver ici l'expression de mes sentiments de gratitude pour ses précieux conseils et pour l'attention avec laquelle il a suivi ce travail.

Je remercie Monsieur DOIREAU d'avoir autorisé ce travail dans le cadre du D.E.G. du C.E.A.

Que Monsieur VAN ZURK accepte mes remerciements amicaux pour ses nombreux conseils et pour l'aide que j'ai constamment trouvée auprès de lui.

Je remercie bien amicalement Monsieur LAVAITTE qui m'a fait part de son expérience concernant les amplificateurs rapides.

Que tous mes camarades de travail veuillent trouver ici l'assurance de ma vive sympathie pour l'aide qu'ils ont su m'apporter.

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
CHAPITRE I - Introduction	7
CHAPITRE II - Méthodes d'échantillonnage d'un signal bref unique	13
CHAPITRE III - Dispositif d'échantillonnage simultané à répartiteur multi-voie	19
CHAPITRE IV - Mesure des caractéristiques	45
CHAPITRE V - Conclusion	51
BIBLIOGRAPHIE	53

I - INTRODUCTION

L'observation des phénomènes physiques rapides a été rendue possible grâce au développement des méthodes de mesures oscillographiques ; l'oscilloscope en effet, joue un rôle important dans les méthodes d'investigation de la physique, que ce soit pour permettre la mise au point des circuits électroniques annexes à une expérience qui permettra la visualisation d'un phénomène physique ou pour visualiser le phénomène lui-même. Cet appareil, en plus d'une grande souplesse d'emploi, permet la conservation de l'information analogique à laquelle vient s'ajouter la possibilité de mise en mémoire par l'intermédiaire de la rémanence du tube cathodique ou d'un procédé photographique.

Nous devons pourtant noter quelques limitations de ces oscilloscopes dits "classiques" et dans lesquels le signal à visualiser est amplifié, puis appliqué aux plaques de déflexion verticale du tube cathodique.

I.1 - LIMITATION DES OSCILLOSCOPES "CLASSIQUES".

Le diagramme ci-dessous* rappelle le principe de l'oscilloscope cathodique ; son tube se compose d'un canon à électrons suivi de deux paires de plaques disposées à angle droit et capables de dévier le faisceau suivant deux directions perpendiculaires ; un écran fluorescent permet de rendre visible son point d'impact.

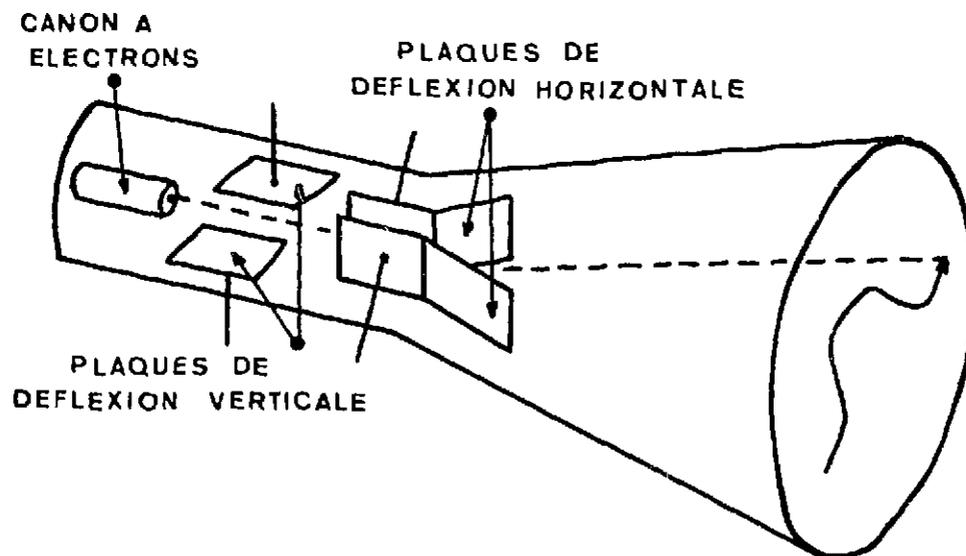


Figure 1 - Principe de l'oscilloscope cathodique.

Le signal à observer est appliqué aux plaques de déflexion verticale, quant aux plaques de déflexion horizontale, elles sont soumises à une tension en dent de scie, dite tension de "balayage".

Toutefois, la rapidité de tels oscilloscope est limitée. En effet, [1], les électrons du faisceau présentent une certaine inertie ; si τ représente le temps que met un électron pour parcourir la longueur des plaques, on démontre que la fréquence limite observable est donnée par la relation :

$$F_{\text{limite}} = 1/\tau$$

Ce temps de transit τ , peut être réduit soit en accélérant les électrons soit encore, en réduisant la longueur des plaques de déflexion. Mais dans ces conditions, l'électron ne reste que très peu de temps entre les plaques et n'est de ce fait, que très peu défléchi. La diminution du temps de transit s'obtient donc aux dépens de la sensibilité. Actuellement, les possibilités des amplificateurs et notamment leur produit : Gain x bande passante, ne permettent pas de compenser cette perte de sensibilité.

Les limites actuelles de ces oscilloscopes sont les suivantes :

- Bande passante : 100MHz
- Sensibilité : 10mV/cm
- Vitesse maximale de balayage : 5ns/cm

I.2 - LE TUBE A DEFLEXION PAR ONDE PROGRESSIVE.

La figure 2 nous rappelle le principe de la déflexion par onde progressive.

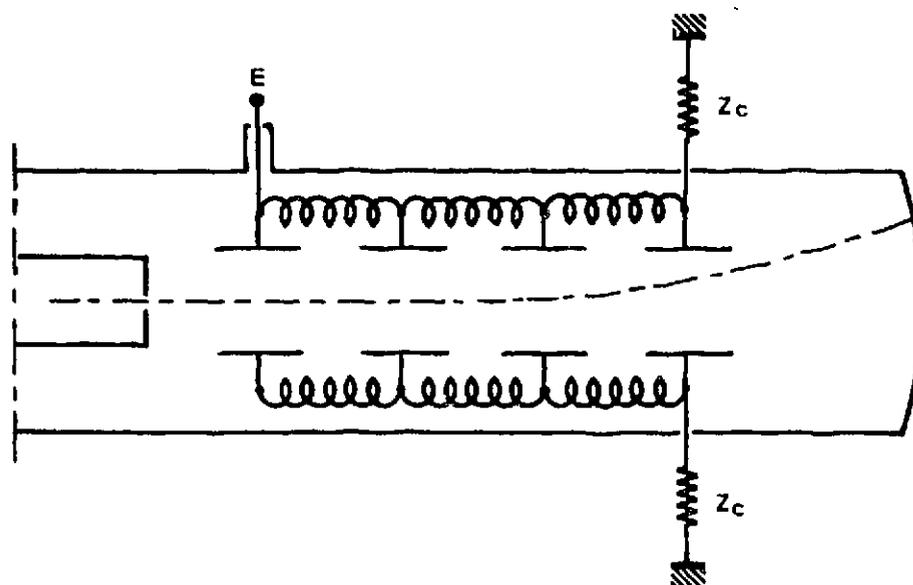


Figure 2 - Principe de la déflexion par onde progressive.

Nous avons vu précédemment que pour réduire le temps de transit des électrons le long des plaques de déflexion, il fallait réduire la longueur de ces plaques, mais que ceci ne pouvait être réalisé qu'aux dépens de la sensibilité. Toutefois, si nous disposons en série un grand nombre de plaques de déflexion très petites et si nous les relierons les unes aux autres par l'intermédiaire de selfs nous allons constituer avec les capacités des plaques, une ligne à retard. Il suffit alors que la vitesse de propagation de l'onde à observer soit égale à la vitesse des électrons, pour que les actions de toutes les plaques s'additionnent.

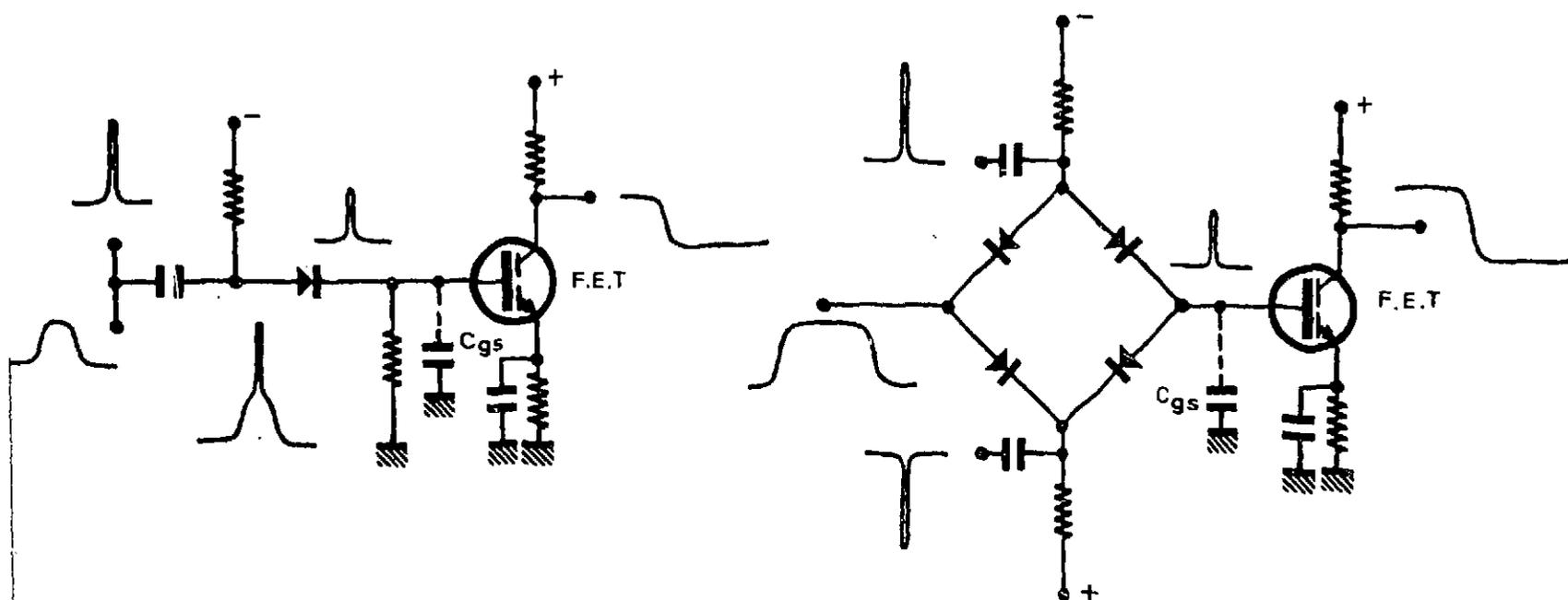
Leurs performances actuelles sont les suivantes :

- Bande passante : 2.000 MHz
- Sensibilité : 4V/cm
- Vitesse maximale de balayage : 5ns/cm

Actuellement, seul le tube à déflexion par onde progressive, permet l'observation de phénomènes brefs uniques ; mais sa luminosité, liée à la vitesse de balayage, est faible et sa sensibilité reste de l'ordre de 4V/cm, ce qui restreint son domaine d'application.

I.3 - L'OSCILLOSCOPE A ECHANTILLONNAGE.

Le bloc diagramme (figure 3) rappelle brièvement les deux principales configurations d'échantillonnage :



A) Echantillonnage à une diode

B) Echantillonnage "en pont"

Figure 3 - Principe de l'échantillonnage.

- Dans le premier cas, on superpose au phénomène à observer une impulsion extrêmement brève ; la partie supérieure du signal obtenu est écrêtée de façon à ce que seule l'impulsion brève subsiste. Cette impulsion va charger la capacité mémoire.

- Dans le second cas, les impulsions d'échantillonnage couvrent les diodes, pendant la durée d'ouverture, une petite quantité d'électricité empruntée au signal d'entrée sera comme précédemment déversée dans la capacité mémoire.

Dans l'un et l'autre cas, la tension développée aux bornes de la capacité sera allongée et amplifiée. Le signal résultant pourra être alors appliqué à un oscilloscope lent "classique", dont le spot sera ainsi dévié verticalement et proportionnellement à la valeur mesurée. Par ce même procédé, l'impulsion brève, artificiellement et progressivement retardée, effectue des échantillonnages successifs du signal visualisé ; si parallèlement, une tension proportionnelle au retard de l'impulsion d'échantillonnage est appliquée aux plaques horizontales du tube cathodique, le spot va reproduire point par point le phénomène observé.

L'intérêt d'un tel procédé réside principalement dans le fait que la fréquence d'échantillonnage peut être beaucoup plus basse que la fréquence du signal échantillonné ; il suffit que celui-ci se répète (cette répétition peut être aléatoire) en restant identique à lui-même. Mais une telle restriction, exclut l'oscilloscope à échantillonnage pour l'observation d'un évènement bref unique.

Les performances de ces oscilloscopes sont actuellement les suivantes :

- Bande passante : 12,4GHz
- Sensibilité : 1mV/cm
- Vitesse apparente de balayage : 10ps/cm

I.4 - NECESSITE DE L'ECHANTILLONNAGE D'UN SIGNAL BREF UNIQUE.

Les oscilloscopes que nous venons de décrire succinctement présentent d'excellentes caractéristiques, mais leur utilisation reste limitée à l'observation de signaux compris dans une bande passante allant de 0 à 100 MHz pour les faibles amplitudes et jusqu'à 2000 MHz pour les signaux d'amplitude supérieure à 4V. Lorsqu'ils sont répétitifs, cette bande peut être étendue au-delà de 10Ghz.

Toutefois, lorsque l'évènement est à la fois bref, unique et de faible amplitude, les oscilloscopes existants ne répondent plus aux besoins des expérimentateurs désirant observer certains phénomènes

physiques tels que ceux rencontrés par exemple dans l'étude :

- Des détecteurs "P.I.N." : l'observation de l'impulsion délivrée par une jonction "P.I.N.", permet d'étudier les différents processus de collection des électrons et des trous.

- Des "Lasers" : certains laboratoires étudient la production d'impulsions "Laser" excessivement brèves, émises erratiquement et de forme rarement reproductible.

Il est donc nécessaire de développer un "dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique" capable de combler ces "lacunes".

Afin de délimiter le domaine déjà "couvert" par les oscilloscopes existants, nous avons tracé un diagramme* sensibilité/bande passante, pour les oscilloscopes les plus rapides se trouvant actuellement sur le marché.

Nous remarquons que la partie "inexplorée", représentée sur le diagramme par la zone hachurée, reste encore importante.

Compte tenu des limitations et des considérations développées précédemment, nous allons tenter d'élargir le domaine d'application des oscilloscopes en appliquant le principe de l'échantillonnage à l'observation d'un signal bref unique ; cette observation s'effectuant sur un oscilloscope classique.

Ce sera là le but de notre travail.

* Figure 4.

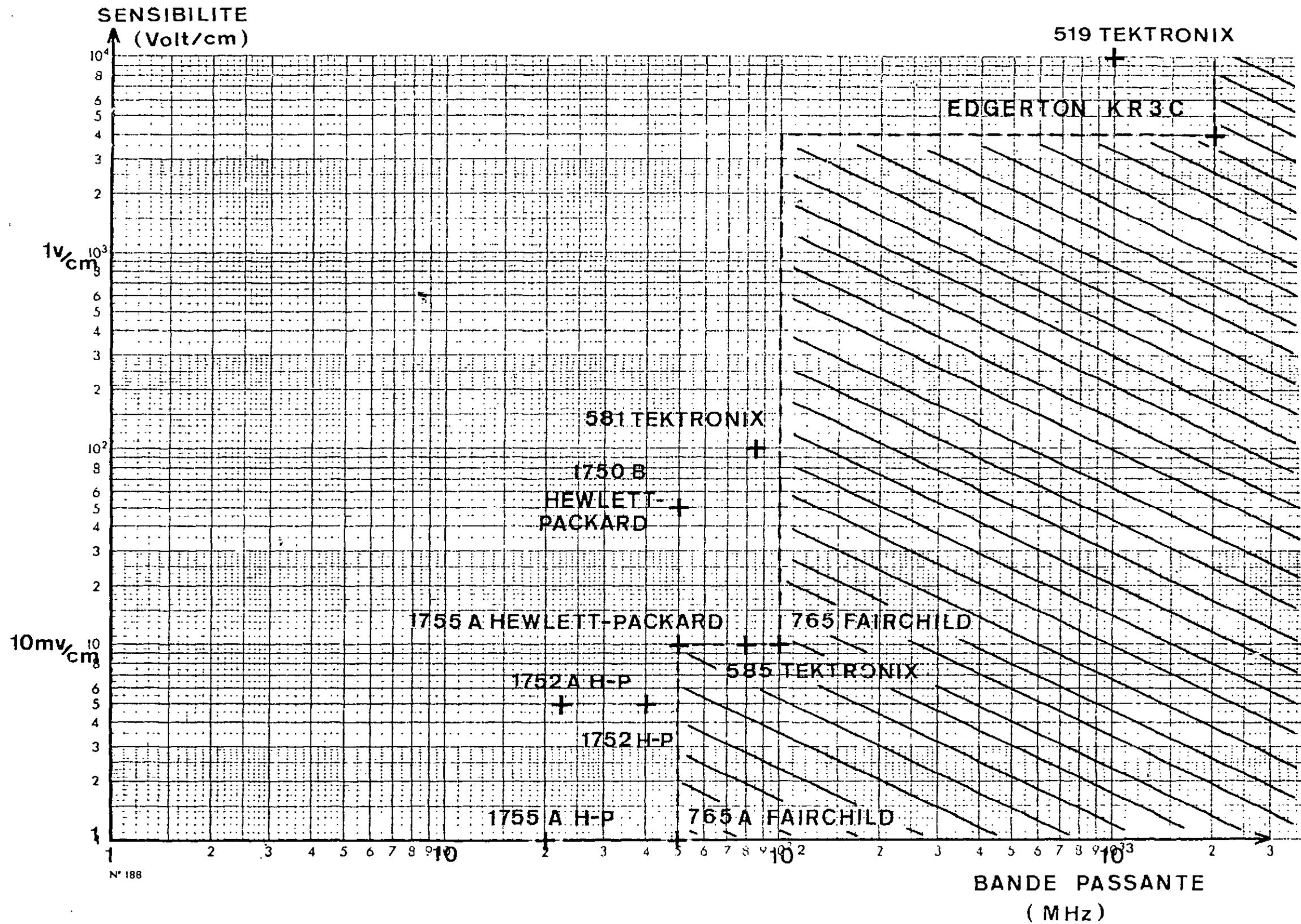


Figure 4 - "Diagramme sensibilité/bande passante".

II - MÉTHODES D'ÉCHANTILLONNAGE D'UN SIGNAL BREF UNIQUE

L'échantillonnage d'un signal bref unique peut s'effectuer de deux façons différentes :

1/ le signal est envoyé dans une mémoire analogique circulante, pour être ensuite échantillonné à chacun de ses passages.

2/ le signal est réparti sur autant de voies que l'on désire avoir de points d'échantillonnage pour obtenir la définition voulue ; rappelons que nombre d'échantillons et bande passante sont reliés par le théorème de Shannon dont nous reparlerons plus loin. Chacun de ces nouveaux signaux sera alors échantillonné indépendamment.

Nous allons analyser rapidement ces deux modes de fonctionnement et les problèmes qu'ils soulèvent.

II.1 - MEMOIRES ANALOGIQUES CIRCULANTES.

Les possibilités d'échantillonnage à partir de l'utilisation d'une mémoire circulante ont été étudiées à l'aide de la configuration schématisée figure 5.

L'impulsion à échantillonner est dirigée par une diode de séparation rapide, vers l'entrée d'un câble coaxial dont l'autre extrémité est ouverte. L'échantillonnage s'effectue sur les réflexions successives (oscillogramme A). Toutefois, lors de chacun de ses trajets, le signal subit une distorsion visible sur l'oscillogramme B qui représente l'impulsion d'entrée superposée aux trois premières réflexions. Cette distorsion est due aux causes suivantes :

1/ la résistance linéique n'est pas négligeable et produit sur une longueur suffisante une atténuation du signal.

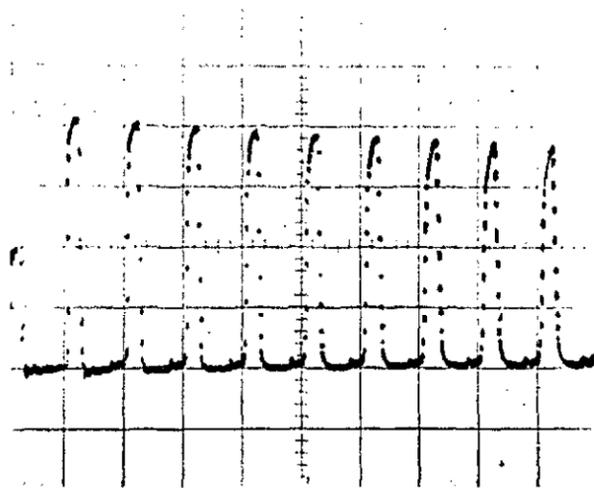
2/ la résistance linéique et la self inductance linéique dépendent de la fréquence par suite de l'effet pelliculaire.

3/ la conductance linéique de fuite n'est pas rigoureusement nulle et sa valeur varie avec la fréquence.

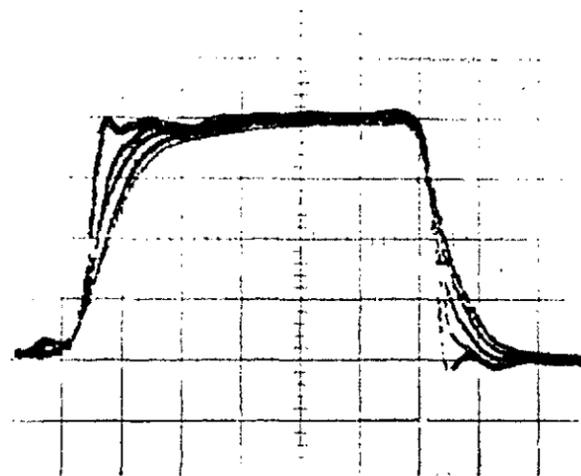
Toutefois, avec les isolants utilisés habituellement dans les câbles coaxiaux, les pertes diélectriques restent toujours négligeables jusqu'à des fréquences élevées. Ces pertes ne deviennent prépondérantes qu'à des fréquences supérieures à 2GHz [3].

D'autre part, la réponse d'un câble coaxial à une tension saut unité est donnée par la relation suivante [2] :

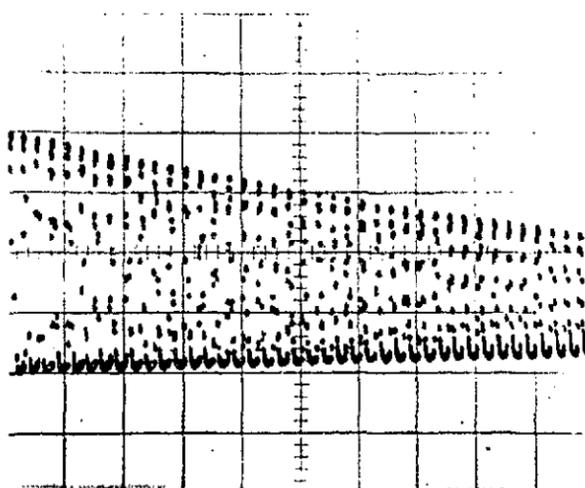
$$T = \frac{4,35 \mu \epsilon}{16 \mu^2 \sigma 60^2} \frac{l^2}{d^2 \left(\log \frac{D}{d} \right)^2}$$



A) Réflexions successives
2 volts/c - 50 ns/c



B) Impulsion d'entrée superposée aux 3
lères réflexions. 2 volts/c - 2 ns/c



C) Réflexions successives
2 volts/c - 200 ns/c

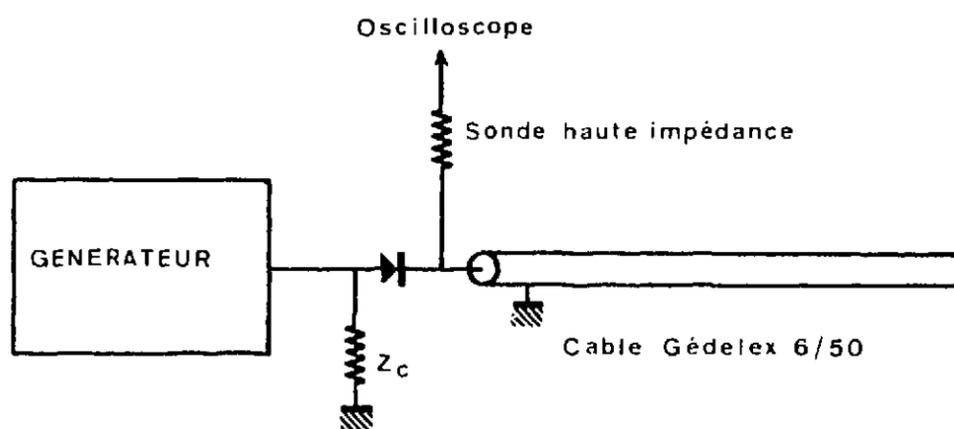


Figure 5 - Possibilité d'échantillonnage à partir d'une mémoire circulante.

Le temps de montée est proportionnel au carré de la longueur parcourue, le signal va donc se dégrader très rapidement (oscillogramme C) et après quelques réflexions, l'information recueillie sera tout à fait aberrante.

Diverses méthodes permettent de s'affranchir de cette dégradation :

II.1.1 - A condition de bien connaître la réponse transitoire du câble coaxial utilisé, il est possible de compenser les pertes en régénérant le signal à chacun de ses passages en un point déterminé du câble ; ceci à l'aide d'un amplificateur approprié de gain légèrement supérieur à l'unité. Cet amplificateur devra avoir les caractéristiques suivantes :

- Entrée 50Ω
- Sortie 50Ω (sans inversion de phase)
- Gain $\# 1$
- La courbe de réponse $G = f(\omega)$ doit être identique à la courbe d'atténuation du câble.

L'information analogique devant être totalement conservée, l'amplificateur ne doit absolument pas déformer le signal. Cette condition semble assez difficile à réaliser, et ceci pour deux raisons :

a) Le passage capacitif dû aux capacités inter-électrodes des transistors utilisés viendra se superposer au signal de sortie.

b) Le temps de transit de l'amplificateur : en effet, cet amplificateur doit être linéaire, il sera donc contre-réactionné ; l'effet de cette contre-réaction viendra également se superposer au signal de sortie avec un certain retard.

II.1.2 - Il est possible aussi d'améliorer la réponse transitoire du câble coaxial, en le refroidissant à la température de l'azote liquide, ce qui permet de diminuer sensiblement les pertes par effet Joule.

II.1.3 - La dernière solution consisterait à utiliser un câble coaxial supraconducteur à la température de l'hélium liquide ($4,2^\circ\text{K}$). Certaines firmes et notamment EDGERTON [4] et WESTINGHOUSE [5] aux Etats-Unis, la C.G.E. [6] en France développent des lignes coaxiales supraconductrices.

Ces lignes sont de faible diamètre, environ 1mm. Le conducteur central ($1/4$ de mm) est généralement en niobium ($T_c = 8,7^\circ\text{K}$) et le conducteur extérieur en plomb ($T_c = 7,22^\circ\text{K}$), l'isolant est en téflon.

Les résultats obtenus sont excellents ; il semblerait que le temps de montée varie comme la racine carrée de la longueur [6].

Dispositif d'échantillonnage associé au mode "mémoire circulante".

Nous allons décrire un dispositif pouvant être associé au mode "mémoire circulante". Le bloc synoptique (figure 6) en donne le principe.

Fonctionnement : Le circuit de mise en forme déclenche un générateur rapide délivrant un train d'impulsions ; ces impulsions sont émises à une fréquence légèrement inférieure à celle déterminée par la longueur du câble mémoire (un aller-retour) ; cette différence détermine le pas d'échantillonnage. Ces impulsions, donnent chacune naissance à une impulsion brève d'échantillonnage qui permettra la prise d'échantillon lequel sera dirigé vers l'un des éléments de mémoires ouverts successivement par le premier registre. Cette mémorisation terminée, un second registre est déclenché par l'intermédiaire d'un générateur de train d'impulsions de fréquence relativement basse qui iront autoriser la lecture de chaque mémoire. Les informations sont successivement dirigées vers un oscilloscope classique.

II.2 - REPARTTEURS MULTI-VOIES.

Le signal à échantillonner est réparti sur plusieurs voies, chaque signal est alors traité indépendamment.

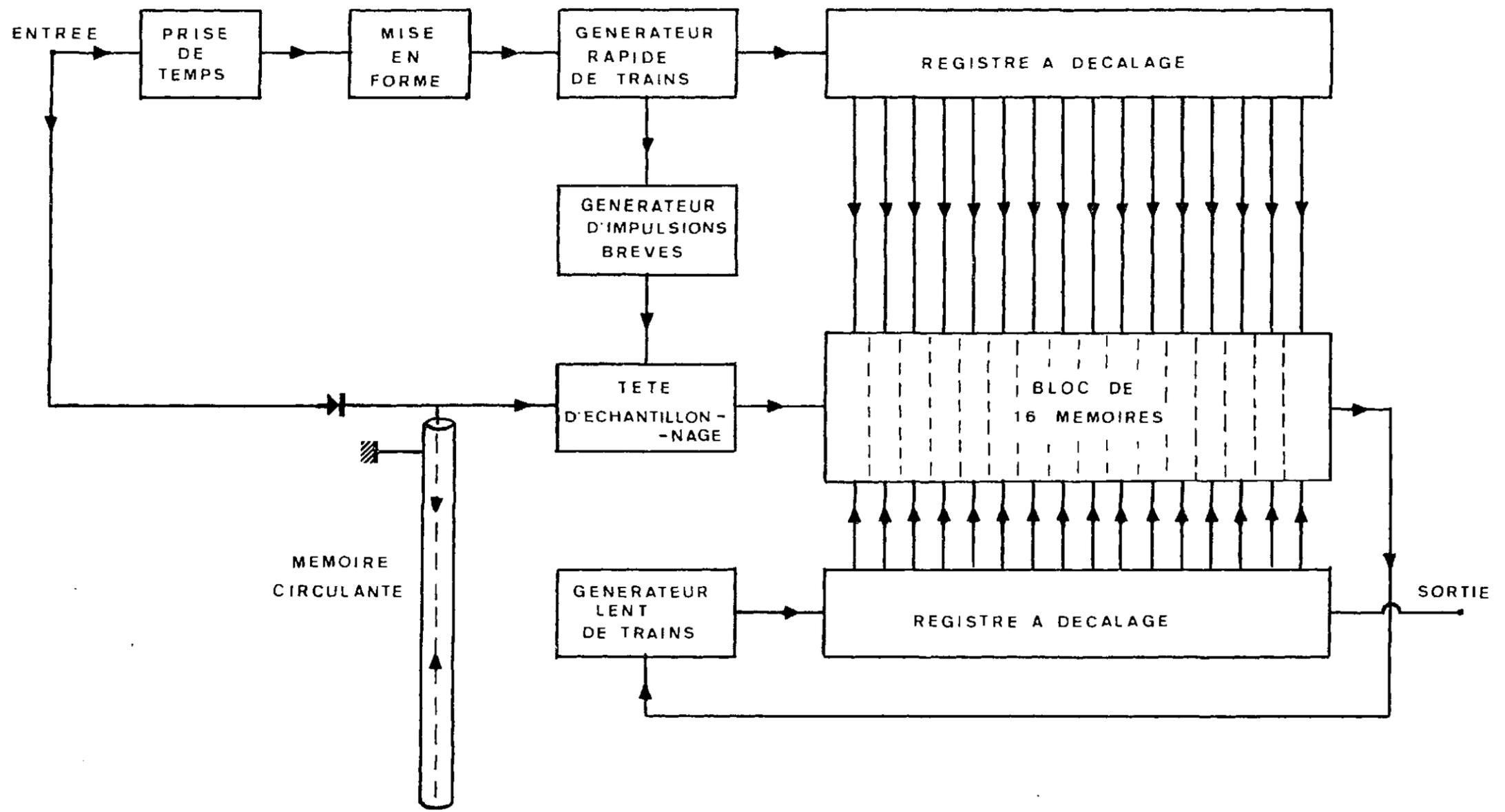


Figure 6 - Dispositif d'échantillonnage associé au mode "mémoire circulante".

De tels répartiteurs [7], pour une atténuation minimale, doivent pouvoir transmettre à la fois des fronts d'une durée inférieure à 0,5ns et des paliers pouvant aller jusqu'à 100ns.

Deux solutions retiennent notre attention :

II.2.1 - Les répartiteurs à résistances.

Ils présentent quelques difficultés d'ordre technologique, notamment en ce qui concerne la réalisation d'une structure coaxiale et l'utilisation de résistances divisées ou de résistances "disques" assez coûteuses.

D'autre part, pour un répartiteur 16 voies par exemple, l'atténuation minimale sera de 24db ; ce qui pour une tête d'échantillonnage ayant une sensibilité minimale de 10mV correspond à un minimum d'amplitude détectable de 160mV.

II.2.2 - Les répartiteurs "translignes".

Il existe actuellement des ferrites de très bonne qualité, permettant de réaliser des translignes capables de transmettre des impulsions brèves et des paliers importants. La réalisation de translignes d'impédance déterminée ne pose pas de problèmes particuliers. De plus, dans le cas d'un répartiteur 16 voies à "translignes", l'atténuation n'est plus que de 12db.

Dispositif d'échantillonnage associé au mode "répartiteur multi-voies".

Le bloc synoptique (figure 7) donne le principe du dispositif associé au mode "répartiteur multi-voies".

Fonctionnement : Le signal d'entrée est réparti sur 16 voies, suivies chacune d'une "tête" d'échantillonnage. Le "pas" d'échantillonnage est déterminé par les différences de longueur de câble reliant les sorties "Générateur d'impulsions brèves" aux entrées "échantillonnage".

L'échantillonnage a lieu simultanément sur les 16 voies et concerne la totalité du signal, chaque échantillon est ensuite allongé. D'autre part, l'arrivée du signal à échantillonner a provoqué le déclenchement de l'horloge qui délivre un train d'impulsions à 10MHz. Ces impulsions, réparties sur 16 voies par l'intermédiaire du registre à décalage, vont ouvrir chacune successivement une porte, effectuant ainsi l'échantillonnage "lent" ; les 16 informations sont mélangées et dirigées vers un oscilloscope classique.

II.3.- CHOIX DE LA METHODE D'ECHANTILLONNAGE.

L'échantillonnage d'un signal bref unique réalisé à partir d'une mémoire circulante présente certains attraits et ne nécessite notamment qu'une seule cellule d'échantillonnage.

Mais nous devons noter :

1/ Dans le cas d'une mémoire circulante réalisée à partir d'un câble coaxial utilisé à température ambiante ou même refroidi : les pertes restent importantes ; le câble devra donc être aussi court que possible, ce qui réduit considérablement la gamme d'utilisation du dispositif réalisé à partir de ce principe et nécessite une "tête" d'échantillonnage très rapide.

2/ Dans le cas d'une mémoire circulante supraconductive : le matériel de mise en oeuvre est important ; la mise en "condition" d'un cryostat hélium liquide est assez longue, son autonomie reste faible.

De plus, le problème de la "sortie" de la mémoire supraconductive n'a pas encore été résolu d'une façon satisfaisante. En effet, les circuits électroniques d'échantillonnage, ne fonctionnent pas à très basse température, ils seront donc assez éloignés de la mémoire et le signal à échantillonner effectuera une petite partie de son trajet dans une ligne coaxiale qui ne sera pas supraconductive. Les pertes subies sur ce trajet contribuent sensiblement aux pertes totales finales.

Ces problèmes ne permettent pas une utilisation "aisée" de ce dispositif.

Ces considérations nous ont incités à porter notre choix sur le principe d'un échantillonnage simultané, effectué à partir d'un répartiteur multi-voie.

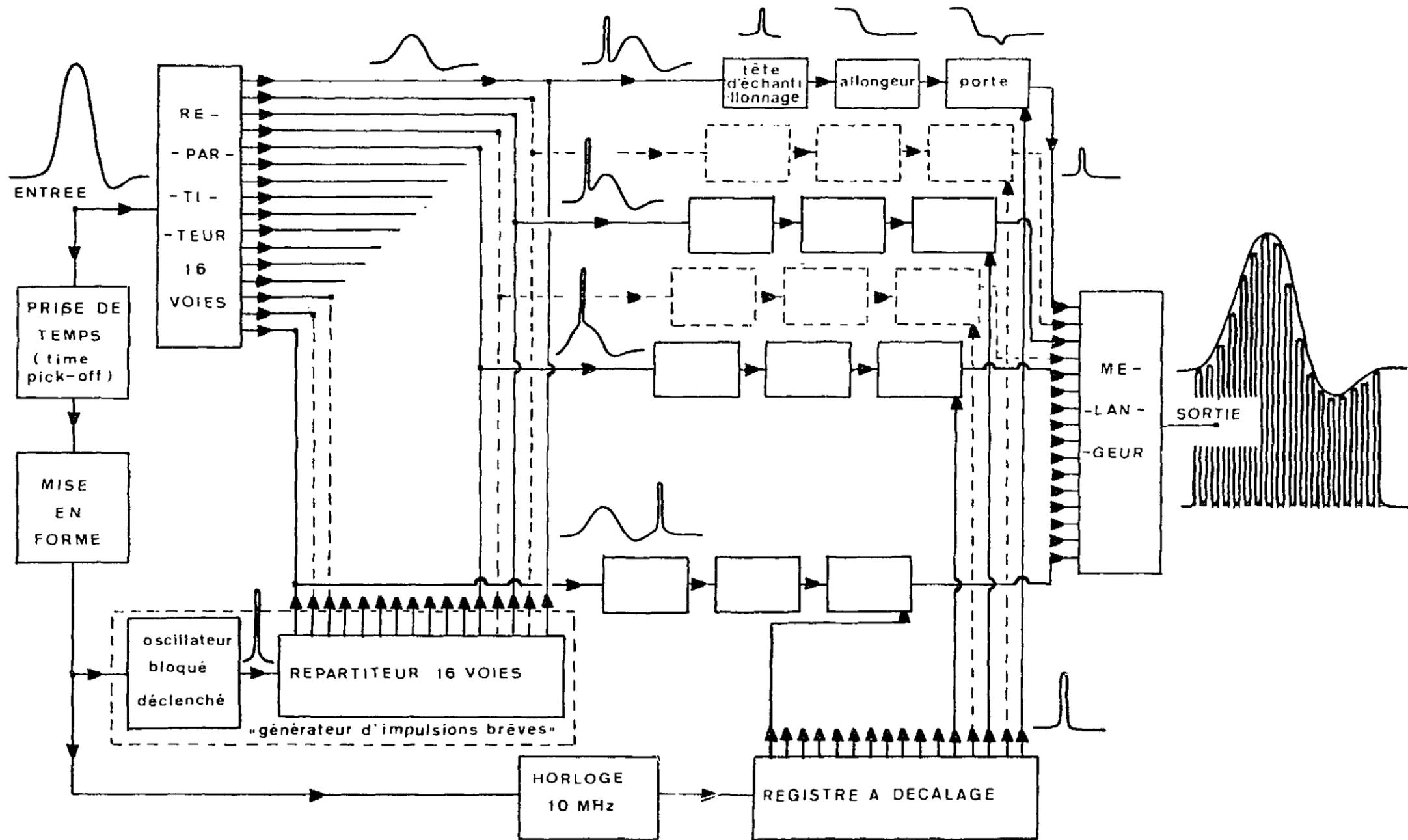


Figure 7 - "Dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique".

III - DISPOSITIF D'ÉCHANTILLONNAGE SIMULTANÉ A RÉPARTITEUR MULTI-VOIE

Nous avons adopté le bloc synoptique décrit précédemment et nous allons en analyser les différentes fonctions.

III.1. REPARTITEUR 16 VOIES A "TRANSLIGNES".

Nous devons souligner l'importance de la fonction "répartiteur 16 voies" ; de ses performances dépendront la sensibilité et la bande passante du dispositif d'échantillonnage. En effet, la sensibilité est fonction de l'atténuation, laquelle dépend essentiellement de la configuration adoptée pour la réalisation du répartiteur ; quant à la bande passante, elle est tributaire de la qualité des transignes qui constituent ce même répartiteur.

La gamme d'analyse envisagée est la suivante :

- Amplitude : $50\text{mV} < A < 500\text{mV}$
- Durée : $0,5\text{ns} < \theta < 3\text{ns}$

Toutefois, en prévision d'améliorations pouvant intervenir ultérieurement, notamment en ce qui concerne l'élargissement de la gamme "durée", nous nous sommes attachés à optimiser les performances du répartiteur ; aussi, avons nous réalisé des transignes capables de transmettre à la fois : un temps de montée inférieur à 0,5ns et un palier (composante BF) supérieur à 100ns.

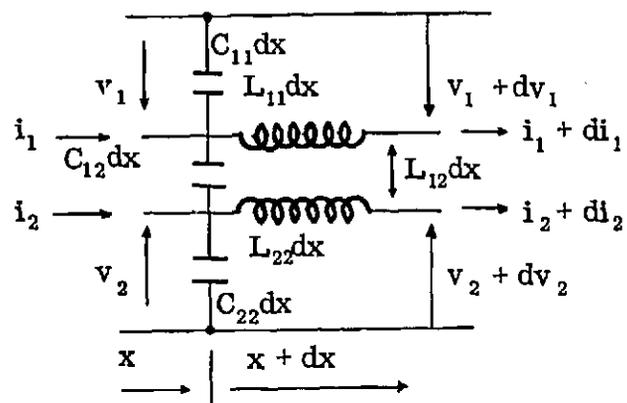
Notons également, qu'il importe que le répartiteur soit correctement adapté, ce qui nécessite des transignes d'impédance caractéristique précise.

Le "transligne".

Dans ce qui suit, nous utiliserons le terme "transligne" pour désigner une ligne de transmission formée de deux fils jointifs bobinés sur un tore [8].

Ce dispositif est comparable à un ensemble de deux lignes de transmission couplées. Afin de mettre en évidence les modes de propagation existant dans un tel système, nous allons écrire les équations qui en régissent l'état vibratoire [9] :

$$\begin{aligned}
 - \frac{\partial v_1}{\partial x} &= L_{11} \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_{12} \frac{\partial i_2}{\partial t} \\
 - \frac{\partial v_2}{\partial x} &= L_{12} \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_{22} \frac{\partial i_2}{\partial t} \\
 - \frac{\partial i_1}{\partial x} &= C_{11} \frac{\partial v_1}{\partial t} - C_{12} \frac{\partial v_2}{\partial t} \\
 - \frac{\partial i_2}{\partial x} &= -C_{12} \frac{\partial v_1}{\partial t} + C_{22} \frac{\partial v_2}{\partial t}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$



Prenons les transformées de Laplace de ces équations

$$\begin{aligned}
 & \left. \begin{aligned}
 - \frac{dV_1}{dx} &= p L_{11} I_1 + p L_{12} I_2 \\
 - \frac{dV_2}{dx} &= p L_{12} I_1 + p L_{22} I_2
 \end{aligned} \right\} a \\
 & \left. \begin{aligned}
 - \frac{dI_1}{dx} &= p C_{11} V_1 - p C_{12} V_2 \\
 - \frac{dI_2}{dx} &= - p C_{12} V_1 + p C_{22} V_2
 \end{aligned} \right\} b
 \end{aligned} \tag{2}$$

Nous pouvons obtenir un nouveau groupe de relations en dérivant une seconde fois le groupe d'équations (1). Si nous prenons les transformées de Laplace de ce nouveau groupe d'équations et si nous considérons que dans le cas d'un transligne, il y a symétrie électromagnétique, c'est-à-dire que

$$\begin{aligned}
 & L_{11} = L_{22} = L \\
 \text{et} & \\
 & C_{11} = C_{22} = C,
 \end{aligned}$$

nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 \frac{d^2 V_1}{dx^2} &= p^2 V_1 (LC - L_{12} C_{12}) + p^2 V_2 (L_{12} C - L C_{12}) \\
 \frac{d^2 V_2}{dx^2} &= p^2 V_1 (L_{12} C - L C_{12}) + p^2 V_2 (LC - L_{12} C_{12}) \\
 \frac{d^2 I_1}{dx^2} &= p^2 I_1 (LC - L_{12} C_{12}) + p^2 I_2 (L_{12} C - L C_{12}) \\
 \frac{d^2 I_2}{dx^2} &= p^2 I_1 (L_{12} C - L C_{12}) + p^2 I_2 (LC - L_{12} C_{12})
 \end{aligned}$$

Nous savons d'autre part que les coefficients de couplage sont définis par les relations :

- Couplage capacitif :

$$K_c = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} C_{22}}} = \frac{C_{12}}{C}$$

- Couplage inductif :

$$K_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} = \frac{L_{12}}{L}$$

Posons :

$$LC - L_{12} C_{12} = LC \left(1 - \frac{L_{12} C_{12}}{LC} \right) = LC (1 - K_c K_L) = A$$

et

$$L_{12} C - LC_{12} = LC \left(\frac{L_{12}}{L} - \frac{C_{12}}{C} \right) = LC (K_L - K_c) = B$$

Le système d'équations précédent va donc s'écrire :

$$\left(\frac{d^2V_1}{dx^2}\right) = p^2 (AV_1 + BV_2) \quad (a) \quad (3)$$

$$\left(\frac{d^2V_2}{dx^2}\right) = p^2 (BV_1 + AV_2) \quad (b)$$

$$\left(\frac{d^2I_1}{dx^2}\right) = p^2 (AI_1 + BI_2)$$

$$\left(\frac{d^2I_2}{dx^2}\right) = p^2 (BI_1 + AI_2) \quad (4)$$

Eliminons V_2 dans le groupe d'équation (3), de (3a) nous tirons :

$$V_2 = \frac{1}{p^2B} \left[\frac{d^2V_1}{dx^2} - p^2AV_1 \right]$$

d'autre part,

$$\frac{d^2}{dx^2} \left(\frac{d^2V_1}{dx^2} \right) = \frac{d^4V_1}{dx^4} = p^2A \frac{d^2V_1}{dx^2} + p^2B \frac{d^2V_2}{dx^2}$$

d'où :

$$\frac{d^2V_2}{dx^2} = \frac{1}{p^2B} \left[\frac{d^4V_1}{dx^4} - p^2A \frac{d^2V_1}{dx^2} \right] \quad (5)$$

En portant l'expression de V_2 dans (3b) nous obtenons :

$$\frac{d^2V_2}{dx^2} = p^2BV_1 + \frac{p^2A}{p^2B} \left[\frac{d^2V_1}{dx^2} - p^2AV_1 \right] \quad (6)$$

En égalisant (4) et (5) et en simplifiant, il vient finalement :

$$\frac{d^4V_1}{dx^4} - 2p^2A \frac{d^2V_1}{dx^2} + (A^2 - B^2) p^4V_1 = 0$$

La solution générale de cette équation différentielle est de la forme :

$$V_1 = (M_+ e^{\gamma_1 x} + M_- e^{-\gamma_1 x}) + (P_+ e^{\gamma_2 x} + P_- e^{-\gamma_2 x})$$

Ecrivons l'équation caractéristique :

$$\gamma^4 - 2p^2A \gamma^2 + (A^2 - B^2) p^4 = 0$$

d'où nous extrayons les racines :

$$\gamma_1^2 = p^2 (A-B) = p^2 LC [(1 - K_c K_L) - (K_L - K_c)] \quad (7)$$

$$\gamma_2^2 = p^2 (A+B) = p^2 LC [(1 - K_c K_L) + (K_L - K_c)] \quad (8)$$

Le calcul de V_2 s'effectue en portant V_1 dans l'équation (3a) nous obtenons :

$$V_2 = \frac{\gamma_1^2 - p^2A}{p^2B} (M_+ e^{\gamma_1 x} + M_- e^{-\gamma_1 x}) + \frac{\gamma_2^2 - p^2A}{p^2B} (P_+ e^{\gamma_2 x} + P_- e^{-\gamma_2 x})$$

avec

$$\frac{\gamma_1^2 - p^2 A}{p^2 B} = - \frac{K_L - K_C}{K_L - K_C} = -1$$

et

$$\frac{\gamma_2^2 - p^2 A}{p^2 B} = \frac{K_L - K_C}{K_L - K_C} = +1$$

d'où finalement

$$V_1 = (P_+ e^{\gamma_2 x} + P_- e^{-\gamma_2 x}) + (M_+ e^{\gamma_1 x} + M_- e^{-\gamma_1 x}) \quad (9)$$

$$V_2 = (P_+ e^{\gamma_2 x} + P_- e^{-\gamma_2 x}) - (M_+ e^{\gamma_1 x} + M_- e^{-\gamma_1 x}) \quad (10)$$

Les termes $(P_+ e^{\gamma_2 x} + P_- e^{-\gamma_2 x})$ et $(M_+ e^{\gamma_1 x} + M_- e^{-\gamma_1 x})$ expriment chacun la tension le long d'une ligne lorsqu'elle est le siège d'une onde T.E.M. Ceci met donc en évidence l'existence de deux modes de propagation superposés :

Le mode "pair" : les deux lignes sont à des potentiels identiques,

Le mode "impair" : les deux lignes sont à des potentiels opposés.

D'autre part, dans le cas d'un transligne, il est évident que les constantes de propagation sont égales $\gamma_1 = \gamma_2$ ce qui implique d'après les relations (6) et (7)

$$K_C = K_L = K$$

les coefficients de couplage capacitif et inductif sont égaux. Nous avons donc :

$$\gamma = p \sqrt{LC(1-K^2)}$$

Nous allons également déterminer les impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 correspondant respectivement aux modes pair et impair.

Nous avons sous la forme matricielle

$$\boxed{Z}^2 = \boxed{L} \boxed{C}^{-1}$$

avec

$$L = \begin{vmatrix} L & L_{12} \\ L_{12} & L \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad C = \begin{vmatrix} C & -C_{12} \\ -C_{12} & C \end{vmatrix}$$

d'où

$$\boxed{C}^{-1} = \frac{1}{C^2(1-K^2)} \begin{vmatrix} C & C_{12} \\ C_{12} & C \end{vmatrix}$$

et

$$\boxed{Z}^2 = \boxed{L} \boxed{C}^{-1} = \frac{L}{C(1-K^2)} \begin{vmatrix} 1+K^2 & 2K \\ 2K & 1+K^2 \end{vmatrix}$$

La diagonalisation de cette matrice va nous permettre d'extraire les deux impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 . Si nous appelons \boxed{U} , la matrice "carré des directions", et \boxed{d} la matrice diagonalisée, nous avons la relation :

$$\boxed{d} = \boxed{U}^{-1} \boxed{A} \boxed{U}$$

soit dans notre cas :

$$\boxed{d}^2 = \boxed{U}^{-1} \boxed{Z}^2 \boxed{U}$$

Tout calcul fait, nous obtenons :

$$U = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix} \quad \text{et finalement}$$

$$\begin{vmatrix} Z_1 & 0 \\ 0 & Z_2 \end{vmatrix}^2 = \frac{L}{C(1-K^2)} \begin{vmatrix} (1+K)^2 & 0 \\ 0 & (1-K)^2 \end{vmatrix}$$

soit

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{(1+K)}{(1-K)}} \quad (\text{mode pair}) \quad (11)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{(1-K)}{(1+K)}} \quad (\text{mode impair}) \quad (12)$$

En résumé, dans un transligne, la transmission d'un signal s'effectue simultanément selon deux modes distincts :

Le mode Pair : les courants sont de mêmes sens, le champ électromagnétique est étendu, une partie importante de l'énergie transmise par l'intermédiaire de ce mode sera perdue.

Le mode Impair : les courants sont opposés, le champ électromagnétique occupe une petite partie de l'espace entourant les deux conducteurs, l'énergie rayonnée est faible.

Il convient donc de favoriser le mode de transmission impair aux dépens du mode pair. Il suffit pour cela de remarquer que l'énergie transmise se partage en raison inverse des impédances caractéristiques de chacun des modes de transmission ; il faudra donc augmenter Z_1 , ce qui revient d'après les expressions (11) et (12) à améliorer le couplage K .

D'autre part, l'existence de deux modes de propagation suggère un circuit équivalent formé de deux "sous-circuit" en parallèle, l'un correspondant au mode pair où les courants sont de même sens, les deux lignes sont supposées en parallèle ; l'autre correspondant au mode impair dans lequel les courants sont de sens opposés, les deux lignes sont supposées en série.

Ce circuit équivalent est représenté figure 8. Nous remarquons qu'une self $L_0/2$ shunte l'entrée du mode impair et sera à l'origine d'une différentiation de l'impulsion transmise. Si nous envisageons le passage de "paliers" importants la constante de temps devra être grande, il nous faudra augmenter L_0 . Nous savons que pour un tore de section rectangulaire, la self inductance est donnée par la relation (10) :

$$L (\mu H) = 0,00461 \mu n^2 h \log \frac{D}{d}$$

avec :

μ : perméabilité relative de la ferrite,

n : nombre de spires,

h : hauteur du tore en cm,

D : diamètre extérieur du tore,

d : diamètre intérieur du tore.

Nous avons trois possibilités d'augmenter L_0 :

1/ Utiliser un tore de dimensions importantes : sans évoquer ici les avantages de la "miniaturisation", nous soulignerons qu'un accroissement du volume du tore entraînerait une augmentation des selfs de fuites et des capacités parasites, donc, une diminution de la largeur de bande.

2/ Appliquer une méthode décrite par J.C. BALLAND, R. GAILLARD, J. PIGNFRET et J.J. SAMUELI [11] qui consiste à utiliser deux transformateurs montés en série :

- le premier, destiné à transmettre la composante BF, comporte un grand nombre de spires (n),
- le second, prévu pour transmettre le front de montée, n'en comporte qu'un petit nombre ($n/10$).

Ce dispositif donne d'excellents résultats, mais n'a pu être utilisé dans notre montage, ceci revenant à multiplier par 2 le nombre des transformateurs nécessaires à la réalisation de notre répartiteur.

3/ Augmenter le nombre de spires : ceci revient à allonger la ligne, ce qui entraîne une augmentation du retard. Hors, nous savons que le temps de montée d'une section de ligne varie comme le carré de la longueur de la ligne. Nous devons donc faire un compromis entre le front de montée et la dérivation du palier.

4/ Augmenter la perméabilité : c'est la seule possibilité valable d'augmenter L . Il y aura donc intérêt à choisir un matériau ayant un μ aussi grand que possible.

Impédance caractéristique :

La réalisation de "translignes" d'impédance déterminée, n'occasionne pas de problèmes particuliers. L'impédance caractéristique d'un tel dispositif dépend du diamètre du fil utilisé et de la distance entre les deux fils. Cette impédance est donnée par la relation :

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} 276 \log_{10} \frac{2D}{d}$$

avec :

d : diamètre des conducteurs,

D : distance entre les deux conducteurs.

Afin d'éviter les ruptures d'impédance D devra rester constant ; il est donc préférable de torsader ensemble deux conducteurs isolés de manière à ce que D soit déterminé uniquement par l'épaisseur de l'isolant.

Notre choix a été déterminé par les résultats des mesures effectuées au réflectomètre.

Réalisation pratique :

Ces translignes sont bobinés en bi-filaire. L'écartement des spires doit être suffisant de façon à éviter les interactions et à minimiser les capacités parasites. Les connexions sont aussi courtes que possible.

De cette manière, nous avons bobiné 5 spires sur un tore 3E2 type 9/6/3 fabriqué par COPRIM ($\mu = 7000$).

Les conducteurs utilisés sont les suivants :

1/ Pour les translignes d'impédance caractéristique 100Ω , fil 3/10 FILOTEX gaine thermoplastique.

2/ Pour les translignes d'impédance caractéristique 50Ω : fil émaillé soudable 3/10.

Notons que le mode "transligne" doit subsister jusqu'à la sortie, il est donc nécessaire de séparer les masses ; ce qui permet également de s'affranchir des passages capacitifs.

Le répartiteur 16 voies.

1/ Caractéristiques :

Entrée 50Ω

16 sorties 50Ω

Atténuation entre Entrée et Sortie 12dB

2/ Schéma partiel :

Le répartiteur 16 voies comprend 4 dispositifs identiques au schéma figure 9 montés en parallèle sur l'entrée. Le dispositif est inverseur. Il se compose de deux transignes 100Ω montés en série, dans chacun desquels sont également montés en série deux transignes 50Ω .

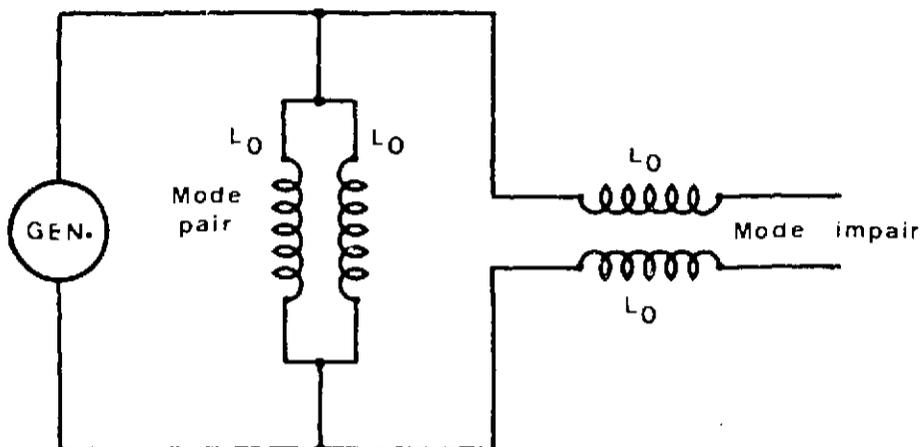


Figure 3 - Schéma équivalent d'un "transligne".

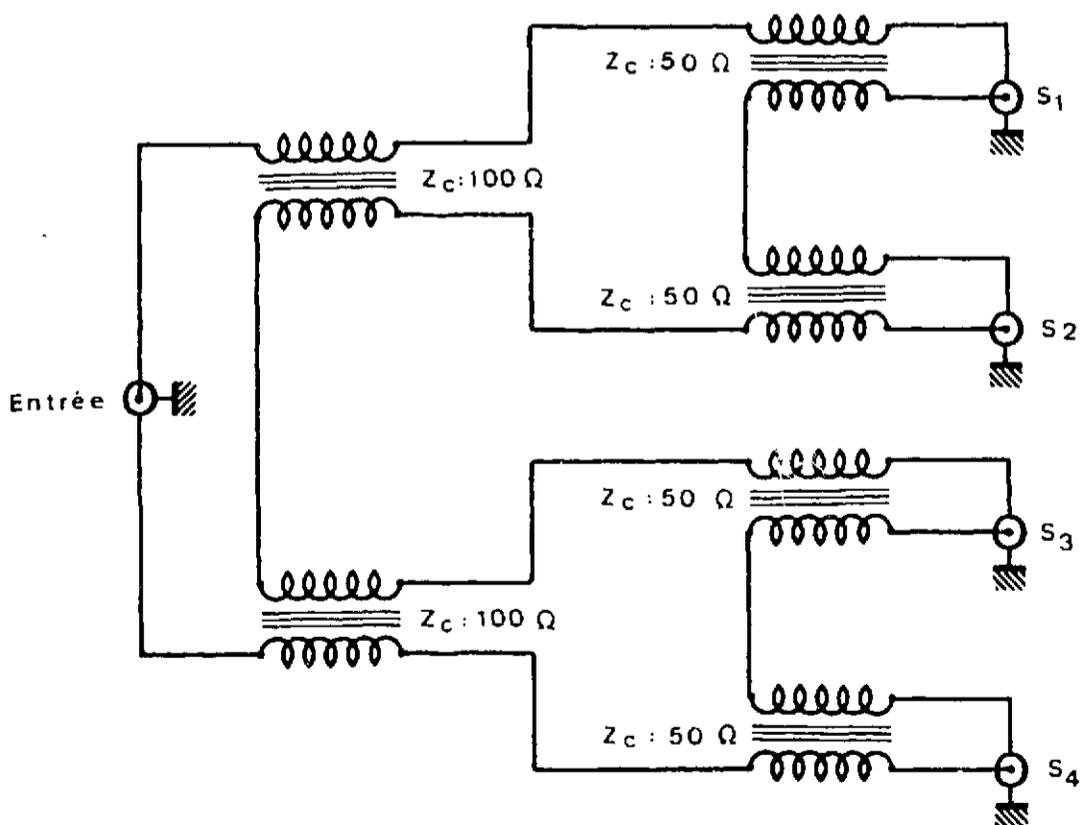


Figure 9 - Schéma partiel du "répartiteur 16 voies".

3/ Résultats obtenus :

Les photos de gauche figure 10 représentent les signaux d'entrée inversés, celles de droite montrent les réponses à ces signaux, les 16 sorties étant superposées.

III.2. PROCESSUS D'ECHANTILLONNAGE.

Il peut être schématisé à l'aide d'un interrupteur fermé périodiquement pendant un court instant. Le résultat se compose d'une suite de signaux dont l'amplitude représente l'élongation de l'impulsion échantillonnée, aux différents instants d'échantillonnage et permet de reconstituer cette impulsion. Toutefois, au cours de ce processus, une partie de l'information est perdue puisqu'il ne reste aucune donnée relative à cette impulsion en dehors des instants échantillonnés. Ceci impose donc des limitations qui peuvent être déterminées grâce au théorème de l'échantillonnage établi par SHANNON [12] et dont la réciproque peut s'énoncer de la manière suivante [13] :

"Un signal de spectre limité en fréquence, ne contenant aucune pulsation supérieure à ω_{rd}/s peut théoriquement être complètement reconstitué à partir d'une suite d'échantillons pris à des intervalles de temps de $1/2 (2\pi/\omega)$ seconde".

Ceci signifie que, si la fréquence la plus haute contenue dans le signal à échantillonner est F , la fréquence minimale d'échantillonnage devra être égale à $2 F$.

Il est évident qu'une telle condition ne pourrait être remplie dans le cas de l'échantillonnage d'un signal "nanoseconde". Nous devons alors faire appel à un artifice qui consiste à échantillonner à basse fréquence à l'aide d'une porte rapide ouverte par une impulsion excessivement brève et chaque fois décalée d'une valeur Δt . L'échantillonnage aura donc lieu aux instants :

$$T, T + \Delta t, T + 2\Delta t, T + 3\Delta t \dots\dots$$

Ainsi si F est la fréquence maximale contenue dans le signal à échantillonner, Δt devra être égal à $1/2 F$.

Dans ces conditions, le signal sera totalement reproduit, mais la bande passante du dispositif n'est fonction que du temps d'ouverture de la porte donc de la durée θ de l'impulsion d'échantillonnage. La bande passante et le temps d'ouverture sont liés par la relation :

$$B(\text{GHz}) = \frac{350}{\theta(\text{ps})}$$

Ces considérations nous font entrevoir l'importance de l'impulsion d'échantillonnage et donc de la porte rapide qu'elle aura à commander.

Nous allons examiner les différentes possibilités de réalisation de telles portes rapides. Le problème de la production et de la mise en forme de l'impulsion de commande fera l'objet du paragraphe suivant.

A - Les portes rapides d'échantillonnage.

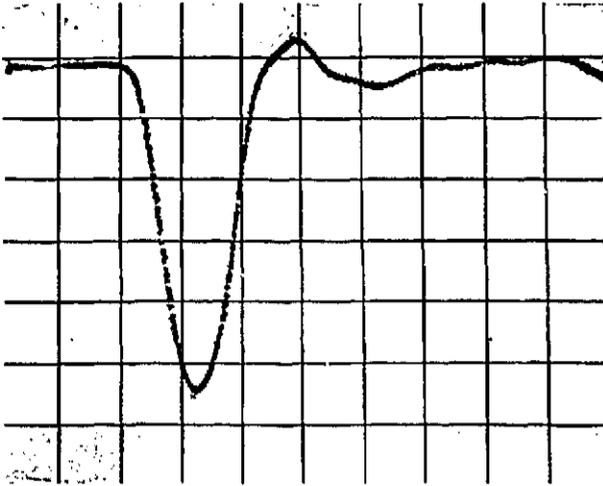
Nous allons décrire succinctement les trois types de portes le plus souvent utilisés dans les oscilloscopes à échantillonnage :

- a) Porte à une diode,
- b) Porte à quatre diodes en "Pont",
- c) Porte à deux diodes.

Porte à une diode :

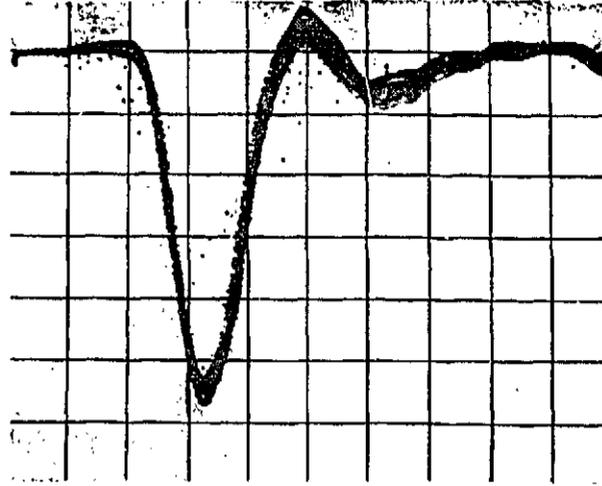
La figure 11 nous en donne le schéma. La diode polarisée négativement est bloquée de façon telle que le signal à observer ne puisse la faire conduire. On superpose à ce signal une impulsion brève d'échantillonnage dont seule la partie supérieure dépasse le seuil de blocage de la diode. L'amplitude transmise dépendra de celle du signal observé à cet instant.

ENTREES

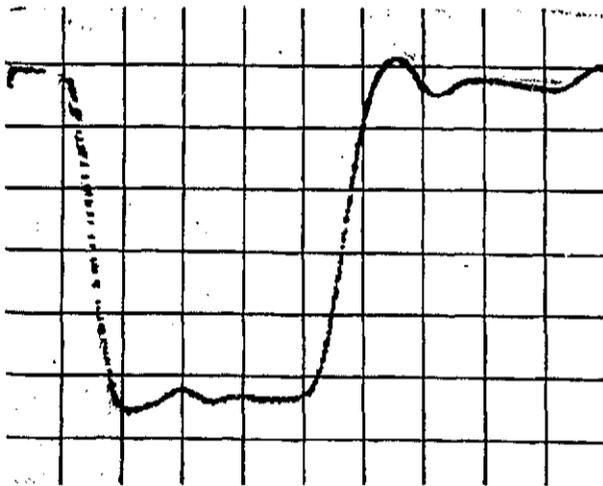


500 mV/c - 0,5 ns/c

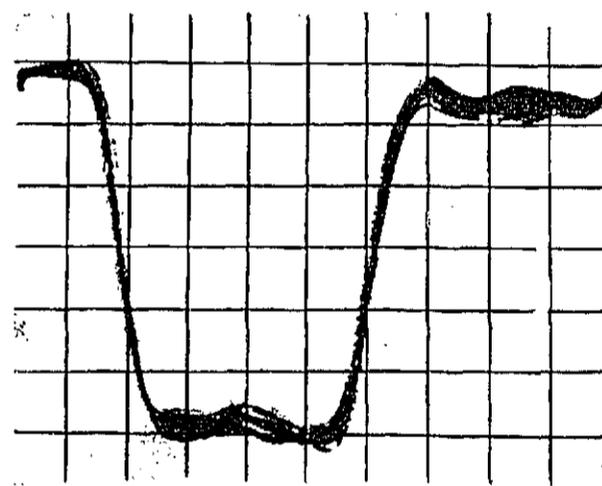
SORTIES



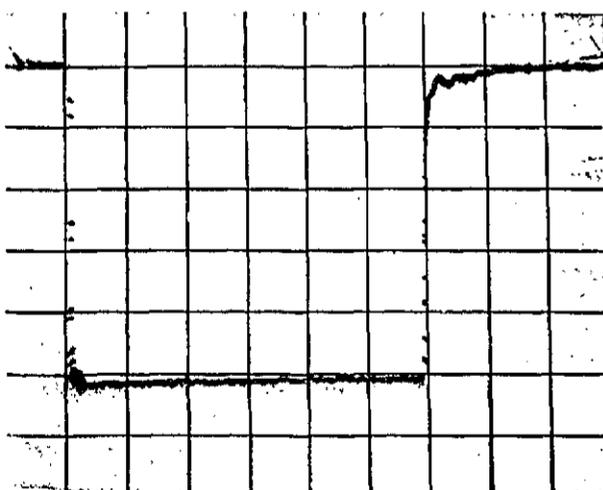
100 mV/c - 0,5 ns/c



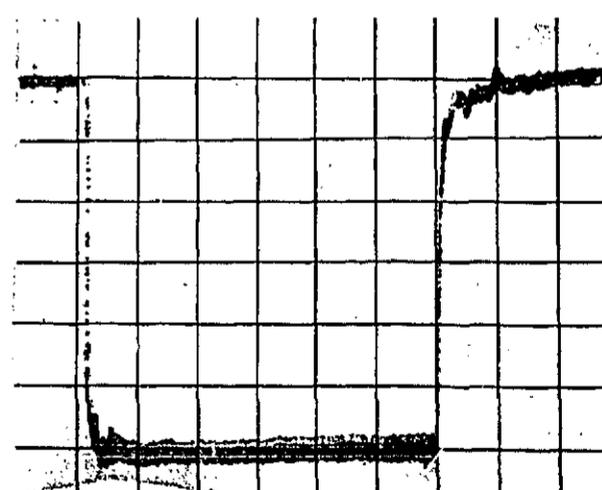
500 mV/c - 0,5 ns/c



100 mV/c - 0,5 ns/c



500 mV/c - 20 ns/c



100 mV/c - 20 ns/c

Figure 10 - Réponses du répartiteur 16 voies.

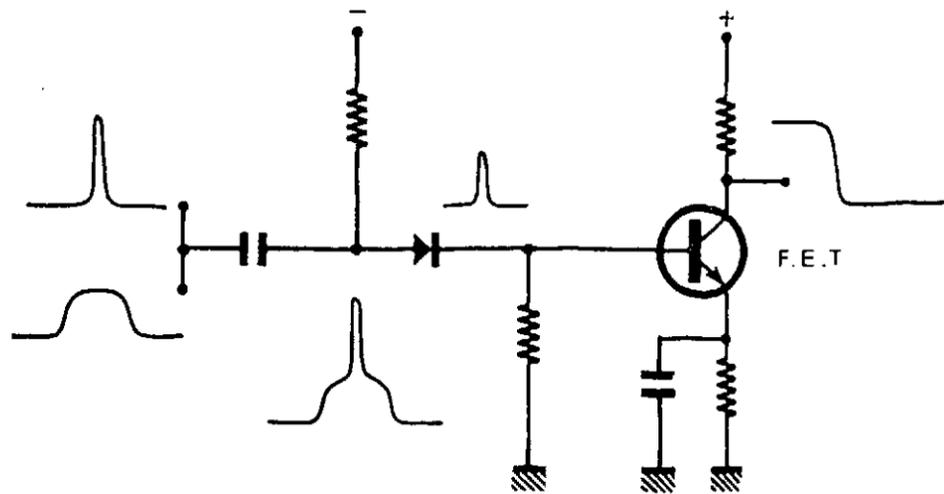


Figure 11 - Porte à une diode.

Le fonctionnement de ce dispositif doit s'effectuer correctement pour les deux polarités. Ses performances sont essentiellement liées :

1/ Aux caractéristiques de la diode :

- Rapidité : afin de transmettre correctement l'impulsion d'échantillonnage.
- Faible courant inverse : celui-ci varie avec la température et de plus circule dans la résistance R (voir figure 7a), qui est de l'ordre de $10M\Omega$, il risque donc d'être à l'origine de fluctuations importantes.

De plus, le circuit d'allongement, comme nous le verrons ultérieurement, est composé de la résistance R et de la capacité C_{gs} du transistor à "effet de champ" (FET). C'est cette constante RC qui détermine le temps de mémorisation de l'échantillon. La résistance inverse de la diode devra donc être grande devant R, afin de ne pas diminuer la constante de temps.

Les diodes à "porteurs chauds" (Hot Carrier Diode) et notamment les hpa 2900 possèdent de telles caractéristiques :

- la rapidité, liée au temps de vie des porteurs majoritaires τ qui est de l'ordre de 100ps.
- le courant inverse est de 100na pour une tension inverse de -5V, soit une résistance inverse d'environ $50M\Omega$.

2/ A la qualité de l'impulsion d'échantillonnage :

- Sa durée : comme nous l'avons vu précédemment, c'est elle qui détermine la bande passante.
- Son amplitude : elle fixe la dynamique du dispositif et devra être doublée dans le cas de l'échantillonnage de signaux bipolaires.
- Fluctuations en amplitude et en temps : elles seront à l'origine d'une imprécision sur la mesure du signal à échantillonner.

Porte à quatre diodes en "pont" :

Le schéma est représenté figure 12 : le pont est constitué de quatre diodes rapides bloquées au repos par l'intermédiaire d'une tension positive et d'une tension négative appliquées respectivement aux points B et D. Elles seront débloquées par une impulsion d'échantillonnage négative en B et positive en D arrivant simultanément. Une "tranche" de l'impulsion d'entrée, correspondant à l'arrivée de ces deux impulsions et de largeur égale à leur durée de recouvrement, sera transmise ; c'est la prise d'échantillon.

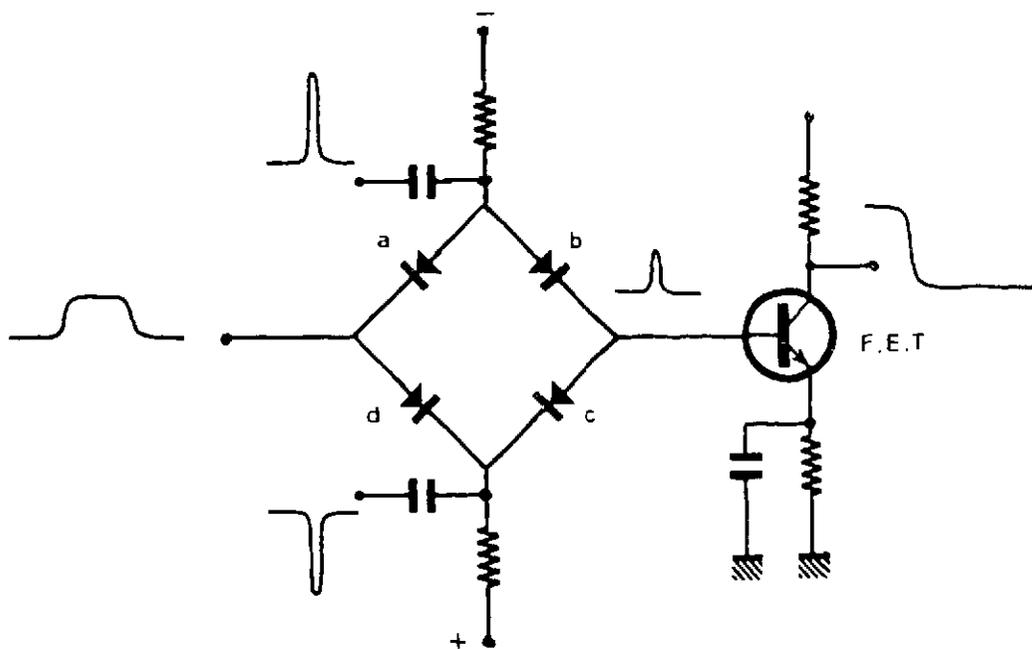


Figure 12 - Porte à quatre diodes.

Comme précédemment, les performances d'une telle porte sont liées aux caractéristiques des diodes et à la qualité des impulsions d'échantillonnage. Toutefois, deux conditions supplémentaires entraînent quelques "sujétions" en ce qui concerne le choix des diodes et la symétrie des impulsions d'échantillonnage. En effet, il est évident que :

- en présence d'un signal à l'entrée du pont mais en l'absence d'impulsions d'échantillonnage, la transmission doit être nulle : le pont de diodes devra donc se comporter dans ce cas comme un pont de Wheatstone ce qui impose que les éléments le constituant aient des caractéristiques statiques et dynamiques identiques.

- en l'absence de signal d'entrée, mais en présence d'impulsions d'échantillonnage, aucun signal ne doit subsister en sortie. En effet, comme nous l'avons vu précédemment les impulsions d'échantillonnage débloquent les diodes ; leurs sommets seront donc transmis et se sommeront algébriquement à la sortie du pont. La condition de nullité de la somme sera donc directement liée à la symétrie rigoureuse des deux impulsions d'échantillonnage.

Ces deux conditions ne peuvent être remplies de façon absolue ; on enregistre toujours une "transmission parasite" qui constitue une part importante du bruit de fond de ce type de dispositif.

Porte à deux diodes :

C'est une variante du dispositif précédent, les deux diodes des branches b et c sont remplacées par des résistances (figure 13). Cette version est couramment utilisée à l'heure actuelle, notamment par HEWLETT-PACKARD [17] dans son nouvel oscilloscope 28ps.

Solution adoptée.

Nous avons expérimenté les trois types de "tête d'échantillonnage" décrits précédemment ; la tête d'échantillonnage en pont a donné les meilleurs résultats.

Cependant la configuration générale que nous avons adoptée au chapitre II nous impose d'avoir 16 têtes identiques ce qui, dans l'hypothèse d'un échantillonnage par pont nécessiterait la sélection de 64 diodes identiques ; cette condition est pratiquement impossible à satisfaire.

Nous avons donc préféré réaliser notre échantillonneur à l'aide de "têtes" ne comportant qu'une seule diode, solution qui présente l'avantage de la simplicité tout en nous permettant d'obtenir les caractéristiques que nous nous étions fixées.

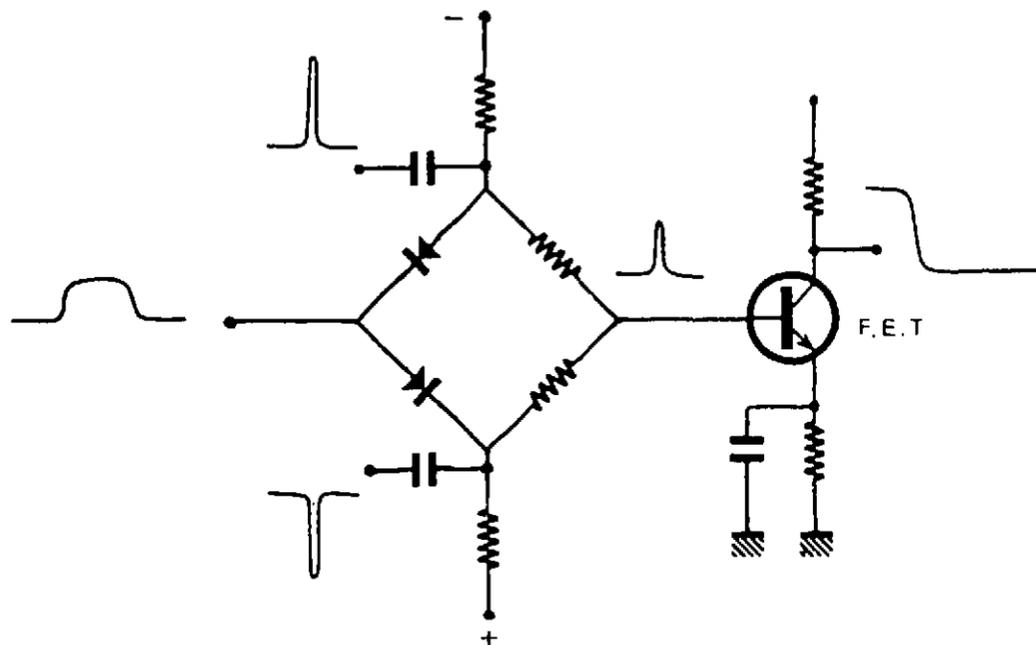


Figure 13 - Porte à deux diodes.

B - Le générateur d'impulsions brèves.

Nous avons déjà souligné l'importance du générateur dans le processus d'échantillonnage. Nous savons que :

- La bande passante du dispositif est déterminée par le temps d'ouverture de la diode, il nous appartient donc de lui fournir des impulsions de commande aussi brèves que possible.

- L'amplitude de ces impulsions fixe la dynamique de ce même dispositif, nous devons nous attacher à la rendre maximale.

Pour le problème particulier qui nous préoccupait il nous fallait donc réaliser un générateur délivrant sur 16 voies différentes, 16 impulsions identiques, aussi brèves que possible et de grande amplitude. Ceci a pu être réalisé à l'aide d'un second répartiteur 16 voies, identique au précédent, placé derrière le générateur d'impulsions brèves que nous allons maintenant décrire.

Ce générateur se divise en deux parties :

- la première concerne la production de l'impulsion,
- la seconde, la mise en forme de cette même impulsion.

Son principe est le suivant :

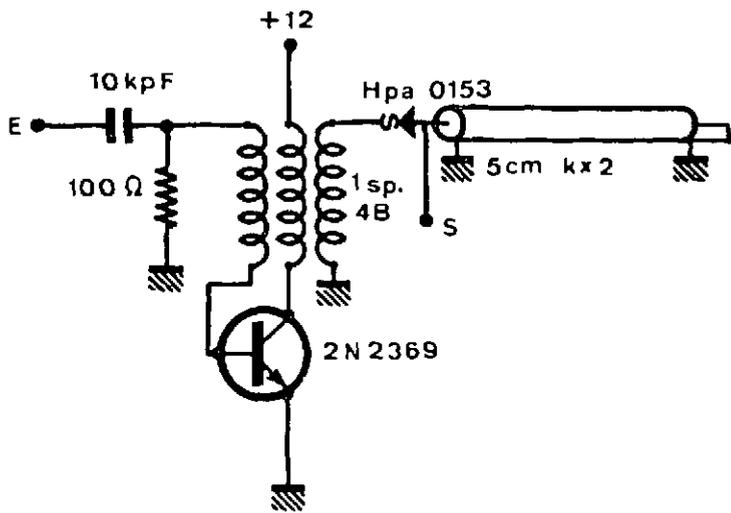
L'impulsion originale, qui a sensiblement la forme d'une sinusoïde, attaque une diode "snap-off" ; si nous supposons, par exemple, que durant la demi-sinusoïde positive, la diode conduit et accumule des charges ; lors de la demi-sinusoïde négative celles-ci seront restituées, puis la diode, grâce à son temps de recouvrement bref, se bloquera très rapidement fournissant ainsi un front raide. Le front de retour sera obtenu à l'aide d'un câble court-circuité.

Nous donnons figure 14 deux moyens de produire l'impulsion originale :

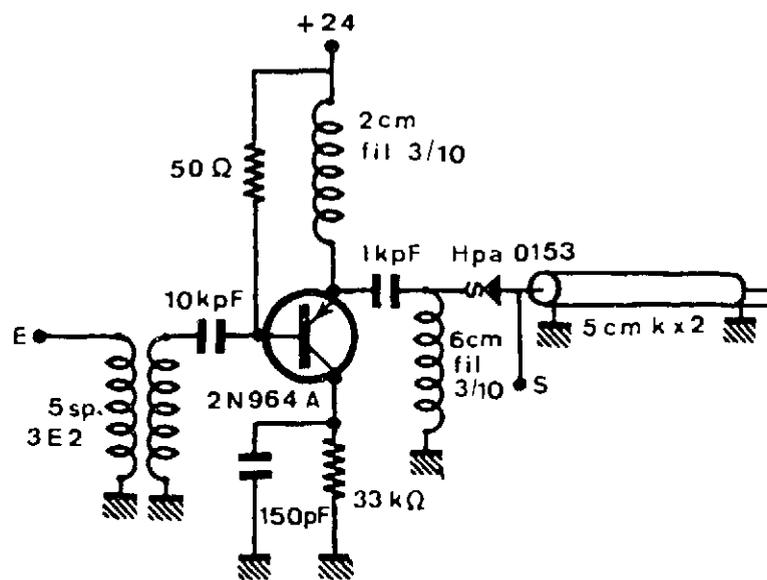
- oscillateur bloqué déclenché,
- transistor en régime d'avalanche.

Nous avons adopté le transistor avalanche pour la raison suivante :

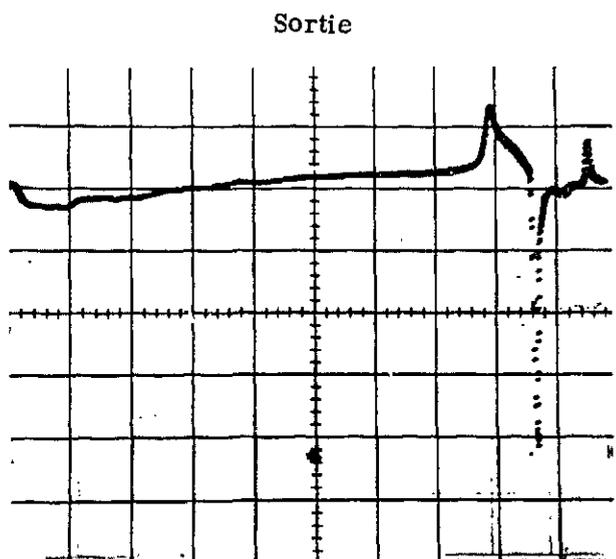
Comme nous l'avons vu précédemment, l'impulsion doit avoir la forme d'une sinusoïde, mais nous devons noter également que sa période doit être faible en effet, c'est l'arrivée de l'impulsion à échantillonner qui va déclencher le générateur, ainsi l'impulsion d'échantillonnage n'apparaîtra qu'après



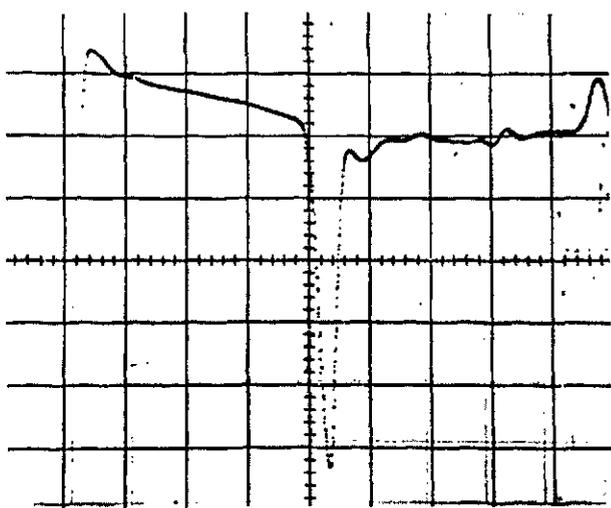
A) Oscillateur bloqué déclenché



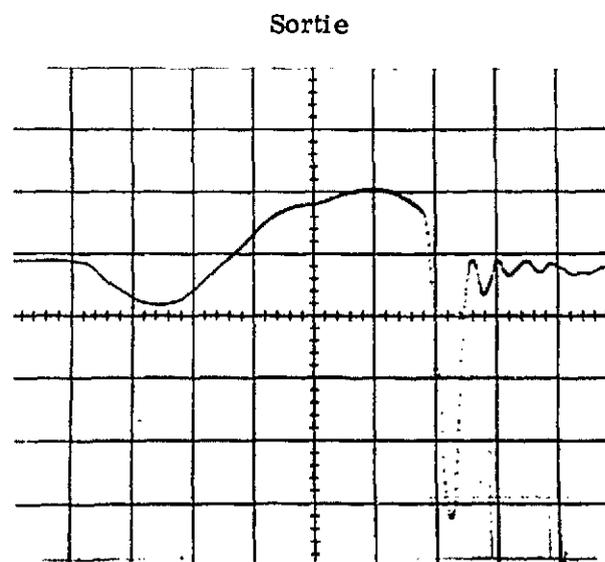
B) Transistor en régime d'avalanche



2 volts/c - 10 ns/c



2 volts/c - 2 ns/c



2 volts/c - 2 ns/c

Figure 14 - Générateurs d'impulsions brèves.

un temps θ correspondant à la somme du temps de retard au déclenchement de l'oscillateur ou du transistor avalanche et des temps d'accumulation et de restitution des charges par la snap-off ; le signal à échantillonner devra donc être retardé d'un temps au moins égal à θ , il importe donc que celui-ci reste aussi petit que possible, ceci afin d'éviter une distorsion du signal lors de son passage dans le câble de retard.

Comme le montrent les photos de la figure 14, nous obtenons dans le cas de l'oscillateur, un retard supérieur à 85ns, alors qu'il n'est que de 12ns pour le transistor avalanche. Notons toutefois, que l'amplitude délivrée par l'oscillateur est de 10V alors que celle obtenue avec un transistor avalanche n'atteint que 8V.

C - Circuit d'allongement.

Comme nous l'avons vu lors de la description du bloc synoptique, l'échantillonnage "lent" s'effectue à une fréquence de 10MHz. Les 16 circuits seront donc lus en $1,6\mu s$ et devront conserver l'information durant un temps au moins égal ; ceci implique que nous aurons à réaliser un amplificateur d'impédance d'entrée élevée. L'utilisation d'un transistor à effet de champ (FET) nous a permis de réaliser un circuit simple dont le "temps de mémoire" est déterminé par une résistance de $10M\Omega$ et la capacité d'entrée ($6pF$) du FET (voir figure 15).

Ce circuit a donné d'excellents résultats :

- sa constante de décroissement est telle qu'après $2\mu s$, l'erreur sur la mesure d'amplitude est de l'ordre de 1%.

- son gain est égal à 2 environ.

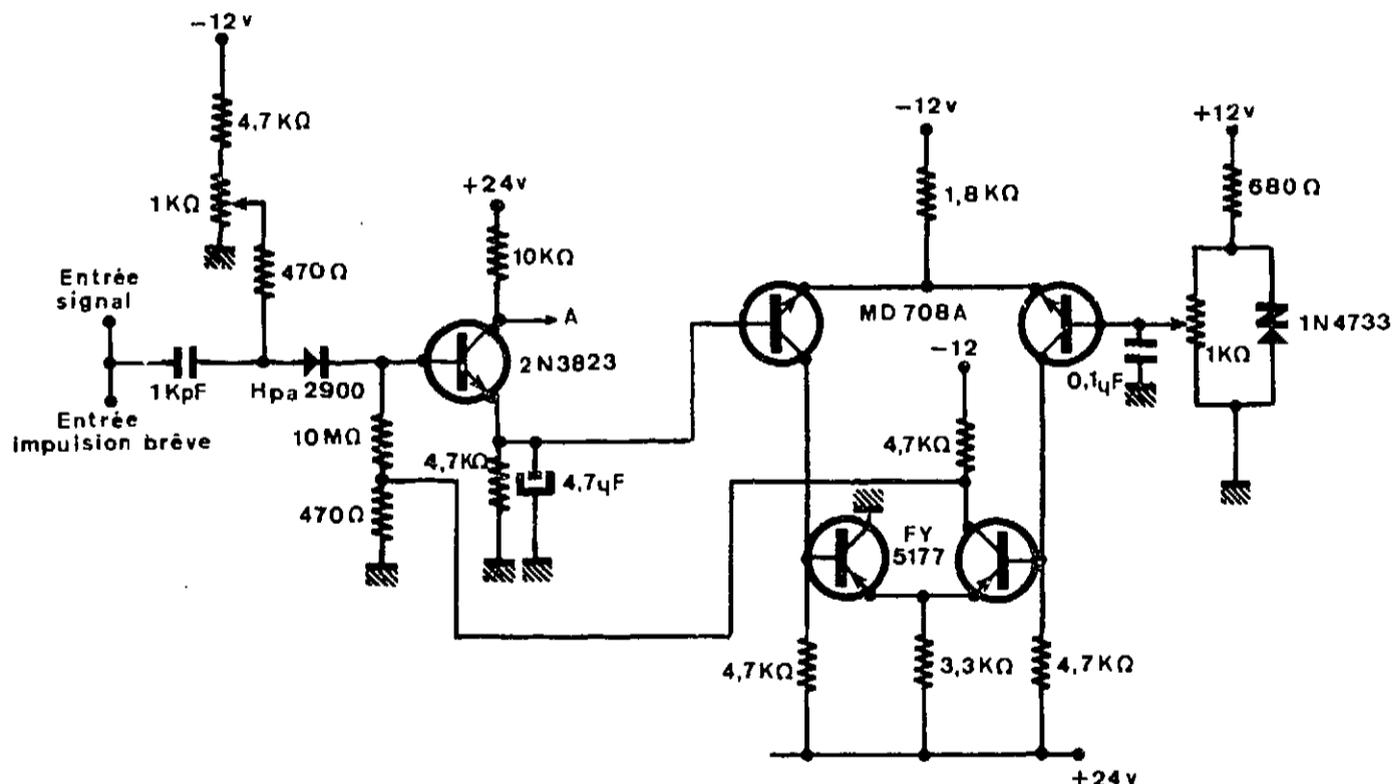


Figure 15 - Circuits d'échantillonnage et de compensation

La figure 15 donne le schéma complet de l'un des 16 dispositifs d'échantillonnage rapide, qui comprend :

- la diode d'échantillonnage (hpa 2900) et son circuit de polarisation qui permet de ne conserver que la partie supérieure de l'impulsion brève. C'est en quelque sorte la valeur de cette pola-

risation qui fixe la bande passante du dispositif, celle-ci étant fonction du temps de conduction de la diode et donc de la largeur de l'impulsion à la hauteur d'écrêtage.

- le transistor à effet de champ (2N3823) qui allonge et amplifie l'échantillon.

C'est de la stabilité de l'ensemble de ces deux circuits que dépend la sensibilité de notre dispositif. En effet, le facteur prépondérant d'instabilité est constitué par le courant inverse de la diode d'échantillonnage, qui circule dans une résistance de valeur importante (10MΩ) ; nous l'avons vu précédemment, cette résistance détermine la constante de temps de l'allongeur.

Rappelons que le courant inverse I_s est donné par [15] l'expression suivante :

$$I_s = qS \left(\frac{D_n}{L_n} \times \frac{1}{N_A} \times \frac{D_p}{L_p} \times \frac{1}{N_D} \right) (A \cdot 10^{25})^2 \left(\frac{T}{300} \right)^2 e^{-\frac{\Delta w}{kT}}$$

avec :

q : charge élémentaire, $1,6 \cdot 10^{-19}$ Cb

S : section de la jonction

D_n, D_p : constantes de diffusion de chaque type de porteur

L_n, L_p : longueur de diffusion de chaque type de porteur

N_A, N_D : représentent respectivement le nombre d'atomes "accepteurs" (région P) et "donneurs" (région N) par unité de volume

A : une constante = 9,15 pour Ge et 20,30 pour Si (MKSA)

T : température

K : constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ j/°K)

Δw : largeur de la bande interdite : 0,72eV pour Ge, 1,12eV pour Si

Si nous considérons que $\frac{D_n}{L_n}$ et $\frac{D_p}{L_p}$ varient lentement en fonction de la température par rapport au terme :

$$\left(\frac{T}{300} \right)^3 e^{-\frac{\Delta w}{kT}}$$

nous pouvons écrire, B étant une constante :

$$I_s = BT^3 e^{-\frac{\Delta w}{kT}}$$

d'où

$$\log I_s = \log B + 3 \log T - \frac{\Delta w}{KT}$$

et

$$\frac{dI_s}{I_s} = \frac{dT}{T} \left(3 + \frac{\Delta w}{KT} \right)$$

Pour Ge, nous trouvons :

$$\frac{dI_s}{I_s} = 0,106dT$$

Nous voyons que dans le cas d'une jonction Ge, le courant inverse double tous les 10°C. Pour le Si :

$$\frac{dI_s}{I_s} = 0,16dT$$

Théoriquement I_s devrait doubler tous les 6°C. On vérifie expérimentalement qu'il ne double que tous les 15°C.

Nous voyons donc que ce courant inverse varie d'une façon importante avec la température, il paraît donc nécessaire de le compenser.

Comme le montre la figure 15, cette compensation consiste à comparer une tension de référence obtenue à partir d'une diode Zener à haute stabilité (1N4733) et la tension de source du transistor à effet de champ. La tension d'erreur est appliquée à la base de la résistance de 10M Ω . L'amplificateur d'asservissement [16] est réalisé avec des transistors doubles appariés, ce qui nous assure une stabilité parfaite en température.

Nous en avons fini avec la description des circuits d'échantillonnage rapides, nous allons maintenant analyser les circuits annexes.

III.3. LES CIRCUITS ANNEXES.

Ce sont des circuits relativement lents "10MHz" qui remplissent les fonctions suivantes :

- Le déclenchement de notre appareil : prise de temps
- La lecture des circuits de mémoire : horloge 10MHz, registre à décalage, porte d'échantillonnage lent
- Le mélange des 16 informations.

A) La prise de temps.

Ce circuit prélève l'information en temps relative à l'arrivée de l'impulsion à échantillonner ; cette information amplifiée et mise en forme, déclenche notre dispositif d'échantillonnage.

L'impulsion à échantillonner étant unique, il peut arriver dans le cas le plus défavorable que nous n'ayons aucune information à priori, concernant sa forme, sa polarité, son amplitude ; il importe donc de réaliser un circuit sûr, capable d'autoriser l'échantillonnage quelles que soient les caractéristiques de l'impulsion d'entrée.

Notons que nous avons également prévu un contacteur permettant de sélectionner l'une ou l'autre des deux polarités. Ainsi dans le cas où celle du signal à échantillonner est connue, il nous sera possible d'éliminer, éventuellement, des signaux parasites de polarité inverse qui pourraient le précéder.

Nous nous sommes imposés les performances suivantes :

1/ Possibilité de déclenchement pour les deux polarités d'un signal ayant comme caractéristique :

- Amplitude comprise entre 50mV et 1V
- Largeur supérieure à 1 ns et inférieure à 100 ns.

2/ Obtention d'un signal de sortie de forme et d'amplitude indépendantes des caractéristiques de l'impulsion d'entrée.

La figure 16 donne le schéma de la prise de temps ; son principe est le suivant :

L'impulsion de courant qui circule dans le secondaire du transligne, attaque simultanément deux amplificateurs rapides [17] à faible impédance d'entrée respectivement destinés à amplifier les impulsions négatives et positives. Chacune des voies déclenche un monostable à diode tunnel sensible aux impulsions positives. Il convient donc d'inverser la voie délivrant l'impulsion négative.

Les deux monostables sont polarisés de façon telle que le déclenchement de l'un d'entre eux entraîne celui de l'autre ; ceci nous permet de récupérer aux bornes de la self L, la somme des courants délivrés par chacun des monostables. L'impulsion recueillie est amplifiée et attaque un transistor avalanche ; nous obtenons ainsi une impulsion parfaitement calibrée ayant l'amplitude et la largeur désirées.

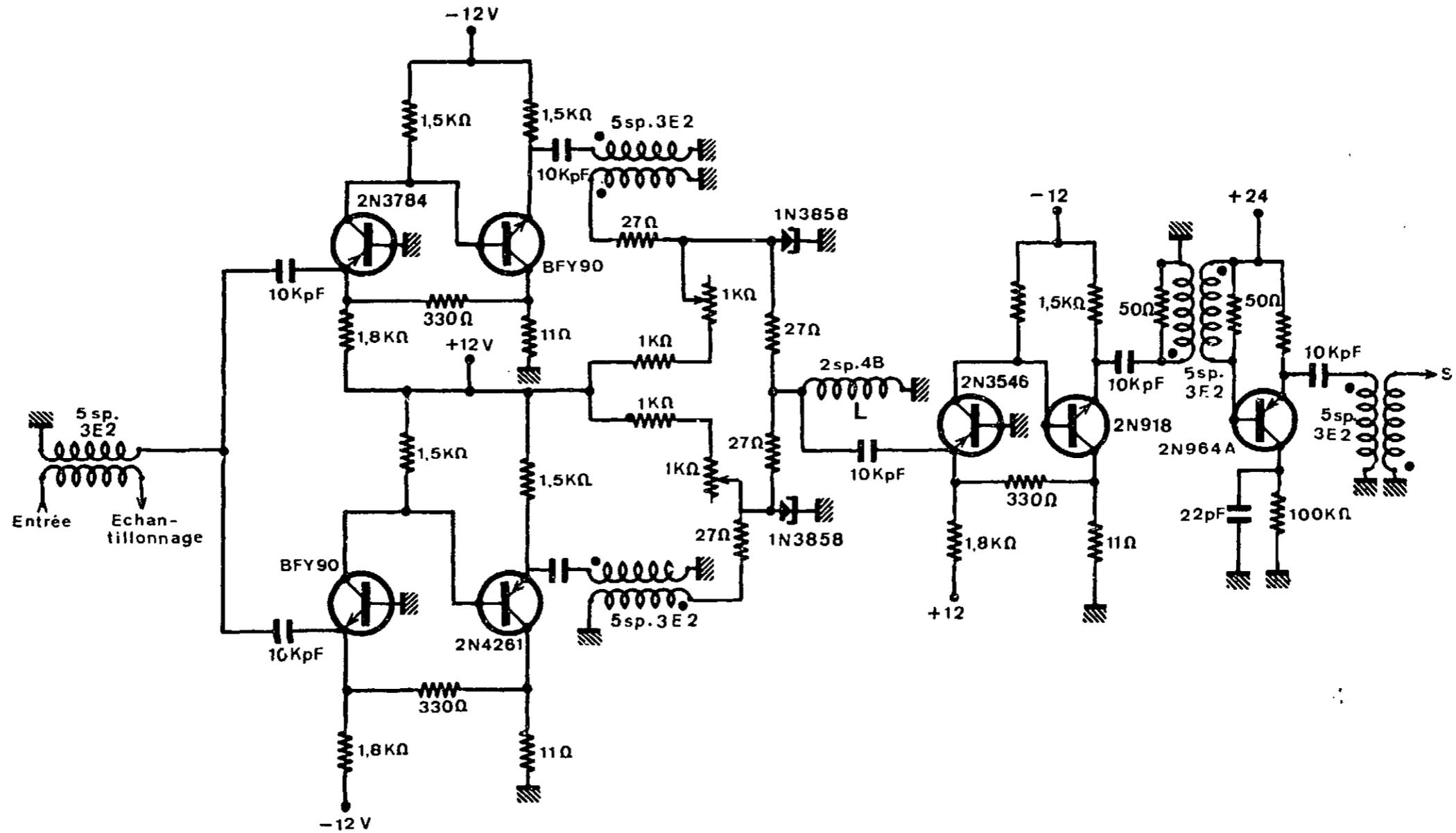
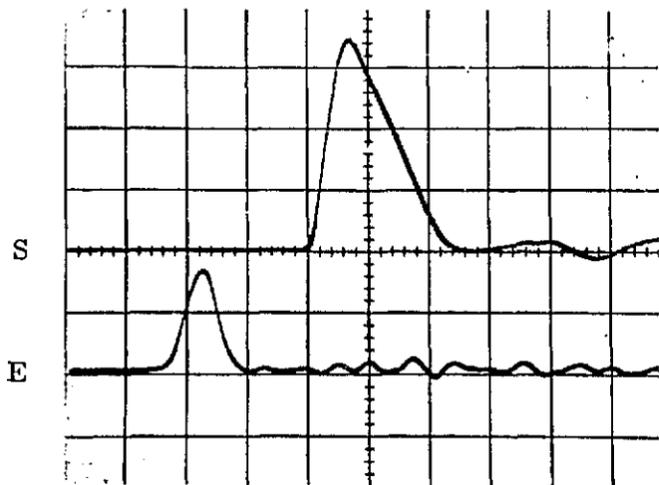
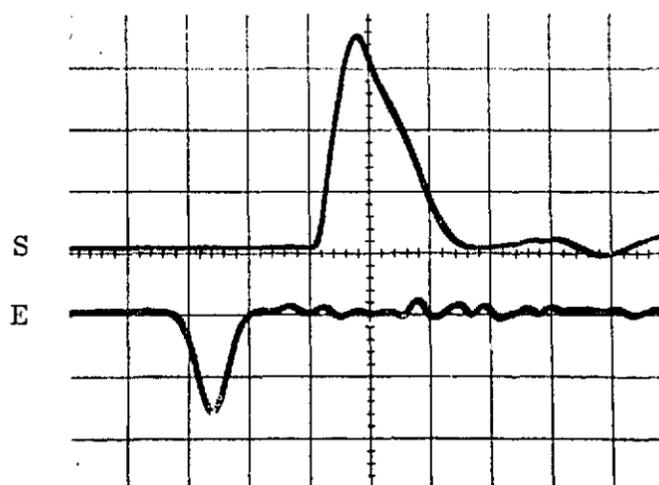


Figure 16 - "Prise de temps".

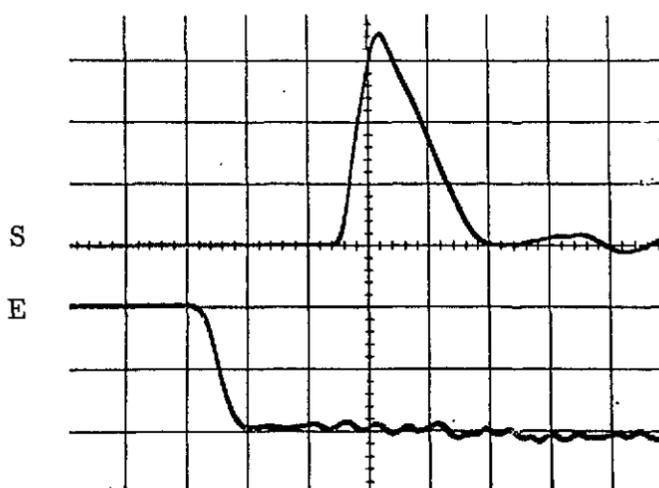
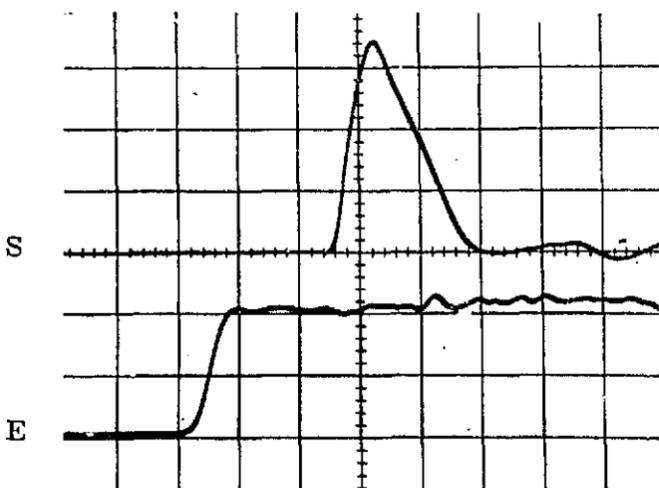
ENTREES POSITIVES



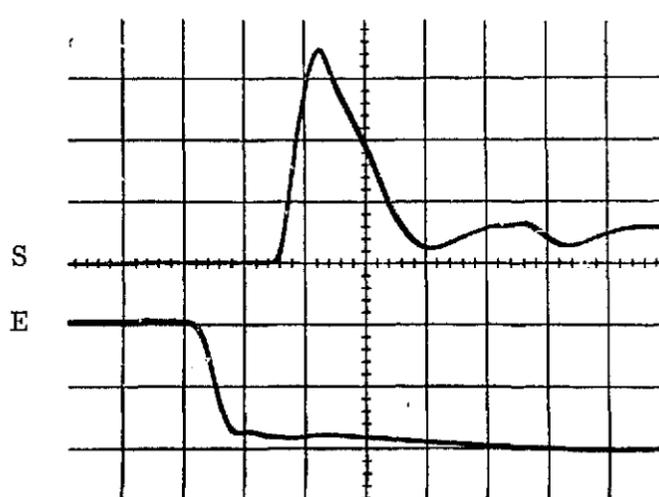
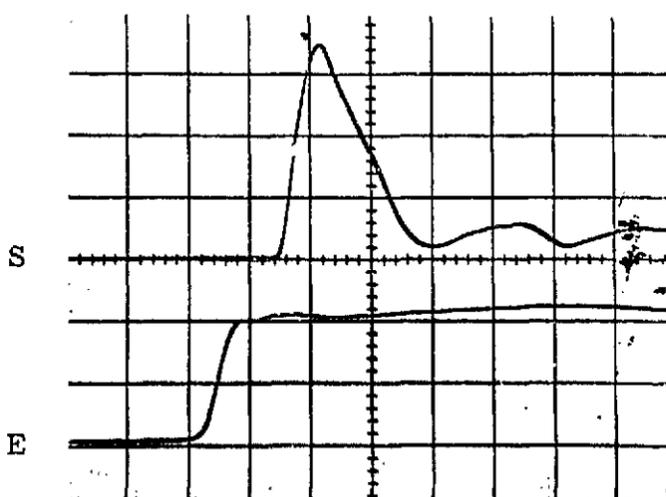
ENTREES NEGATIVES



S : 2 volts/c - 2 ns/c
E : 10 mv/c - 2 ns/c



S : 2 volts/c - 2 ns/c
E : 10 mv/c - 2 ns/c



S : 2 volts/c - 2 ns/c
E : 500 L.V/c - 2 ns/c

Figure 17 - Réponses prise de temps.

Pour une impulsion d'entrée dont les caractéristiques peuvent être comprise entre :

- pour l'amplitude : $\pm 20\text{mV} < A < 1\text{V}$
 - pour la largeur : $1\text{ns} < \theta < 100\text{ns}$
- nous obtenons en sortie un signal ayant :

amplitude : 6V
largeur : 5ns

La figure 17 donne la réponse de ce circuit à des impulsions d'entrée d'amplitude et de largeur différentes.

B) Le Générateur horloge.

C'est un générateur déclenché dont la principale fonction est de fournir un train de seize impulsions qui, aiguillées par l'intermédiaire du "registre à décalage", effectueront l'échantillonnage lent.

Le schéma du générateur est donné figure 18 ; son principe est le suivant :

L'impulsion délivrée par le circuit "prise de temps" attaque un monostable (T_1 , T_2) qui produit un signal de durée θ . Après inversion, ce signal est appliqué au monostable à diode tunnel D_1 qu'il maintient polarisé dans un état de relaxation. Ainsi la diode oscillera pendant toute la durée θ à la fréquence propre du monostable, déterminée par le temps de transit aller et retour dans le câble ouvert (10 MHz).

Un transistor "avalanche" effectue la mise en forme de ces impulsions.

Ce générateur doit aussi répondre à certaines exigences, à savoir :

1/ Le nombre d'impulsions délivrées :

Afin de ne pas perturber le fonctionnement des circuits qui lui sont associés, et notamment celui du registre à décalage, il importe que notre générateur délivre un nombre constant d'impulsions [16]. Ce nombre est fonction de la largeur θ de l'impulsion fournie par le monostable pilote.

Le choix de la durée θ est déterminé par le temps nécessaire à la lecture des 16 mémoires, soit environ $1,6 \mu\text{s}$; la fréquence des impulsions de lecture étant de 10 MHz, l'erreur maximale permise sur θ devra être inférieure à

$$\frac{10^{-7}}{1,6 \cdot 10^{-6}} = 0,06 \text{ soit environ } 6 \%,$$

ce qui nécessiterait un circuit particulièrement stable en fonction du temps et de la température. Aussi, pour plus de sécurité, avons-nous jugé préférable de réaliser un monostable D_1 de durée supérieure à θ et de lui associer un second monostable à diode tunnel (D_2) de durée supérieure à 100 ns, qui est déclenché par la seizième impulsion issue du registre à décalage ; le signal délivré inversé immobilisera le monostable D_1 .

2/ L'instant d'arrivée de la première impulsion de lecture :

Vu la constante de temps des circuits "mémoire", la détermination de l'instant de déclenchement du monostable pilote ne nécessite pas une très grande précision ; il est nécessaire toutefois de positionner la première impulsion. Ceci est effectué à l'aide d'un monostable à durée réglable (T_3 , T_4).

C) Registre à décalage.

Ce registre à décalage aiguille respectivement chacune des seize impulsions issues du générateur horloge vers l'un des seize circuits d'échantillonnage lent. Il se compose d'une échelle de "seize" suivie d'une matrice de décodage à diodes :

L'échelle de seize est composée de quatre bascules de type classique, son schéma est donné figure 19.

La matrice de décodage est représentée figure 20.

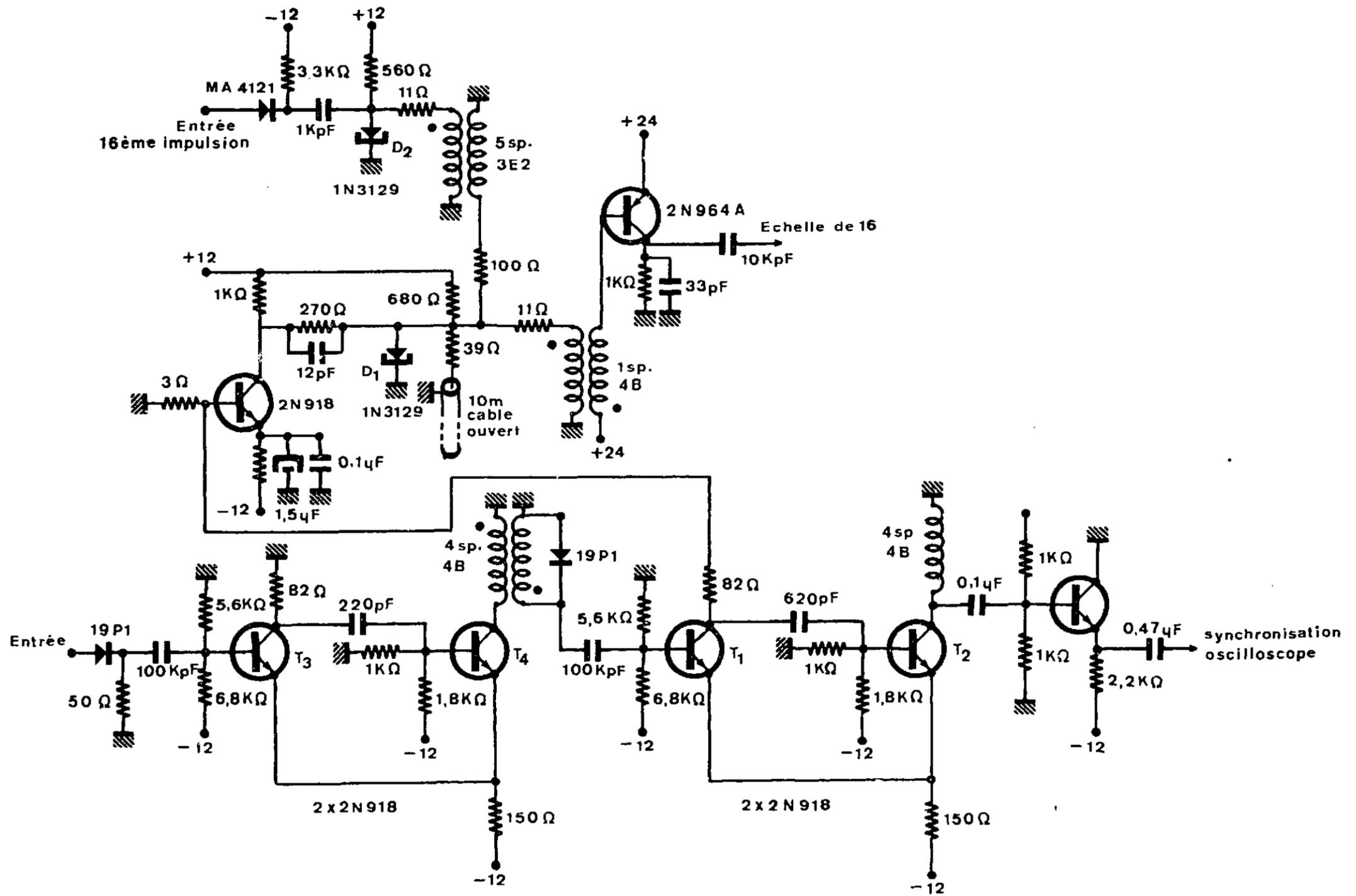


Figure 18 - Générateur "horloge".

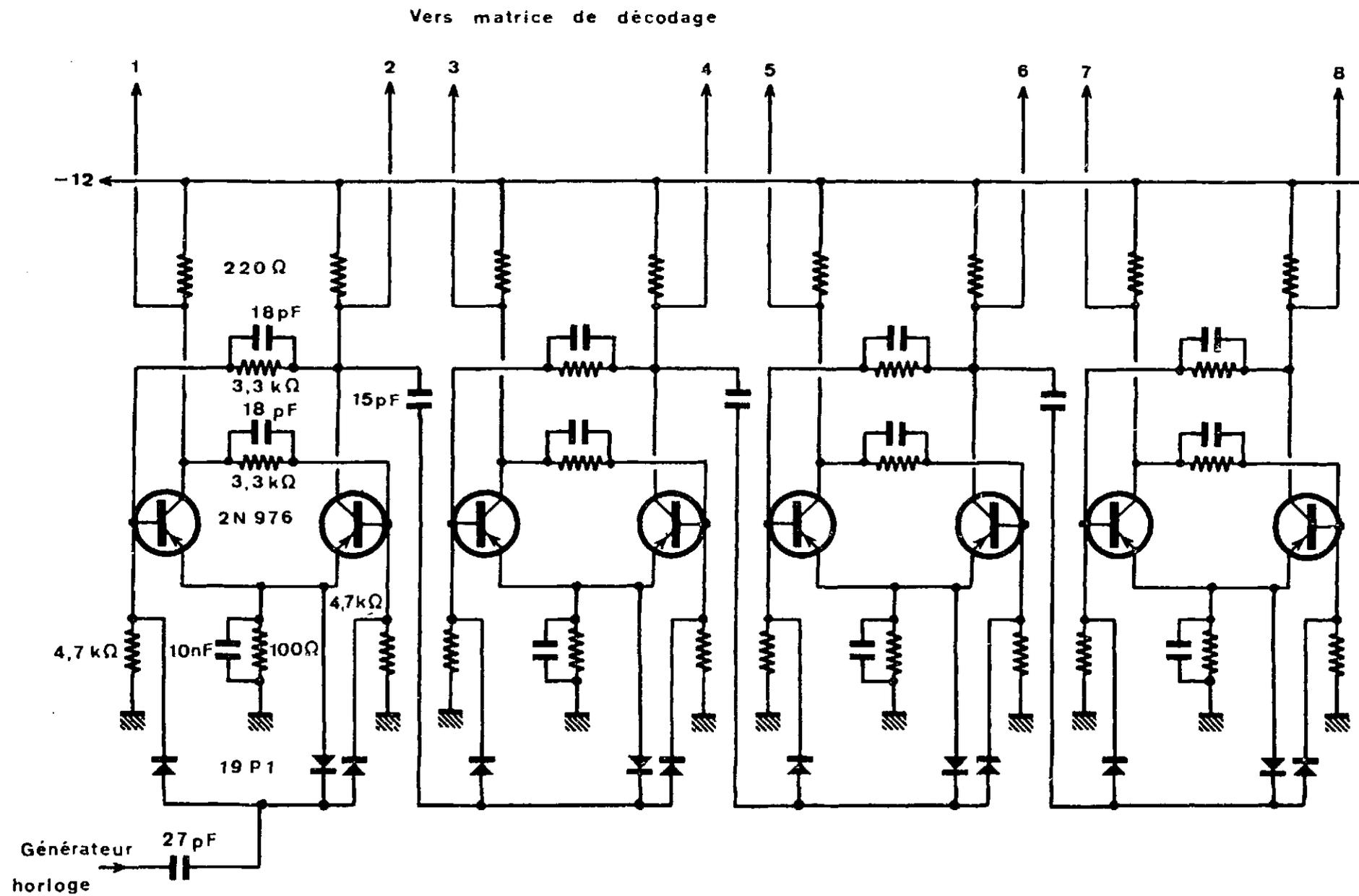


Figure 19 - "Echelle de seize 10 MHz".

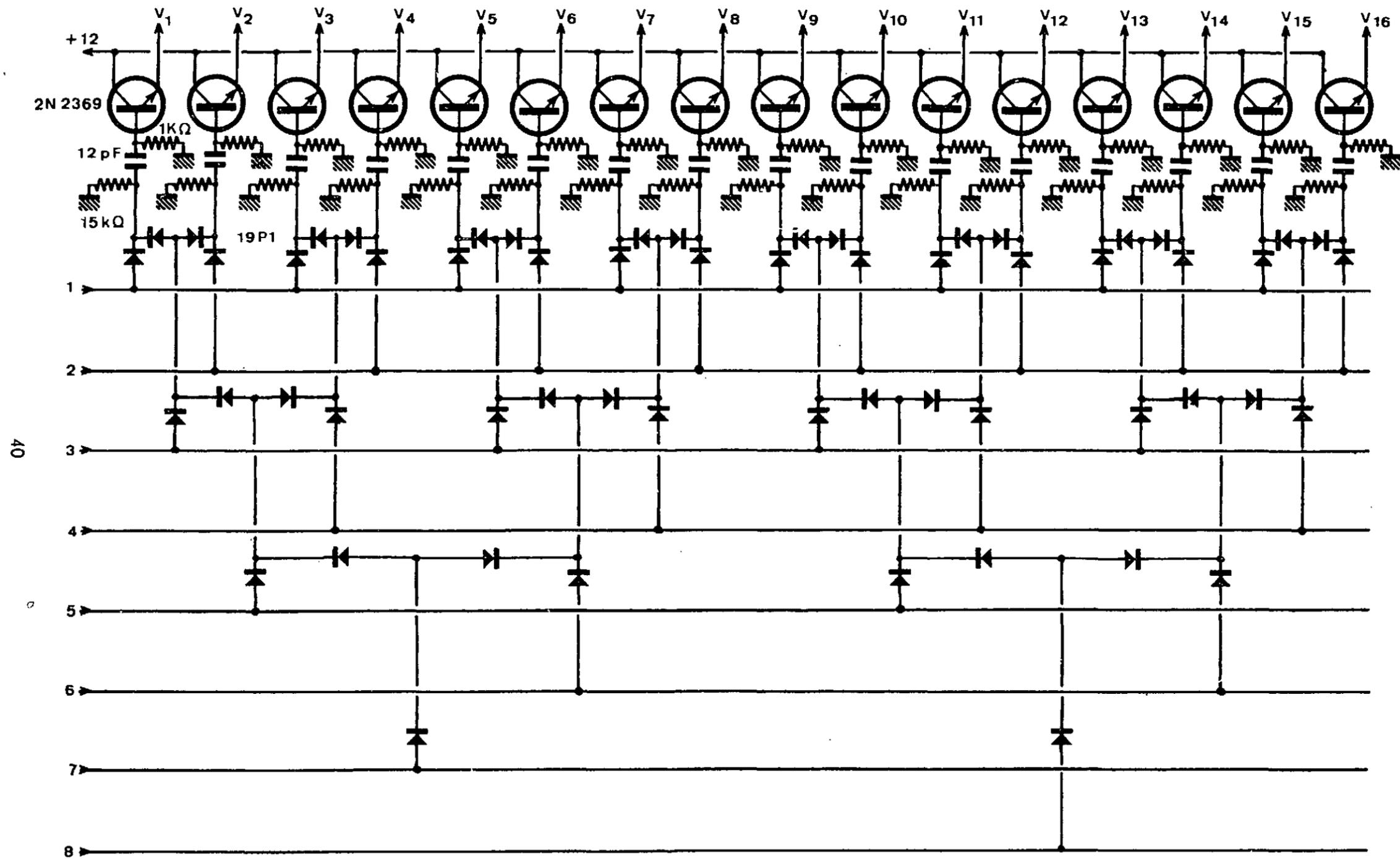


Figure 20 - Matrice de décodage.

Nous allons analyser le fonctionnement de l'ensemble :

Les seize impulsions issues du générateur Horloge déclenchent les quatre bascules successivement ; les états de ces bascules sont transmis à la matrice de décodage où ils sont utilisés à bloquer ou à débloquer des séries de diodes reliées entre elles suivant une configuration que nous allons examiner.

Pour simplifier, nous considérons le cas d'une matrice de décodage associée à deux bascules, le tout formant donc un registre à décalage pour quatre impulsions. Le schéma partiel, ainsi que le diagramme de fonctionnement, sont donnés figure 21.

Si nous considérons que les quatre collecteurs des transistors composant les deux bascules B_1 et B_2 sont respectivement dans les états : 1, 0, 1, 0, et si nous représentons en "noir" les diodes conductrices, nous voyons qu'une seule des quatre voies (voie 1) se trouvera dans l'état 0.

L'arrivée de la première impulsion provoque le basculement de B_1 , les états successifs des collecteurs sont alors : 0, 1, 1, 0, la voie 1 passe à l'état 1 ; une impulsion obtenue par dérivation et correspondant à la transition 0,1 déclenche le premier échantillonnage lent.

Le diagramme de la figure 21 représente les états successifs de B_1 et B_2 sur chacun des quatre collecteurs ainsi que ceux correspondant aux 4 voies d'aiguillage.

D) Porte d'échantillonnage lent et circuit de mélange.

Les seize impulsions aiguillées par le registre à décalage déclenchent respectivement 16 circuits d'échantillonnage identiques à celui que nous allons décrire et qui est représenté figure 22 :

L'impulsion arrivant du registre à décalage est mise en forme par l'intermédiaire d'un monostable à diode tunnel ; elle est alors amplifiée et appliquée sur la première entrée d'un amplificateur différentiel ; sur la seconde entrée est présentée l'impulsion issue de l'allongeur. On obtient ainsi, sur le collecteur de sortie, un signal dont l'amplitude est proportionnelle à celle de l'échantillon après allongement.

Les seize informations sont ensuite mélangées et amplifiées par l'intermédiaire d'un amplificateur cascade suivi d'un émetteur suiveur, l'information globale est alors enregistrée sur un oscilloscope classique.

La solution que nous venons de décrire a donné de très bons résultats. De plus, elle permet de s'affranchir du traitement toujours délicat d'une information rapide. En effet, seuls le "répartiteur seize voies" et les "têtes d'échantillonnage" présentent des difficultés de réalisation et nécessitent quelques précautions, toutefois bien connues en électronique rapide. Tous les autres circuits sont du domaine de l'électronique "classique".

Le chapitre qui suit va nous permettre de mettre en évidence les caractéristiques et les possibilités d'utilisation de notre dispositif, et de préciser ainsi sa place dans l'ensemble des appareils permettant la "visualisation d'un signal bref unique".

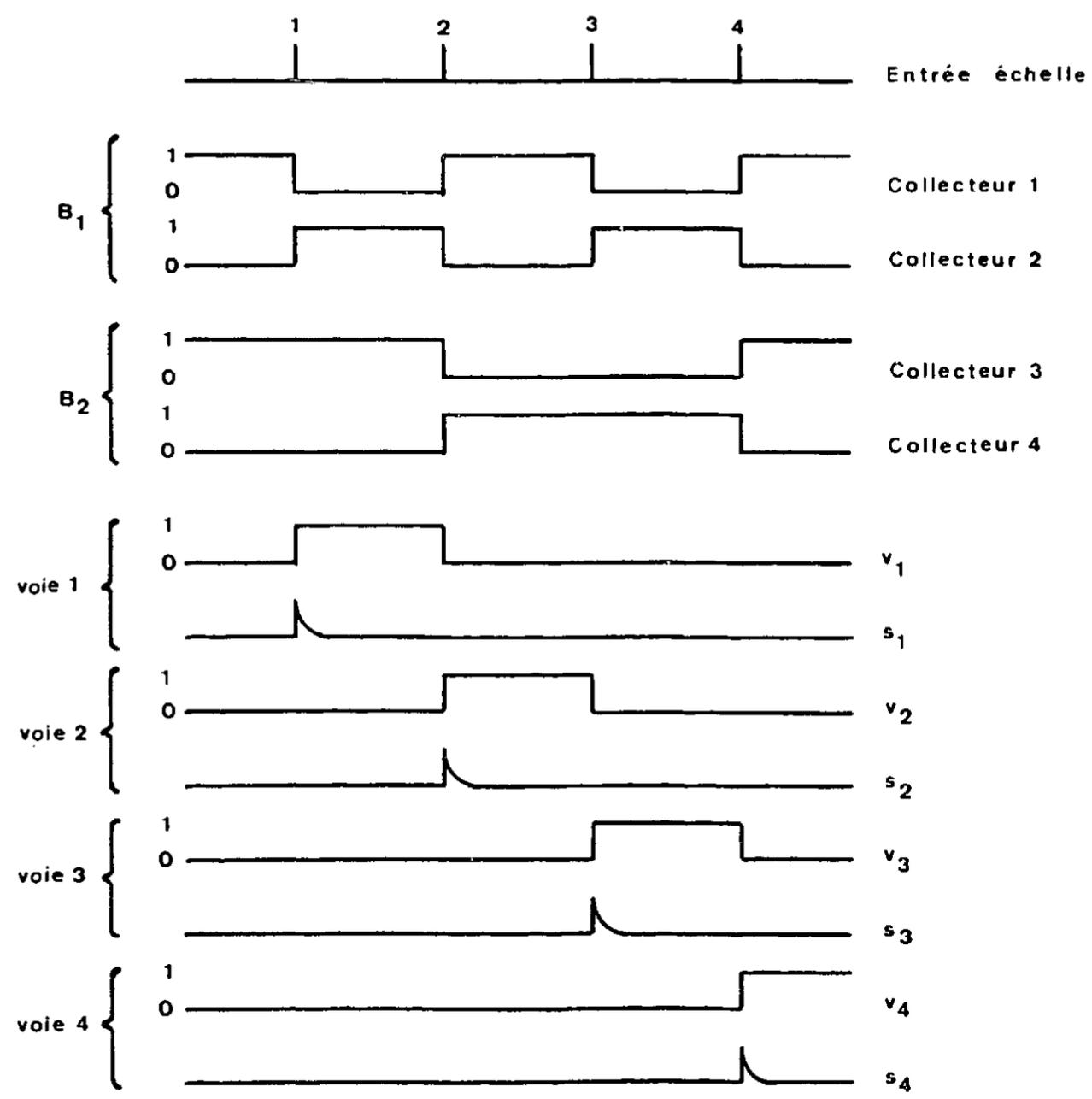
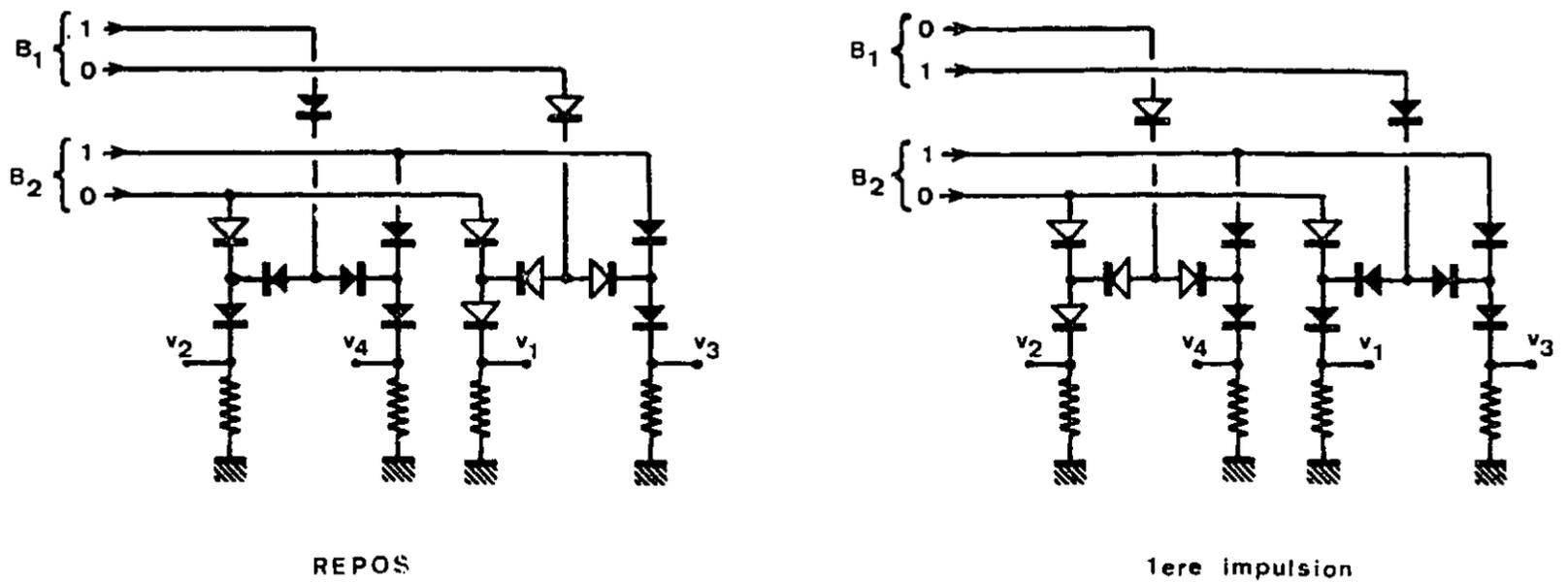


Figure 21 - Schéma partiel de la matrice de décodage. Diagramme de fonctionnement.

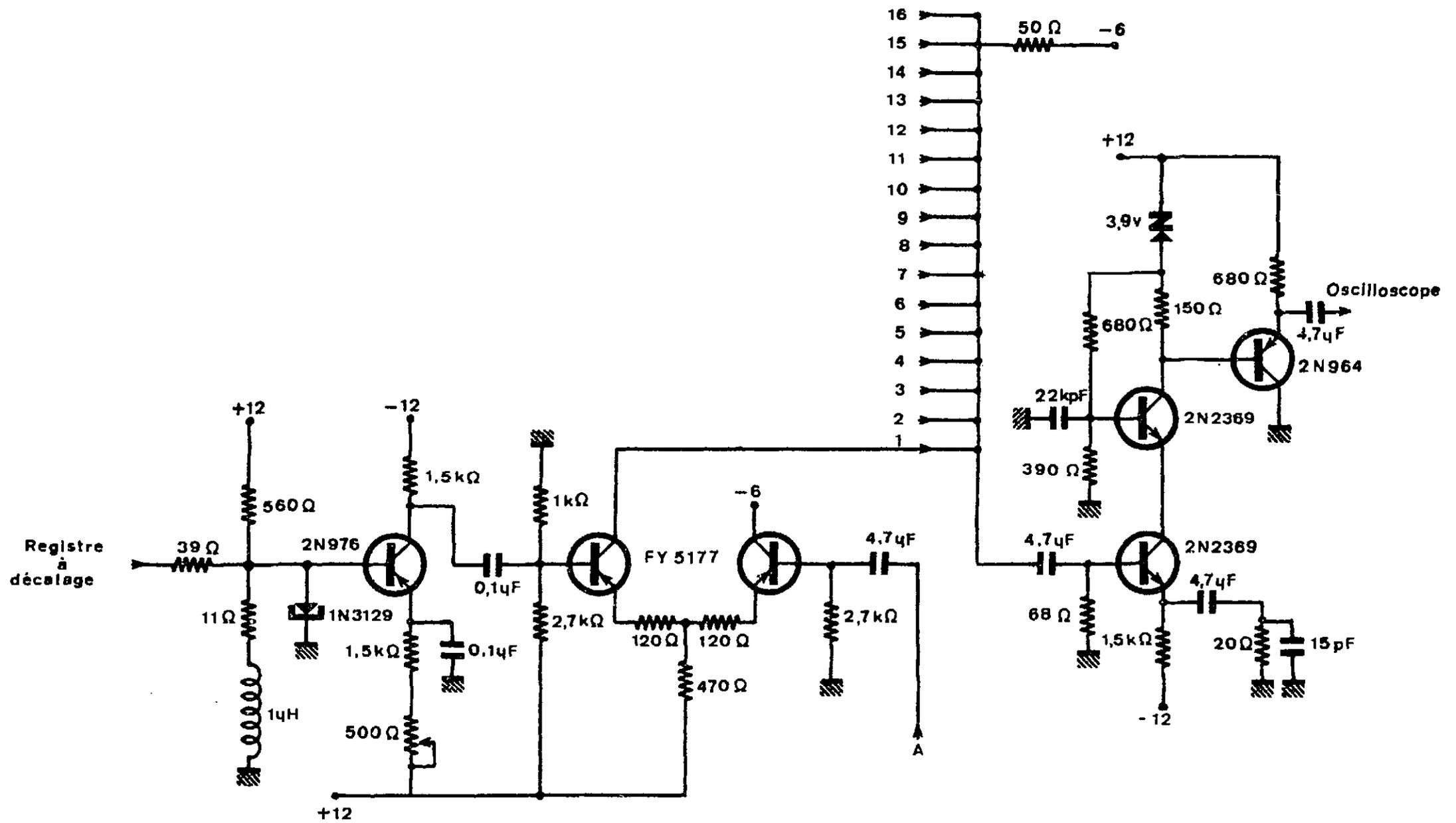


Figure 22 - Porte d'échantillonnage lent et circuit de mélange.

IV - MESURE DES CARACTÉRISTIQUES

Lors de la description de notre appareil, nous avons vu que la visualisation de l'information s'effectuait par l'intermédiaire d'un oscilloscope TEKTRONIX type 581 ou 585.

Etant donné le caractère d'unicité du phénomène observé, ne pouvant utiliser les oscilloscopes à mémoire actuels dont la vitesse est insuffisante, nous avons réalisé sa "mise en mémoire" par photographie. Nous avons rencontré d'assez grandes difficultés en raison de la faible luminosité de la trace.

En effet, l'information est caractérisée sur le tube oscilloscopique par une suite de 16 sommets d'impulsions. Le balayage étant bien entendu unique, la luminosité présentée par chacun de ces sommets est faible.

Finalement, nous avons pu résoudre ce problème par l'utilisation conjointe de films ultra-sensibles "POLAROID" type 410 (10000 ASA) et d'un tube oscilloscopique à écran bleu (le film utilisé présentant le maximum de sensibilité pour cette couleur).

Les résultats dont nous allons maintenant faire état, portent principalement sur des essais effectués avec des impulsions électriques délivrées par générateur. C'est là en effet, un moyen aisé de vérifier la qualité et notamment la "fidélité" de notre appareil ; ceci nous a permis également de "chiffrer" ses caractéristiques.

Les essais concernant la réponse du dispositif d'échantillonnage ont été effectués pour des signaux des deux polarités et pour deux amplitudes extrêmes ; l'une correspondant à la sensibilité minimale, l'autre à la sensibilité maximale, ceci afin de mettre en évidence sa dynamique et sa linéarité.

Les photos des figures 23 et 24 correspondent respectivement aux réponses à des signaux positifs et négatifs, pour des amplitudes "extrêmes".

Ces photos n'appellent pas de commentaires particuliers. Elles nous permettent de vérifier que la réponse du "dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique" est excellente. Soulignons que le temps réel entre deux points du signal échantillonné est de $2 \cdot 10^{-10}$ seconde.

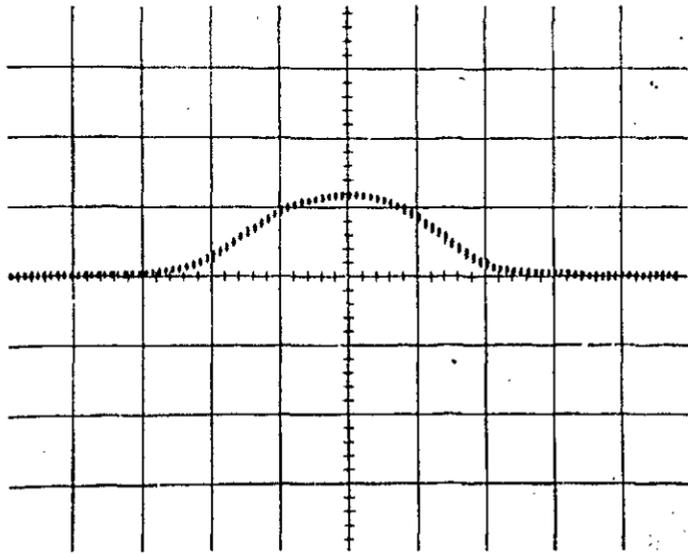
IV.1. RESULTATS.

A) Bande passante

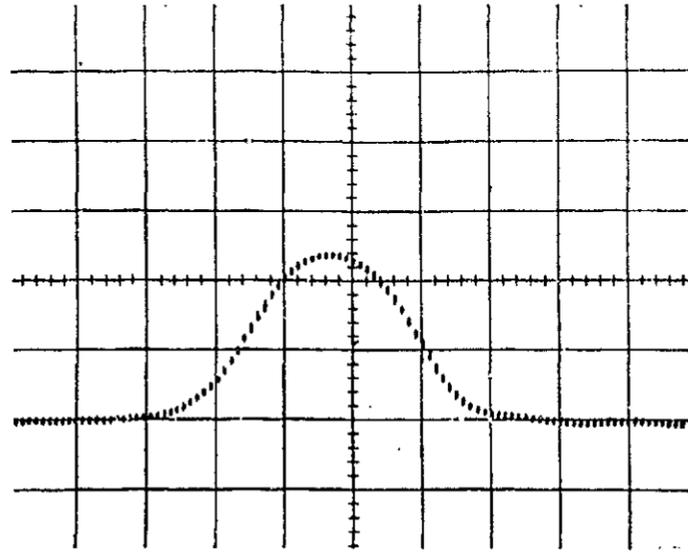
Nous avons vu chapitre III que la bande passante du dispositif était déterminée par le temps d'ouverture de la diode d'échantillonnage. Nous savons d'autre part que la bande passante et le temps d'ouverture sont liés par la relation :

$$B(\text{MHz}) = \frac{350}{\theta(\text{ns})}$$

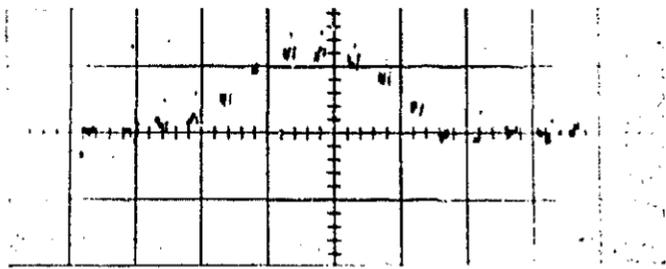
Dans notre cas, ce temps d'ouverture est inférieur à 0,5ns ce qui correspond à une bande passante supérieure à 700MHz.



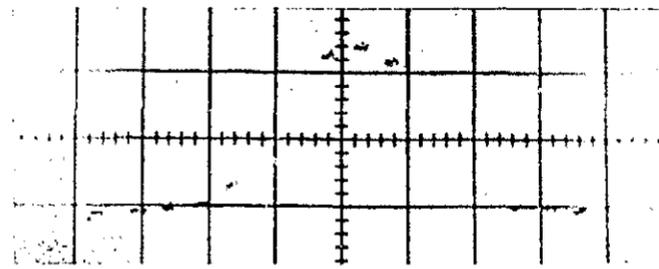
Signal d'entrée : $F_{\text{répétition}} : 100 \text{ Hz}$
 $50 \text{ mv/c} - 0,5 \text{ ns/c}$



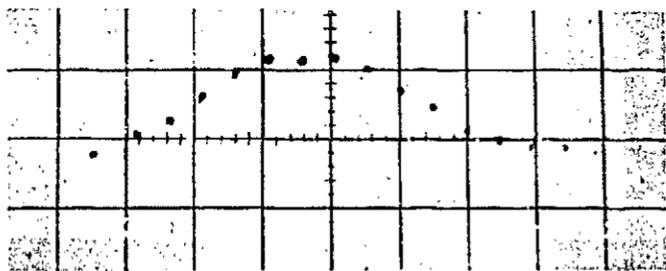
Signal d'entrée : $F_{\text{répétition}} : 100 \text{ Hz}$
 $500 \text{ mv/c} - 0,5 \text{ ns/c}$



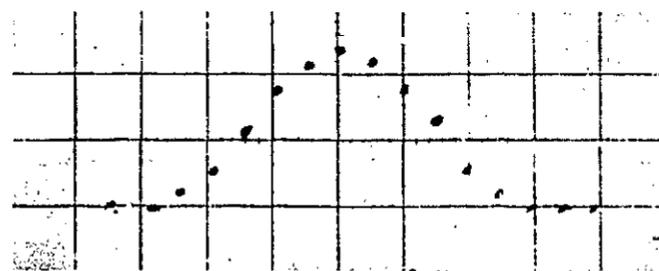
Signal échantillonné : $F_r : 100 \text{ Hz}$
 $50 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$



Signal échantillonné : $F_r : 100 \text{ Hz}$
 $500 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$

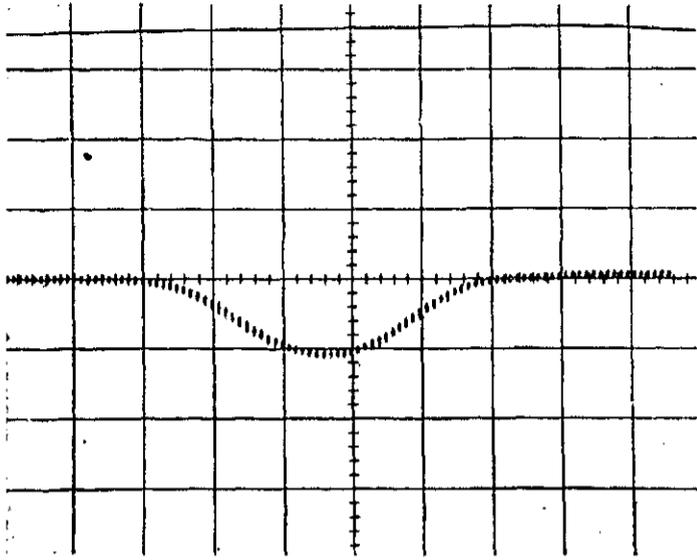


Signal échantillonné unique
 $50 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$

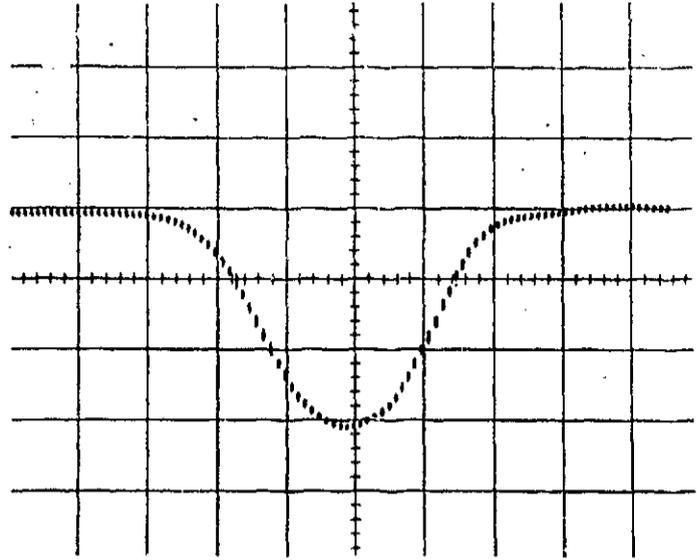


Signal échantillonné unique
 $500 \text{ mv} - 0,2 \text{ ns/point}$

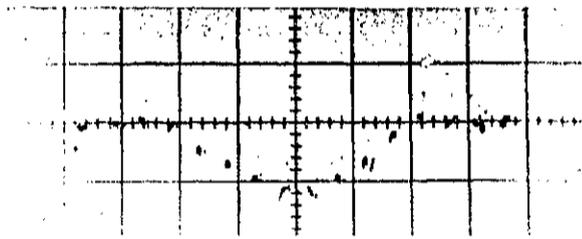
Figure 23 - "Echantillonnage de signaux positifs".



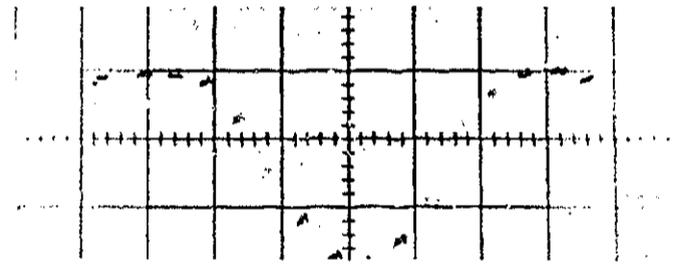
Signal d'entrée : $F_{\text{répétition}} : 100 \text{ Hz}$
 $50 \text{ mv/c} - 0,5 \text{ ns/c}$



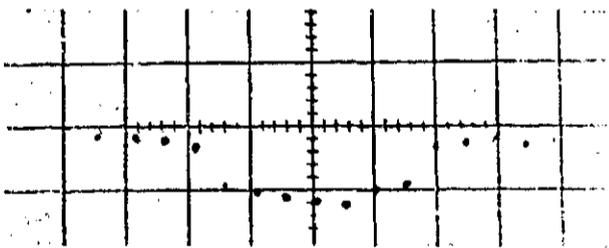
Signal d'entrée : $F_{\text{répétition}} : 100 \text{ Hz}$
 $500 \text{ mv/c} - 0,5 \text{ ns/c}$



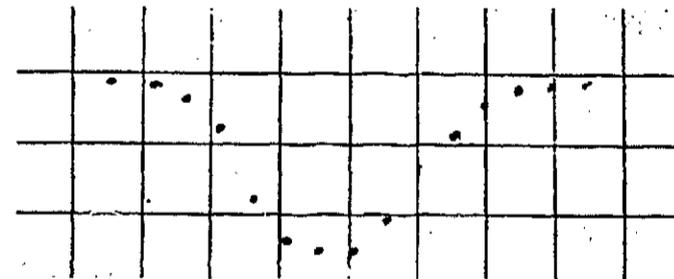
Signal échantillonné : $F_r : 100 \text{ Hz}$
 $50 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$



Signal échantillonné : $F_r : 100 \text{ Hz}$
 $500 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$



Signal échantillonné unique
 $50 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$



Signal échantillonné unique
 $500 \text{ mv/c} - 0,2 \text{ ns/point}$

Figure 24 - "Echantillonnage de signaux négatifs".

B) Sensibilité.

La sensibilité dépend essentiellement de la précision avec laquelle il est possible d'aligner les 16 points d'échantillonnage en l'absence de signal d'entrée, et de la stabilité de cet alignement.

Nous avons pu vérifier, lors de la mise au point de notre dispositif que cet alignement pouvait s'effectuer avec une précision suffisante pour peu que l'on dispose d'un amplificateur de gain approprié. Nous utilisons pour notre part l'amplificateur de l'oscilloscope sur la sensibilité 10mV/C, ce qui nous permettait d'apprécier le millivolt.

Quant à la stabilité de cet alignement, elle est fonction de la qualité des circuits de compensation décrits chapitre III : les variations restent inférieures à 1 % pour une durée de fonctionnement de 24 heures.

Compte tenu de ces considérations, il nous a paru raisonnable de limiter la sensibilité maximale à 50mV ; ce qui, rappelons-le, vu l'atténuation de 12dB due au répartiteur 16 voies, correspond à une sensibilité d'environ 12mV pour chacune des têtes d'échantillonnage.

C) Dynamique et linéarité.

Les photos des figures 23 et 24 ainsi que la courbe de linéarité figure 25 nous permettent de vérifier que la réponse reste linéaire au-delà d'une amplitude d'entrée comprise entre $\pm 1V$ ce qui correspond à une dynamique supérieure à : 40.

En résumé, les principales caractéristiques du "dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique" sont les suivantes :

- Bande passante : 700MHz
- Sensibilité maximale : 50mV
- Amplitude maximale du signal à échantillonner : $\pm 1V$
- Dynamique : 40
- Nombre de points d'échantillonnage : 16
- "pas" d'échantillonnage : 0,2ns
- Largeur maximale du signal à échantillonner : 3,2ns

Cette largeur peut être modifiée en augmentant le pas d'échantillonnage, le nombre points restant fixe.

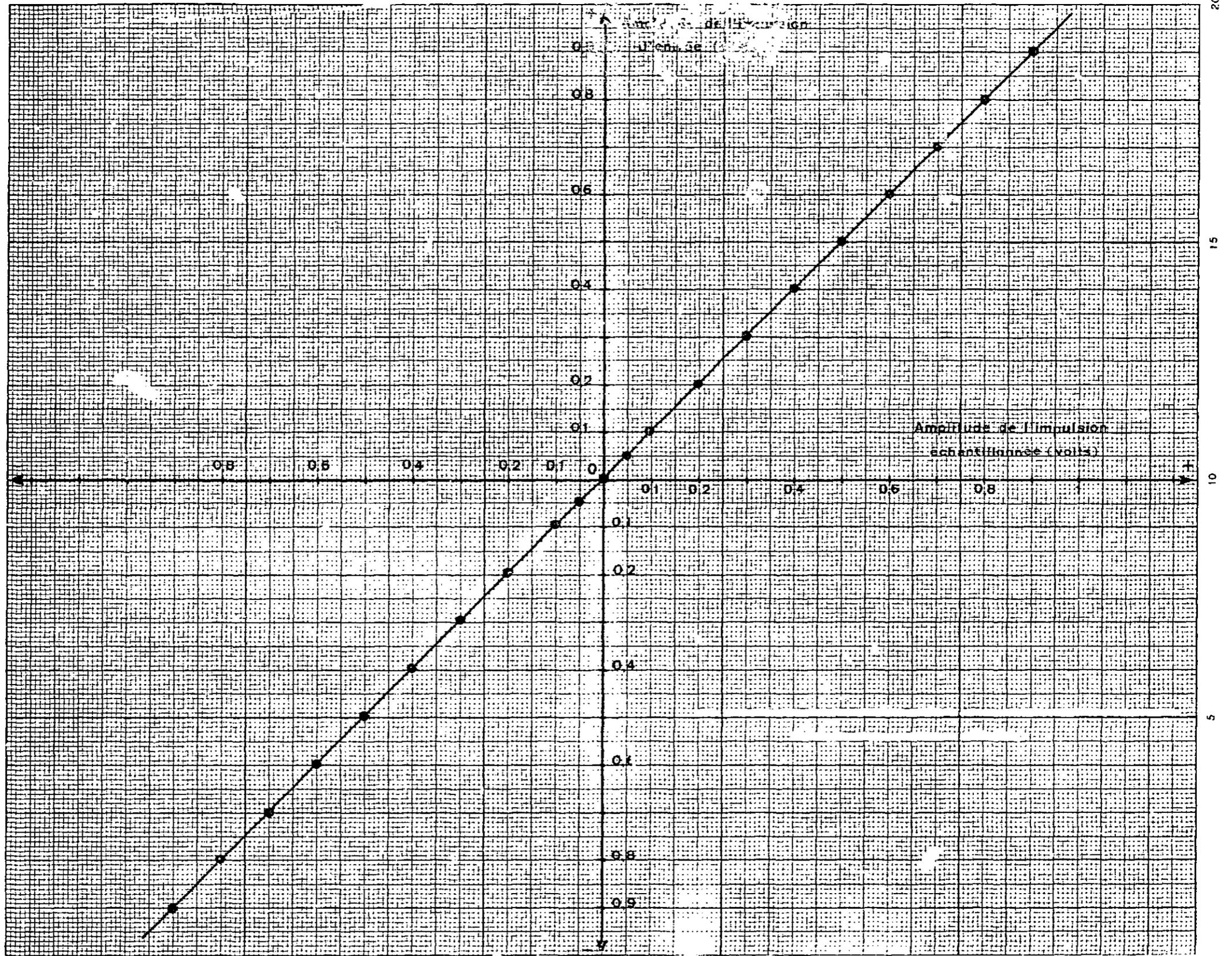


Figure 25 - "Linéarité du dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique".

V - CONCLUSION

Nous nous étions proposés au début de ce travail de tenter d'élargir le domaine d'application des oscilloscopes en appliquant le principe de l'échantillonnage à l'observation d'un signal bref unique ; cette observation s'effectuant sur un oscilloscope classique.

L'examen du diagramme : sensibilité/bande passante figure 26 montre dans quelles proportions ce domaine a pu être élargi. Nous pensons avoir atteint une certaine limite tout au moins en ce qui concerne les dispositifs réalisés à partir de têtes d'échantillonnage à une seule diode. L'utilisation de pont de diodes, tels que ceux utilisés par HEWLETT-PACKARD ou TEKTRONIX, permettrait sans aucun doute d'augmenter la bande passante et de diminuer la sensibilité minimale ; mais le prix de revient du dispositif en serait sensiblement augmenté. De telles améliorations sont-elles justifiées ? Les expérimentateurs qui utiliseront notre appareil nous permettront sans aucun doute de répondre à cette question.

Nous avons utilisé notre dispositif à l'observation d'un signal unique délivré par une jonction à "barrière de surface" (après amplification d'un facteur 15 environ). Ce signal, représenté figure 27 concrétise le but que nous nous étions fixé. A l'aide de notre "dispositif d'échantillonnage d'un signal bref unique", nous pourrions envisager par exemple, la vérification expérimentale des différents "modèles" proposés pour expliquer les différences de formes d'impulsions suivant la région du détecteur "jonction" où a eu lieu l'interaction.

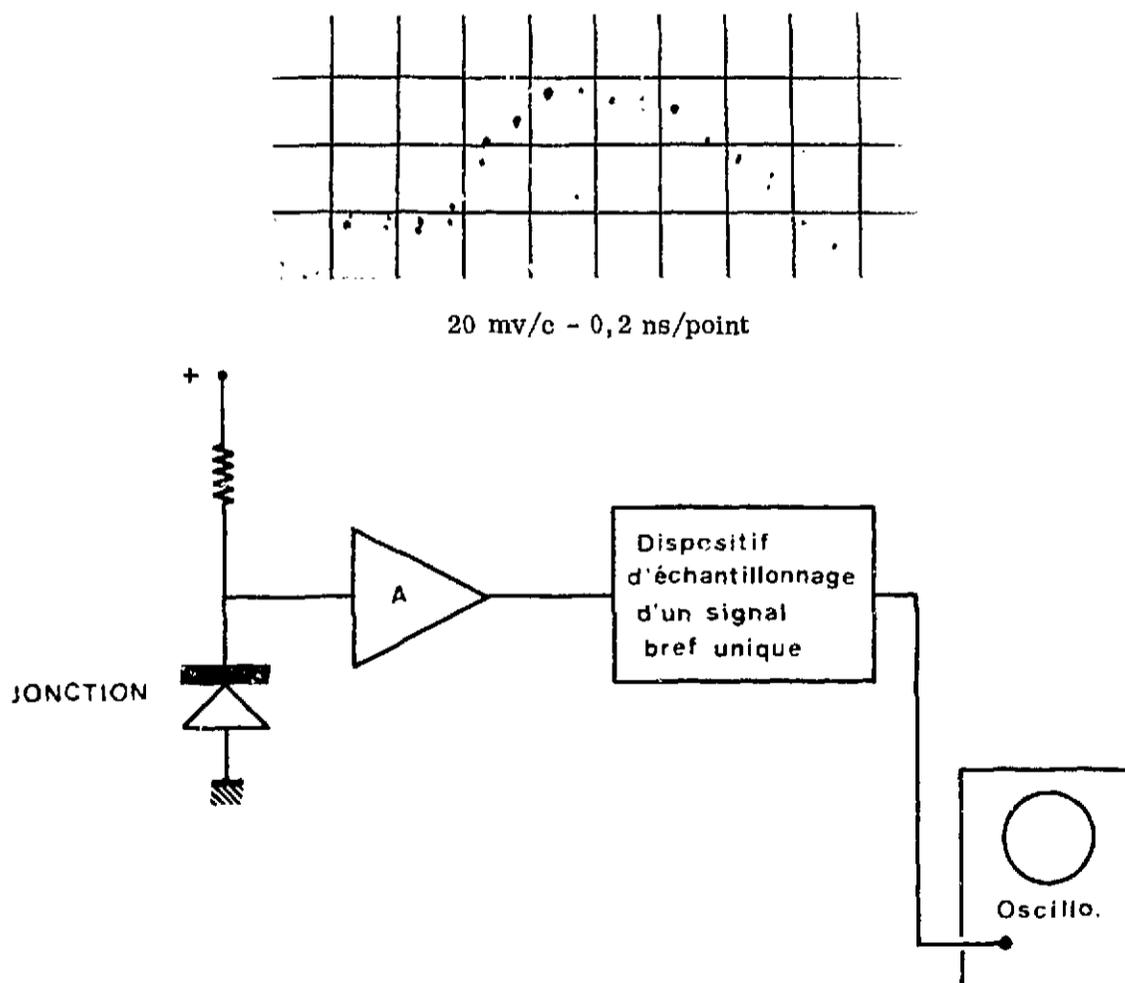


Figure 27 - "Visualisation d'un signal unique de jonction".

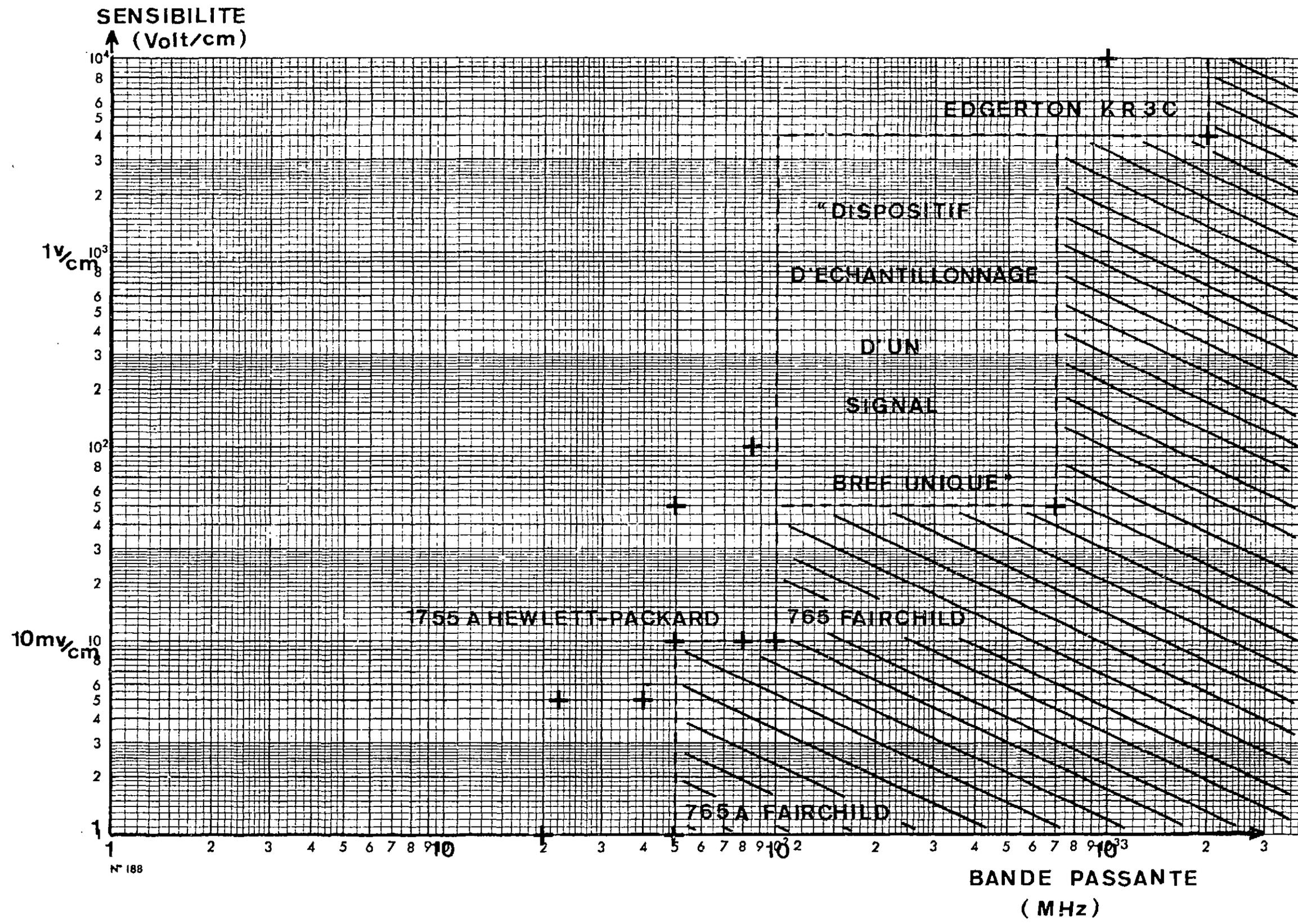


Figure 26 - "Diagramme sensibilité/bande passante".

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. GABILLARD - "L'électronique rapide" - Industries atomiques, 11/12 1960.
- [2] J. MEY -
- [3] J. MEY -
- [4] A.J. CUMMINGS and A.R. WILSON - "New techniques for superconducting cables" - I.E.E.E. transactions on nuclear science, Feb. 66.
- [5] R.J. ALLEN and N.S. NAHMAN - "Analysis and performance of superconductive coaxial transmission lines" - Proceeding of the IEE, vol. 52, n° 10, Oct. 64.
- [6] P. LEBAIL - "Ligne coaxiale supraconductrice miniature pour retard et mise en forme d'impulsion nanoseconde" - Colloque international de commutation électronique.
- [7] D. ZENATTI -
- [8] Mme MILLION et M. ANDREJOL - "Elément de transmission pour le domaine de la nanoseconde" - Rapport E.G.G./C.R.9.10/2, juin 60.
- [9] W. MARTINI - "Coupleurs directifs à lignes couplées" - Annales de radioélectricité, T. XXI, n° 86, Oct. 66.
- [10] MM. S. GORODETZKY, A. MUSER, J. ZEN, R. ARMBRUSTER - "Rapport d'étude sur les transformateurs d'impulsions en électronique nucléaire rapide" - Institut de Recherches Nucléaires de Strasbourg, Avril 62.
- [11] J.C. BALLAND, R. GAILLARD, J. PIGNERET, J.J. SAMUELI - "Improvement of high bandwidth coaxial transformers" - Nuclear instruments and Methods, 45, (1966).
- [12] B.M. OLIVER, J.R. PIERCE, C.E. SHANNON - "The philosophy of pules code modulation" - Proceedings I.R.E. vol. 36, n° 11, nov. 1948.
- [13] RAGAZZINI et FRANKLIN - "Les systèmes asservis échantillonnés" - DUNOD.
- [14] HEWLETT PACKARD JOURNAL - "An ultra-wideband oscilloscope based on an advanced sampling device" - Oct. 1966.
- [15] R. LYON-CAEN - "Diodes et transistors utilisés en commutation" - MASSON.
- [16] A. LAVAITTE -
- [17] A. LAVAITTE -

Manuscrit reçu le 9 Avril 1969

FIN